

Estratégias de Controle Aplicadas a um Conversor de Potência do Tipo Buck com Estrutura SIMO

Carlos Roozembergh Jr.* Alvaro Christian Monano Saavedra**
Walter Barra Jr*** Renan Landau Paiva de Medeiros****

* *Federal University of Para e UFPa, Faculty of Electrical Engineering, PA, Brazil (e-mail:carlos.silva.junior@itec.ufpa.br).*

** *Federal University of Para e UFPa, Faculty of Electrical Engineering, PA, Brazil (e-mail:alvaro.saavedra@itec.ufpa.br)*

*** *Federal University of Para e UFPa, Faculty of Electrical Engineering, PA, (e-mail:walbarra@ufpa.br)*

**** *Federal University of Amazonas - UFAM, Department of Electricity, AM, Brazil(e-mail:renanlandau@ufam.edu.br)*

Abstract: In this article methodologies and implementations are investigated into the SIMO converter, with focus on systems with two outputs using centralized control strategies. The control system is based in Parametric Robust Control and LQR techniques, using states feedback for output regulation purposes. To obtain the dynamics of the plant in the desire point it is accomplished the phenomenological study for the circuit through the current inductor curve. The simulations of the controllers and the circuit were done using toolbox Matlab/Simulink. The results and the discussions are submitted in the response graphics using performance integral index tables related with the error signal and the effort of the control system.

Resumo: Neste artigo são investigadas metodologias e implementações no conversor SIMO, com foco nos sistemas de duas saídas por meio de estratégias de controle centralizadas. O sistema de controle utilizado consiste nas técnicas de Controle Robusto Paramétrico e LQR onde por meio da estrutura de realimentação de estados se tem como objetivo regular as saídas do conversor. Para obtenção da dinâmica do comportamento da planta no ponto desejado é realizado o estudo fenomenológico do circuito por meio da curva da corrente do indutor. As simulações dos controladores e do circuito foram realizadas por meio da toolbox Matlab/Simulink. Os resultados e discussões são apresentados nos gráficos da resposta do sistema e por meio de tabelas contendo índices integrais de desempenho do sinal de erro e do esforço de controle do sistema.

Keywords: Conversor Buck; Controle Centralizado; LQR; Robusto Paramétrico; SIMO; Incertezas Paramétricas

1. INTRODUÇÃO

A melhoria dos conversores de potência CC/CC tem se tornado uma área de grande importância devido ao seu impacto direto nas melhorias tanto qualitativa quanto quantitativa em diversos setores, principalmente o industrial. Dentre essas melhorias estão destacadas a criação de topologias visando atender diversas demandas. A possibilidade de atender de alimentar diversos níveis de tensão continua a partir de uma fonte de alimentação, substituindo métodos convencionais de sistemas de conversão onde um sistema alimentava somente uma saída, levou a criação da topologia de circuito denominado SIMO (Single Inductor – Multiple Output), no qual um único indutor é capaz de alimentar diversas saídas (Huang et al., 2007). Essa característica torna o circuito uma alternativa interessante em sistemas de conversão com chaveamento em paralelo, ocasionando em redução no número de chaves

de potência, redução de perdas, torna o sistema compacto com a diminuição de elementos passivos e evitando.

Entretanto essa topologia oferece dificuldades quanto ao sistema de controle a ser implementado, visto que o acoplamento entre as saídas cria o problema do efeito de regulação cruzada, a qual afeta fortemente a resposta do sistema em regime transitório e permanente, não linearidades além dos acoplamentos citados, além das incertezas decorrentes do modelo matemático e variações nos valores nominais (Nayak and Nath, 2018). Tais problemas fazem com que o controle dos conversores SIMO a ser projetado necessite de um grau de sofisticação em sua atuação para manter bons níveis de desempenho e regulação em diferentes níveis de tensão enquanto minimiza efeitos de forte acoplamento entre os sistemas de realimentação dos controladores.

Dessa forma, metodologias para atender a essas problemáticas foram desenvolvidas. Para corrigir problemas relacionados a regulação cruzada, Trevisan et al. (2008) projetou desacopladores conjuntamente com controladores para regulação de modo comum e modo diferencial das saídas de tensão na topologia SIDO do tipo buck. Utilizando

* Reconhecimento do suporte financeiro deve vir nesta nota de rodapé.

a estrutura de controle descentralizada e visando aliar desempenho e robustez, Xiong and Cai. (2006) propõe um sistema no qual é especificado o comportamento de determinados subsistemas em termos de margem de fase e ganho enquanto outros subsistemas são realimentados. Landau et al. (2018) adota estrutura descentralizada utilizando metodologias robustas para elaboração de controladores PID, a qual envolve o estabelecimento da dinâmica desejada dentro de uma região de incerteza paramétrica. Shen et al. (2012) propôs um controle digital de corrente na topologia SIDO do tipo boost, utilizando o controlador MPC onde a corrente presente no elemento indutivo é estimada, eliminando seu circuito medidor de corrente.

Dentre as estratégias de controle existentes para sistemas MIMO as técnicas envolvendo realimentações em espaço de estados podem ser interessantes em processos com alto grau de acoplamento em suas variáveis dinâmicas e oferecem vantagens em relação a sistemas de controle descentralizado como a diminuição da interação entre sistemas controle, os quais podem gerar oscilações que tendem a instabilidade. Dentro desses sistemas centralizados, o controlador LQR (Linear Quadratic Regulator) surge como um sistema capaz de garantir estabilidade e robustez em sistemas de alto grau de acoplamento e de maneira ótima, onde por meio de seus parâmetros são ponderados a energia envolvida na atuação do processo e o sobressinal presentes nas variáveis dinâmicas do processo, o qual também o torna vantajoso em relação a projetos de alocação de pólos em sistemas centralizados (Albertos and Sala, 2004).

Este artigo visa investigar a implementação e comportamento de sistemas de controle centralizados no conversor de múltiplas saídas conjuntamente com metodologias descentralizadas, especificamente o conversor SIDO do tipo buck, utilizando o controlador LQR com integrador. Este artigo esta organizado de forma que modelo matemático tanto não linear quanto linear do conversor em MCC (Modo de Condução Contínua), adotando o circuito de classe A, é apresentado na seção 2. Na seção 3 é apresentado o controlador a ser projetado conjuntamente com suas modificações. Na seção 4 o sistema de controle apresentado é projetado e implementado no modelo não linear do conversor, utilizando o software de simulação matemática MATLAB, e ainda durante esta seção são discutidos os resultados da simulação. Posteriormente na seção 5 é apresentada a conclusão deste artigo.

2. MODELAGEM DO CIRCUITO SIDO

O circuito apresentado na Figura 1 representa o conversor SIMO do tipo buck, onde as saídas V_{C1} e V_{C2} são reguladas pelas chaves $Q1$ e $Q2$, as quais são controladas pelos ciclos de trabalho $d1$ e $d2$ respectivamente. Conforme foi dito anteriormente, o objetivo do circuito é manter o funcionamento de 2 cargas operando nas condições operacionais, em Lin et al. (2008) são apresentadas modos de operação do circuito de SIDO, os quais são classificadas em classes, neste trabalho foi trabalhado o circuito de classe A.

O gráfico do comportamento da corrente do indutor neste circuito é apresentado na figura (4)

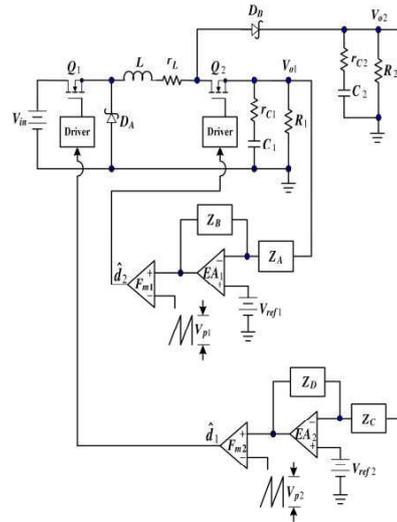


Figura 1. Modelo do Circuito SIDO.

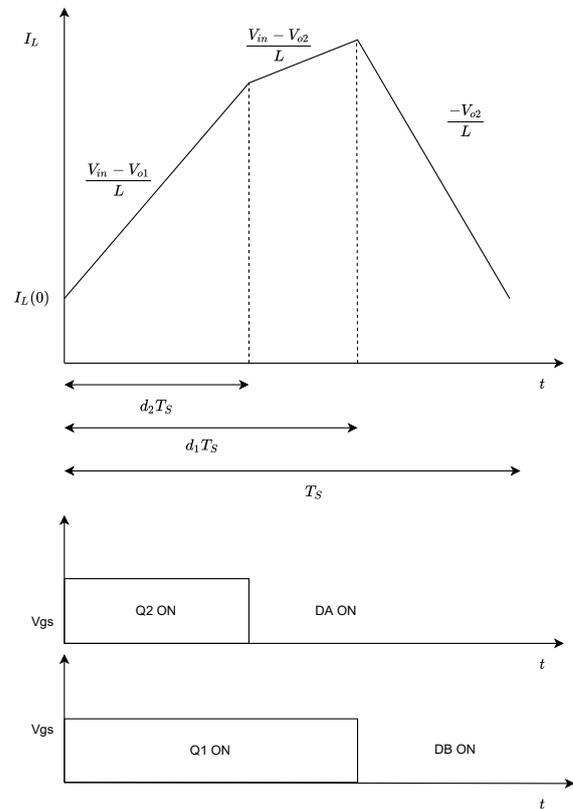


Figura 2. Curva da corrente do indutor e do tempo de chaveamento.

Nesta classe de circuito enquanto as chaves $Q1$ e $Q2$ estão simultaneamente ligadas a curva do indutor tem coeficiente angular positivo $(V_{in} - V_{o1})/L$ e o diodo D_B está reversamente polarizado devido o valor de V_{o1} ser menor que V_{o2} . Durante o periodo $(d1 - d2)/T_s$ a chave $Q1$ estará ligada e $Q2$ estará desligada, fazendo com que a corrente do indutor circule pelo diodo D_B carregando a carga de tensão V_{o2} mudando assim o coeficiente angular da curva do indutor para $(V_{in} - V_{o1})/L$. No periodo equivalente a

$(1 - d_1)/T_s$, onde as chaves Q_1 e Q_2 estarão desligadas, a corrente do indutor circula pelos diodos D_A e D_B e descarregando em V_{o2} , resultando no gráfico da corrente um coeficiente angular negativo de valor $-V_{o2}/L$

Considerando as chaves e os diodos presentes no circuito como ideais, as equações que regem a dinâmica do circuito são vistas na Equação 1

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = I_L d_2 - \frac{V_{C1}}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_L (1 - d_2) - \frac{V_{C2}}{R_2} \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_{in} d_1 - V_{C1} d_2 - V_{C2} (1 - d_2) \end{array} \right. \quad (1)$$

2.1 Linearização

Para se estudar o comportamento e projetar controladores lineares do processo foi realizado a linearização do o modelo do circuito apresentado utilizando as aproximações da série de Taylor. Denominando as variáveis dinâmicas de entrada e de estado do sistema abaixo (Equação 2) tem-se:

$$X = [V_{C1} \ V_{C2} \ I_L]^T ; U = [d_1 \ d_2]^T \quad (2)$$

Dessa forma é definido as equações dinâmicas da Equação 1 como um conjunto denominado funções de estado e são representadas de acordo com a Equação 3

$$f(X, U, t) = \dot{X}(t) \quad (3)$$

Sendo assim, são realizadas operações conhecidas como jacobianas das funções de estado (Equação 5 e Equação 6) onde são aplicadas as variações de pequenos sinais (Equação 4), de forma que $\tilde{I}_L, \tilde{d}_1, \tilde{V}_{C1}, \tilde{V}_{C2}, \tilde{d}_1$ e \tilde{d}_2 representam as pequenas variações em torno dos valores nominais de operação ($D_1, D_2, I_{L0}, V_{C10}$ e V_{C20}) :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 + \tilde{d}_1 \\ D_2 + \tilde{d}_2 \\ V_{C10} + \tilde{V}_{C1} \\ V_{C20} + \tilde{V}_{C2} \\ I_{L0} + \tilde{I}_L \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_j} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_j} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_i}{\partial x_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B_{in} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial u_n} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_i}{\partial u_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Dessa forma:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_1 C_1} & 0 & \frac{D_2}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{R_2 C_2} & \frac{1 - D_2}{C_2} \\ \frac{-D_2}{L} & \frac{-1 + D_2}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{I_{L0}}{C_1} \\ 0 & \frac{-I_{L0}}{C_1} \\ \frac{-D_2}{L} & \frac{-1 + D_2}{L} \end{bmatrix} \quad (8)$$

De posse das matrizes de transição de estados dinâmicos e controle, A e B respectivamente, é possível representar a dinâmica do sistema de pequenos sinais da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A\tilde{X}(t) + B\tilde{U}(t) \\ Y &= C\tilde{X}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

A qual pode ser escrita na forma discreta, conforme é vista na Equação 10:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(k+1) &= A_d \tilde{x}(k) + B_d \tilde{u}(k) \\ y(k) &= C \tilde{x}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

Onde as matrizes discretas podem ser obtidas pelas equações

$$A_d = e^{AT_s} ; B_d = \int_0^{T_s} e^{A(T-\tau)} B d\tau \quad (11)$$

..

3. LQR

O controlador LQR segue a estratégia de controle centralizada implementadas em sistemas MIMO baseando-se na realimentação das variáveis de estados dinâmicas representadas na Equação 2. A técnica de controle envolve a minimização da função custo quadrática (Equação 12), obtendo uma solução ótima para para o sistema a ser controlado

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (x(k)^T Q x(k) + u(k)^T R u(k)) \quad (12)$$

Onde as matrizes de ponderação Q e R são os parâmetros do controlador responsáveis por ditar o fator energético das variáveis controladas e sinais de controle, respectivamente, de tal forma que $Q = Q^T \geq 0$ e $R = R^T > 0$.

Após as definições das matrizes de ponderação é resolvida a equação de Ricatti (Equação 13)

$$S = Q + A^T S A - A^T S B (B^T S B + R)^{-1} B^T S A \quad (13)$$

Onde a solução S é uma matriz definida positiva. Posteriormente a matriz S é implementada na lei de controle do controlador (Equação 14).

$$U_{opt}(k) = -Kx(k) = -R^{-1} B S x(k) \quad (14)$$

No diagrama abaixo encontra-se a implementação da matriz de ganhos do sistema de controle no sistema linear.

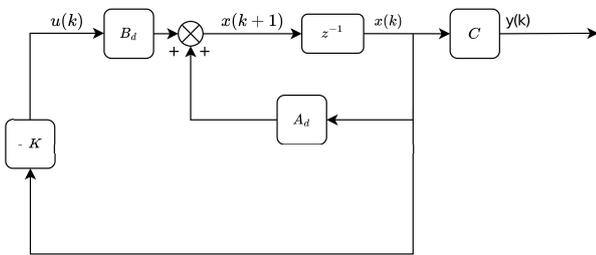


Figura 3. Realimentação de Estados.

Comumente utilizado em sistemas de potência com controlador LQR como em Jaen et al. (2006), Oue et al. (2019), Huerta et al. (2012) a adição de integradores na malha de controle possibilita melhorar a resposta em regime permanente e rejeitar perturbações. Em sua forma discreta a adição pode ser realizada por meio de uma modificação do modelo de sistema para a forma incremental, possibilitando a criação de uma variável auxiliar associada ao erro existente entre o sinal de referência e a resposta do sistema (Equação 15).

$$e(k+1) = e(k) + r(k) - y(k) \quad (15)$$

Dessa forma considera-se as variações :

$$\begin{aligned} \Delta x(k+1) &= x(k+1) - x(k) \\ \Delta u(k+1) &= u(k+1) - u(k) \\ \Delta e(k+1) &= e(k+1) - e(k) \end{aligned} \quad (16)$$

Acrescentando as variáveis incrementais (Equação 16) e auxiliar (Equação 15) na equação de estados discreta, tem-se o sistema expandido presente na Equação 17

$$\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ \Delta e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ -C A_d & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ \Delta e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ -C B_d \end{bmatrix} \Delta u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(k) \quad (17)$$

Para cálculo dos ganhos do controlador ainda são realizadas as formulações de Ricatti e da lei de controle, porém

com as matrizes expandidas apresentadas. Onde a lei de controle se apresenta da seguinte forma.

$$\Delta u(k) = -[K \quad -K_i] \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ \Delta e(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Aplicando a Equação 18 em 17 tem-se a equação de malha fechada do sistema.

$$\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ \Delta e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d - B_d K & B_d K_i \\ -C A_d + C B_d K & I - C B_d K_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ \Delta e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(k) \quad (19)$$

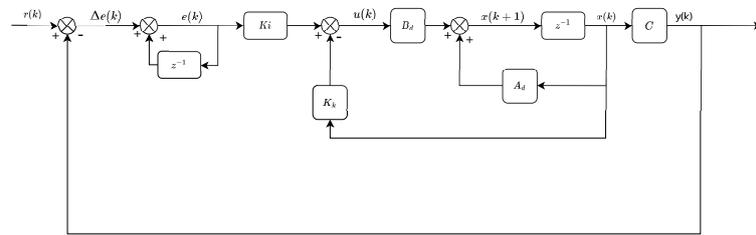


Figura 4. Realimentação de Estados com ação integral

4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Para a simulação foi utilizado o software de simulação matemática MATLAB, onde foi criado o circuito SIDO (Figura 5) com os valores de parâmetros apresentados na Tabela 1:

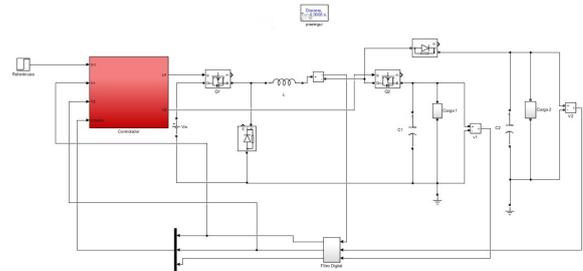


Figura 5. Modelo do Circuito no Simulink

Tabela 1. Parâmetros do Circuito

Parâmetros	Valores
D_1	0,6182
D_2	0,4092
V_{C10}	2,5 V
V_{C20}	3,5 V
I_{L0}	1,85 A
R_1	3,3 Ω
R_2	3,2 Ω
C_1	5170 μF
C_2	1170 μF
V_{in}	5 V
L	2mH
f_{sw}	2000 Hz
Tempo de amostragem (T_s)	0,5 ms

No software, usando como método de sintonia pela tentativa e erro, foram calculados os ganhos do controlador utilizando as equações acima citadas. Os melhores valores encontrados para matrizes de Q e R são:

$$R = \begin{bmatrix} 2,7778 & 0 \\ 0 & 2,7778 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,2500 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0001 \end{bmatrix}$$

As quais geraram os ganhos do controlador LQR com integrador no domínio discreto apresentados na Tabela 2

Tabela 2. Ganhos do Controlador.

Sinal de Entrada	V_{C1}	V_{C2}	I_L	ev_{C1}	ev_{C2}
d_1	0,0611	-0,0025	0,4172	0,0014	0,0026
d_2	0,3502	-0,1329	0,0659	0,0031	-0,0023

Durante a etapa de implementação do controlador obtido, também foi realizado testes utilizando controlador robusto descentralizado apresentada por Bhattacharyya (1995) e Landau et al. (2018), onde para essa topologia de conversor, na qual é definida uma região de incerteza e aplicada no polinômio de malha fechada desejado:

$$G(s) = \frac{[b_1^-, b_1^+]s + [b_0^-, b_0^+]}{s^2 + [a_1^-, a_1^+]s + [a_0^-, a_0^+]} \quad (20)$$

Para a região de incertezas é definida um sistema com uma margem de fase mínima de 45° com uma dinâmica correspondente a um tempo de assentamento menor que 1 segundo e com um fator de amortecimento maior que 0,2. Os parâmetros do controlador PI, apresentado na Equação 21, utilizando a metodologia citada são apresentados na Tabela 3

$$G_{PI}(z) = \frac{a_1 z + a_0}{z - 1} \quad (21)$$

Tabela 3. Parâmetros do Controlador PI.

Controladores	P	I
$C_{11}(z)$	0,3232	0,2842
$C_{22}(z)$	-0,4262	-3,3

Nas simulações foram realizadas testes envolvendo mudanças no sinal de referencia pra saída de tensão, onde a mudança foi de 2 volts para 3 volts e de 3 volts para 4 volts nas saídas V_1 e V_2 respectivamente. Também foram realizados testes envolvendo alterações nos valores de carga onde na carga 1 (Figura 6) foi alterado de $3,3 \Omega$ para 6Ω no tempo de 15 segundos e na carga 2 (Figura 8) de maneira similar, onde em ambos os casos foi fornecido um sinal de referencia de 2 V e 3 V para as saídas V_1 e V_2 respectivamente. Para avaliar numericamente o desempenho do sistema são utilizados o índices ISE (*Integral Square Error*) e as variações do sinal de saída e controle .

Durante a simulação com perturbação carga 1 foi possível observar pela Figura 6 e tabelas 4 e 5 que o sistema de controle centralizado obteve melhor desempenho nas duas saídas do circuito com variação menor do sinal de controle em relação a estratégia descentralizada robusta. Na Figura 7 é possível observar que ouve para o controlador PI

aumento de variação do sinal de controle 1 e diminuição da variação de controle 2 para regular o nível de tensão, complementarmente para o controlador LQR ouve um sensível aumento da variação do sinal de controle 1 e baixa variação para o sinal de controle 2.

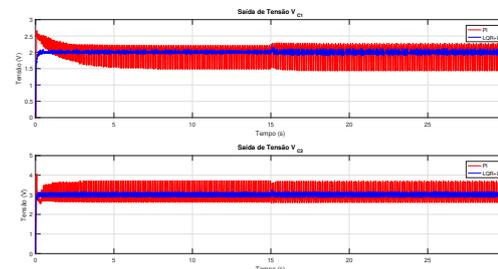


Figura 6. Saídas do Processo com Perturbação na Carga 1.

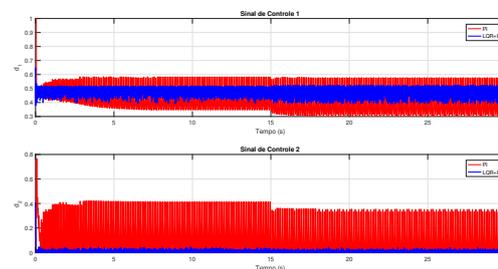


Figura 7. Sinal de controle do Processo com Perturbação na Carga 1.

Tabela 4. Índices ISE do do Processo com Perturbação na Carga 1.

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,1213	0,2708
PI	1,9434	3,3598

Tabela 5. Variação de Sinal de Saída do Processo com Perturbação na Carga 1.

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,004	0,009
PI	0,064	0,112

Tabela 6. Variação do Sinal de Controle do Processo com Perturbação na Carga 1.

Controladores	d_1	d_2
LQR	$7,627 \times 10^{-4}$	$1,6126 \times 10^{-4}$
PI	$65,7662 \times 10^{-4}$	$160,1011 \times 10^{-4}$

Para a simulação com perturbação carga 2 foi possível observar pela Figura 8 e tabelas 7 e 8 que o sistema de controle centralizado obteve melhor desempenho nas duas saídas do circuito com variação menor do sinal de controle em relação a estratégia descentralizada robusta. Na Figura 9 é possível observar que ouve para o controlador PI diminuição da variação do sinal de controle 1 e aumento da variação de controle 2 para regular o nível de tensão, complementarmente para o controlador LQR ouve um sensível diminuição da variação do sinal de controle 1 e diminuição variação para o sinal de controle 2.

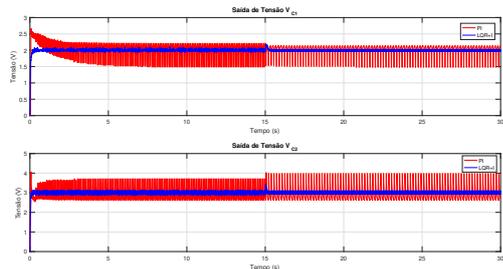


Figura 8. Saídas do Processo com Perturbação na Carga 2.

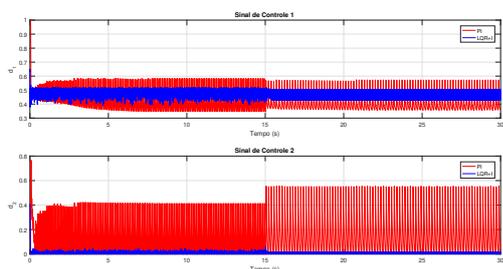


Figura 9. Sinal de controle do Processo com Perturbação na Carga 2.

Tabela 7. Índices ISE do Processo com Perturbação na Carga 2

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,0950	0,2655
PI	1,3966	3,9725

Tabela 8. Variação do Sinal de Saída do Processo com Perturbação na Carga 2

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,0031	0,0088
PI	0,0459	0,1324

Tabela 9. Variação do Sinal de Controle do Processo com Perturbação na Carga 2

Controladores	d_1	d_2
LQR	$5,5985 \times 10^{-4}$	$1,4406 \times 10^{-4}$
PI	$44,91 \times 10^{-4}$	$226,706 \times 10^{-4}$

Nas respostas envolvendo a mudança do sinal de referência (Figura 10) é possível observar que ambos os sistemas de controle foram capazes de seguir a mudança de sinal porém com desempenhos distintos, onde o controlador LQR apresentou desempenho melhor do que o controlador PI, como pode ser visto nas tabelas 10 e 11. Avaliando o sinal de controle, pela Figura 11 e pela Tabela 11 que a variação do sinal de controle 1 e 2 é menor no controlador LQR em comparação com o controlador PI.

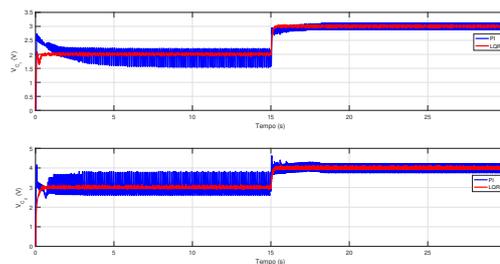


Figura 10. Saídas do Processo com Mudanças de Sinal de Referência.

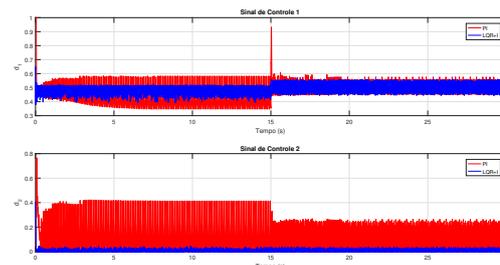


Figura 11. Sinal de controle do Processo com Mudança de Referência.

Tabela 10. Índices ISE.

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,1338	0,2728
PI	1,216	2,1986

Tabela 11. Variação do Sinal de Saída

Controladores	V_{C1}	V_{C2}
LQR	0,2545	0,261
PI	0,2563	0,3261

Tabela 12. Índices ISU.

Controladores	d_1	d_2
LQR	$8,8758 \times 10^{-4}$	$1,7439 \times 10^{-4}$
PI	50×10^{-4}	118×10^{-4}

5. CONCLUSÃO

Esse artigo tem como objetivo a implementação de sistemas de controle centralizado nos conversores SIMO com foco no sistemas de 2 saídas. A investigação da aplicação desse tipo de sistema de controle se justifica pelo forte acoplamento presente na dinâmica do circuito afetando fortemente o desempenho e aliado a isso a presença de incertezas na circuito também se assume como um dos problemas centrais no seu funcionamento. Dessa forma a metodologia envolvida aborda o Regulador Linear Quadrático pela sua capacidade de garantir estabilidade de sistemas forte grau de acoplamento com otimização do sinal de controle no sistema. As simulações realizadas mostraram bom desempenho do controlador frente as alterações de carga realizadas, diminuindo efeitos de regulação cruzada e acoplamento com custo baixo de esforço de controle em comparação ao sistema descentralizado, justificando novas pesquisas do sistema de controle centralizado em circuitos de multiplas saídas.

REFERÊNCIAS

- Albertos, P. and Sala, A. (2004). *Multivariable Control Systems: An Engineering Approach*. Springer, London.
- Bhattacharyya, S.P. (1995). *Robust Control: The Parametric Approach*. Prentice Hall, London.
- Huang, M.H., Huang, H.W., Peng, J.Y., Tsai, T.L., Lee, M.C., Wang, C.S., and Chen, K.H. (2007). Single-inductor dual-output (sido) dc-dc converters for minimized cross regulation and high efficiency in soc supplying systems. *2007 50th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 50.
- Huerta, F., Pizarro, D., Cobrecas, S., Rodriguez, F.J., Giron, C., and Rodriguez, A. (2012). Lqg servo controller for the current control of *lcl* grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11), 4272–4284.
- Jaen, C., Pou, J., Pindado, R., Sala, V., and Zaragoza, J. (2006). A linear-quadratic regulator with integral action applied to pwm dc-dc converters. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2280–2285.
- Landau, R., Barra, W., Bessa, I., Filho, J.E., Ayres, F., and Neves, C. (2018). Robust decentralized controller for minimizing coupling effect in single inductor multiple output dc-dc converter operating in continuous conduction mode. *ISA Transactions*, 73, 112–129.
- Lin, K.Y., Huang, C.S., Chen, D., and Liu, K.H. (2008). Modeling and design of feedback loops for a voltage-mode single-inductor dual-output buck converter. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 39, 3389–3395.
- Nayak, G. and Nath, S. (2018). Comparing performances of sido buck converters. *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*.
- Oue, K., Sano, S., Kato, T., and Inoue, K. (2019). Stability analysis of grid-forming inverter in dq frequency domain. In *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1–8.
- Shen, Z., Chang, X., Wang, W., Tan, X., Yan, N., and Min, H. (2012). Predictive digital current control of single-inductor multiple-output converters in ccm with low cross regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27, 1917–1925.
- Trevisan, D., Mattavelli, P., and Tenti, P. (2008). Digital control of single-inductor multipleoutput step-down dc-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 3476–3483.
- Xiong, Q. and Cai, W.J. (2006). Effective transfer function method for decentralized control system design of multi-input multi-output processes. *Journal of Process Control*, 16, 773–784.