

CONTROLADOR MPC ROBUSTO OFFLINE OTIMIZADO VIA LMIS APLICADO AO CONVERSOR BOOST COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO EM TRES ESTADOS

MARCUS V. S. COSTA* F. EVERTON U. REIS* JOSÉ ILTON DE OLIVEIRA FILHO† JOSÉ CARLOS TELES CAMPOS* OTACILIO M. ALMEIDA†

*UFC
Campus do PICI
Fortaleza, Ceará, Brasil

†UFPI
Campus Petrônio Portella
Teresina, Piauí, Brasil

Email: mar-

cus12jc@hotmail.com e ver-tonsx@gmail.com ilton104@hotmail.com teles@ufc.br comotacilio@ufpi.br

Abstract— This paper presents the application of MPC offline optimized via Linear Matrix Inequalities (LMIs) a Boost CC-CC converter with three state switching cell (3SSC). The controller design considers the average state space model which voltage and load variations are modeled via polytopes, considering a linear time varying system, where the control law follows a block diagram also proposed. The controller offline is implemented on low-cost microcontroller Texas Instruments MSP430G2553. Simulations and experimental tests were realized on proposed controller comparing its results with digital classical LQI. The MPC-LMI controller achieved better and softer results compared with digital LQI. The simulation and the experimental results validated the offline MPC-LMI theory presented this paper, demonstrating the availability of predictive controller low-cost microprocessed applied in power converters.

Keywords— Robust MPC-LMI offline, LMI optimization, LTV systems, 3SSC Boost Converter

Resumo— Este artigo propõe a aplicação do MPC *offline* otimizado via inequações matriciais lineares (LMIs) em um conversor CC-CC Boost com célula de comutação em 3 estados (CCTE). O projeto do controlador considera a modelagem no espaço de estados médio cujas variações de tensão de entrada e carga são modeladas politopicamente, considerando o sistema linear variante no tempo, em que a lei de controle segue um diagrama de blocos também proposto. A implementação do controlador offline é feita no microcontrolador de baixo custo MSP430G2553 da Texas Instruments. Foram realizadas simulações e ensaios experimentais do controlador proposto aplicado comparando seus resultados com o controlador LQI digital clássico. O controlador MPC-LMI obteve resultados mais suaves e rápidos que o controlador LQI digital clássico. O resultados de simulação e experimentais validaram a teoria do MPC-LMI offline apresentada nesse artigo, mostrando a viabilidade do controlador preditivo microprocessado em baixo custo aplicado em conversores CC-CC de potência.

Palavras-chave— MPC-LMI robusto offline, otimização LMI, sistemas LTV, Conversor Boost CCTE

1 Introdução

O estudo controladores preditivos em conversores de potência ganharam mais importância devido as vantagens de melhorar o desempenho da planta introduzindo algoritmos mais eficientes e fazendo uso do horizonte de predição para garantir a estabilidade do modelo diante de perturbações da carga e transitórios de tensão.

Este artigo propõe o uso do controle preditivo baseado em modelo (MPC) robusto via LMIs aplicado no conversor boost com Célula de Comutação de Três Estados de Bascopé and Barbi (2000). Tal estratégia de controle inspira-se na teoria MPC-LMI offline de Kothare et al. (1996) e Wan and Kothare (2003) e segue a modelagem das incertezas de acordo com Olalla et al. (2009), Olalla et al. (2012) e propõe a modelagem do controlador via diagrama de blocos baseada no conceito de Levine (1999) e Fadali (2009) aplicados ao controle digital. Além disso, é usada uma lei de controle baseada no modelo discreto conhecido em literatura (Ogata, 1986; Levine, 1999)

Além disso o controlador MPC robusto é comparado com o controlador LQR digital com ação integral de Ogata (1986). Nesse artigo são mostrados a simulação e o experimento considerando variação na carga e condições de operação em tensões de entrada diferentes. A implementação experimental foi executada em MSP430G2553 Launchpad da Texas Instruments.

2 Conversor Boost CCTE

A Figura 1 mostra o esquemático do conversor boost com célula de comutação de 3 estados de Bascopé and Barbi (2000) juntamente com controle digital proposto. Para o modelo do *boost* em estudo, é feita a elevação da faixa de 26V a 36V para 48V. Este conversor baseia-se no trabalho feito por Reis (2012). A Tabela 1 mostra os parâmetros do conversor, bem como os ganhos dos sensores e escala do PWM (*Pulse Width Modulation*) utilizado. O período de amostragem escolhido deve-se à escolha da resposta em malha aberta da tensão, cuja estabilização não compro-

mete o desempenho da resposta em degrau tanto de malha aberta como de malha fechada.

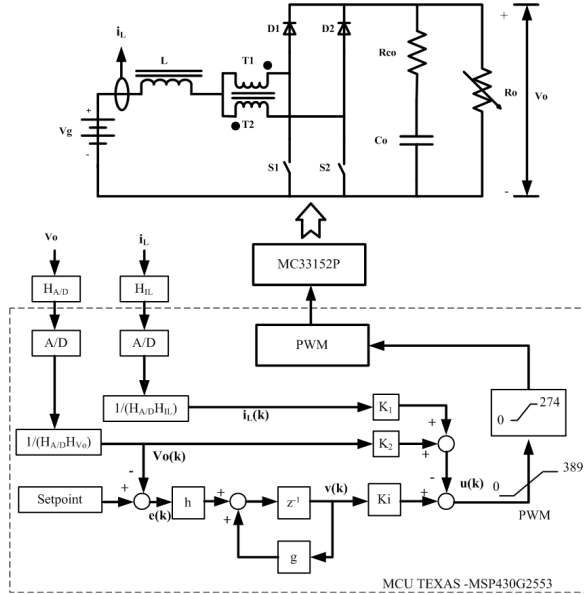


Figura 1: Esquemático proposto.

Tabela 1: Parametros do conversor.

Converter	
Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada (V_g)	26-36[V]
Tensão de Saída(V_o)	48 [V]
D_{duty} Ciclo de Trabalho	0.25
Frequência de chaveamento(f_s)	22[kHz]
Periodo de Amostragem(T_s)	1[ms]
Indutor de Filtro (L)	70[μH]
Resistência Indutiva (R_L)	0[Ω]
Capacitor de saída (C_o)	2200[μF]
Resistência serie ($R_{se} = R_{co}$)	29[mΩ]
Carga(R_o)	38.4-76.8[Ω]
Potencia de saída	30-60[W]
Ganho $H_{A/D}$ (10 Bits) 2.5V	1023/2.5 $\cong$ 409
Ganho H_{V_o}	0.02542
Ganho H_{I_L} (Sensor Hall)	0.1[V]/[A]
Escala PWM (3.3V)	0 a 389

2.1 Equacionamento do modelo

As expressões no espaço de estados A_t, B_t, C_t, D_t operando no Modo de Condução Contínua (MCC) (Middlebrook and Cuk, 1976) são:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_t x + B_t u, \\ y &= C_t x + D_t u, \end{aligned} \quad (1)$$

onde

$$A_t = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + (1-D_{cycle})(R_{co}||R_o)}{L} & -\frac{(1-D_{cycle})R_o}{L(R_{co}+R_o)} \\ \frac{(1-D_{cycle})R_o}{C_o(R_{co}+R_o)} & -\frac{1}{C_o(R_{co}+R_o)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$B_t = \begin{bmatrix} \frac{R_{co}}{L} \frac{(1-D_{cycle})R_o + R_{co}}{(R_{co}+R_o)} \\ -\frac{R_o}{C_o(R_{co}+R_o)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$C_t = \left[(1 - D_{cycle}) (R_{co}||R_o) \frac{R_o}{(R_{co}+R_o)} \right] \quad (4)$$

$$D_t = -V_g \frac{R_{co}||R_o}{R'} \quad (5)$$

sendo $R' \triangleq (1 - D_{cycle})^2 R_o + R_L + D_{cycle} (1 - D_{cycle}) (R_{co}||R_o)$, $x = [i_L \ V_c]^t$, o qual i_L é a corrente no indutor, V_c é a tensão no capacitor, $u = d$, em que d é o ciclo de trabalho $y = V_o$, V_o é a tensão de saída no conversor.

2.2 Análise de incertezas do Conversor

A partir da Tabela 1, o modelo no espaço de estados (2), (3), (4) e (5) são diretamente influenciadas pelas variações da tensão de entrada e da carga. Situações análogas são vistas em Olalla et al. (2009), que segue a teoria abordada por Gahinet et al. (1995) e Boyd et al. (1994). Portanto, para o projeto do controlador, o controle do conversor deve garantir a estabilidade e a robustez do sistema, considerando $V_g \in [26, 36]V$ e $Pot \in [30, 60]W$ e conforme Tabela 1, sendo $R_o = f(Pot)$ e $D_d = f(V_g)$, tem-se que

$$R_o = f(Pot) = \frac{V_o^2}{Pot}, \quad Pot \in [30, 60] \quad (6)$$

e

$$D_{duty} = f(V_g) = 1 - \frac{V_g}{V_o}, \quad V_g \in [26, 36] \quad (7)$$

Portanto, o modelo no espaço de estados aplicado ao *boost* constitui-se de um sistema do tipo linear com parâmetros variáveis (*LPV Systems-Linear with Parameters Variations*). Sendo $n = 2$ parâmetros variantes, $p = 2^n \rightarrow p = 2^2 = 4$ matrizes politópicas do conversor.

3 Estratégia de Controle

3.1 Diagrama de Blocos Proposto

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos proposto (Fadali, 2009; Levine, 1999). Sendo A, B, C e D matrizes no espaço de estados discretizados a partir de (2),(3),(4) e (5). Na figura, g, h são as matrizes que correspondem ao grau de liberdade do diagrama de blocos.

Com base em Fadali (2009), as expressões do modelo aumentado são dadas por:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -hC & g \end{bmatrix} \quad e \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} B \\ -hD \end{bmatrix} \quad (8)$$

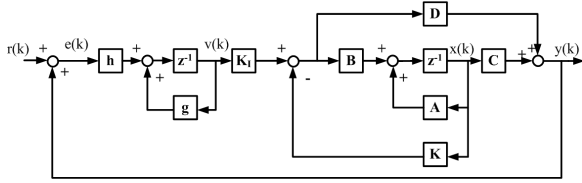


Figura 2: Servomecanismo proposto.

As expressões de malha fechada são

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BKi \\ -h(C - DK)g - hDKi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ h \end{bmatrix} r(k) \quad (9)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} C - DK & DKi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

de modo que

$$\begin{aligned} A_{mf} &= \begin{bmatrix} A - BK & BKi \\ -h(C - DK)g - hDKi \end{bmatrix}, \\ B_{mf} &= \begin{bmatrix} 0 \\ h \end{bmatrix}, \\ C_{mf} &= \begin{bmatrix} C - DK & DKi \end{bmatrix}, D_{mf} = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

o qual A_{mf}, B_{mf}, C_{mf} e D_{mf} são as matrizes de malha fechada.

3.2 Controlador MPC via LMIs

O controlador preditivo baseado em modelo (MPC) de Kothare et al. (1996) e Wan and Kothare (2003) é definido pelo índice de desempenho com horizonte infinito dado por:

$$\begin{aligned} u(k) &= \min_{F(k)x(k+i|k)} \max_{\substack{\hat{A}(k+i) \hat{B}(k+i) \in \Omega}} J_{\infty}(k), \\ J_{\infty}(k) &= \sum_{i=0}^{\infty} \left[\hat{x}(k+i|k)^T Q_1 \hat{x}(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

com $Q_1 > 0$ e $R > 0$. Considerando o sistema no espaço de estados LTV (*Linear Time Varying*):

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= \hat{A}(k)x(k) + \hat{B}(k)u(k), \\ y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} C(k) & 0 \end{bmatrix}}_{\hat{C}(k)} \hat{x}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} D(k) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\hat{D}(k)} u(k) \end{aligned} \quad (13)$$

de modo que $[\hat{A}(k) \hat{B}(k)] \in \Omega$, sendo $u(k)$ é o sinal de controle enviado ao PWM do conversor, $\hat{x}(k)$ é o vetor de estados expandido, tal que $\hat{x}^T = [i_L \ V_{co}]^T$ e $y(k)$ é a tensão de saída do conversor cujo vetor de estados $x^T(k) = [i_L \ V_{co}]^T$ segue a definição de malha aberta, todos de dimensão compatível com o modelo proposto.

Definido $[\hat{A} \ \hat{B}] \in \Omega$ um conjunto politópico convexo, de modo que $\Omega \in Co\{[\hat{A}_1 \ \hat{B}_1] \dots [\hat{A}_L \ \hat{B}_L]\}$ o qual o sistema LTV pode ser representado por um conjunto de politopos modelados via LTI. Cada politopo é modelado como um vértice convexo (Kothare et al., 1996; Wan and Kothare, 2003). Portanto, o conversor pode ser modelado obedecendo os politopos de operação.

Baseado nessa teoria, o controlador pode ser projetado obedecendo restrições no ciclo de trabalho e na saída do modelo, de modo que

$$\begin{aligned} |u_r(k+i|k)| &\leq u_{r,\max}, i \geq 0, r = 1, 2, \dots, n_u, \\ |y_r(k+i|k)| &\leq y_{r,\max}, i \geq 0, r = 1, 2, \dots, n_y. \end{aligned} \quad (14)$$

Portanto, através de (13), (12) e (14), a formulação MPC offline via LMIs no espaço de estados expandidos são dados por

$$\begin{aligned} \max_{\substack{\hat{A}(k+i) \hat{B}(k+i) \in \Omega, i \geq 0}} J_{\infty}(k) &\leq \\ \leq V(k+i|k) &\leq \gamma \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x(k|k) \\ x(k|k) & Q \end{bmatrix} \geq 0, Q > 0, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} Q & * & * & * \\ \hat{A}_i Q + \hat{B}_i Y & Q & * & * \\ Q_1^{1/2} Q & 0 & \gamma I & * \\ R^{1/2} Y & 0 & 0 & \gamma I \end{bmatrix} \geq 0, i = 1, \dots, L \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} X & Y \\ Y^T & Q \end{bmatrix} \geq 0, X_{rr} \leq u_{r,\max}^2, r = 1, 2, \dots, n_u \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} Z & C(\hat{A}_i Q + \hat{B}_i Y) \\ * & Q \end{bmatrix} \geq 0, Z_{rr} \leq y_{r,\max}^2, r = 1, 2, \dots, n_y \quad (19)$$

em que $\hat{F} = YQ^{-1}$.

Logo, as restrições do MPC robusto via LMIs offline seguem o seguinte processo: considere um sistema incerto (13) sujeito as restrições (14). Para um sistema offline, dado uma condição inicial x_1 , gera-se uma sequência de minimizadores γ_i, Q_i, X_i, Y_i e $Z_i (i = 1, \dots, N)$ baseados em (15), (16), (17), (18) e (19). Tome $i := 1$

1. compute os minimizadores γ_i, Q_i, X_i, Y_i e Z_i com a restrição adicional $Q_{i-1} > Q_i$ e armazene Q_i^{-1}, F_i, X_i e Y_i em uma *look-up table*;
2. se $i < N$, escolha o estado x_{i+1} satisfazendo $\|x_{i+1}\|_{Q_1^{-1}}^2 \leq 1$. Tome $i := i + 1$ e vá para o passo 1.

Desenhando a Lookup table: dado uma condição inicial $\|x(0)\|_{Q_1^{-1}}^2 \leq 1$, tome o estado $x(k)$ para o respectivo tempo k . Desenhe a busca envolta de Q_i^{-1} na *look-up table* para encontrar o maior índice i (ou equivalente, a menor elipsoide $\mathcal{E}_i = \{x \in \mathcal{R}^{n_x} | x'Q_i^{-1}x \leq 1\}$) de modo que $\|x(k)\|_{Q_1^{-1}}^2 \leq 1$.

Aplique a lei de controle $u(k) = F_i x(k)$.

4 Análise dos Resultados

4.1 Modelo numérico

Usando o modelo do espaço de estados medio a partir das equações (2), (3), (4) e (5). Uma vez discretizado com o periodo de amostragem $T_s = 1ms$ resulta nos seguintes pontos de operação do conversor:

- $f(36V, 60W)$

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -0,3414 & -4,5233 \\ 0,1439 & -0,2152 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 295,0837 \\ 77,0366 \end{bmatrix}, \\ C_1 &= [0,0217 \ 0,9992], D_1 = -0,0483. \end{aligned} \quad (20)$$

- $f(26V, 60W)$

$$\begin{aligned} A_2 &= \begin{bmatrix} 0,1054 & -4,9015 \\ 0,1560 & 0,2401 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 441,0783 \\ 65,8774 \end{bmatrix} \\ C_2 &= [0,0157 \ 0,9992], D_2 = -0,0668. \end{aligned} \quad (21)$$

- $f(36V, 30W)$

$$\begin{aligned} A_3 &= \begin{bmatrix} -0,3440 & -4,5362 \\ 0,1443 & -0,2150 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 293,1203 \\ 77,3890 \end{bmatrix} \\ C_3 &= [0,0217 \ 0,9996], D_3 = -0,0242. \end{aligned} \quad (22)$$

- $f(26V, 30W)$

$$\begin{aligned} A_4 &= \begin{bmatrix} 0,1036 & -4,9169 \\ 0,1564 & 0,2424 \end{bmatrix}, B_4 = \begin{bmatrix} 439,0871 \\ 66,3991 \end{bmatrix} \\ C_4 &= [0,0157 \ 0,9996], D_4 = -0,0334. \end{aligned} \quad (23)$$

As matrizes de ponderação escolhidas são $Q = I_3$ and $R = 0.1$, $g = 1$, $h = 1$. Para obtenção dos ganhos do controlador MPC-LMI offline, usa-se o conceito das elipsoides de estabilidade conforme mencionado na seção anterior. Considerando as condições nominais de carga, ou seja $x_0 = [I_L V_{Co}]^t = [1.6748]^t$ para plena carga de 60W, faz-se uma reposta impulso no tempo discreto para colher a curva de tensão. No ensaio de simulação, obteve-se $x_{2set} = [47.9879 \ 36.0000 \ -10.0878 \ 23.5339 \ -21.5138 \ 12.1553 \ -2.5548 \ -3.4696 \ 5.2933 \ -4.2088 \ 2.0161 \ -0.0876 \ -0.9584 \ 1.1377 \ -0.7930 \ 0.3062 \ 0.0674 \ -0.2375 \ 0.2352 \ -0.0000]$. Através destes valores, aplica-se o

processo de restrições MPC-LMI de modo a obter um conjunto de elipsóides 3D. Gerado um conjunto de valores de $i = 1, \dots, N$. Foi considerado a escolha de $i = 2$ da sequencia das elipsoides, devido a obedecer os limites existentes no modelo real. A Figura 3 mostra o modelo com o controlador escolhido considerando a resposta impulso, limitado à elipsoide referente ao Q_i , sendo $i = 2$ do processo de otimização. Observa-se a limitação da resposta diante das variáveis de estado consideradas na modelagem.

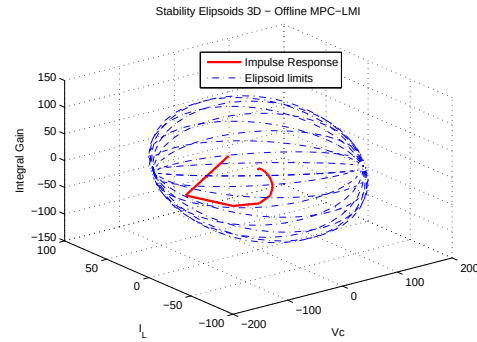


Figura 3: Resposta impulso do modelo.

Portanto, os ganhos resultados das expressões (15), (16), (17) e (18), considerando os passos 1 e 2 do processo de restrições LMIs Offline, são:

$$\begin{aligned} K_{MPC} &= -F = [9,5743 \times 10^{-4} \ -0,0048]; \\ K_{iMPC} &= 0,0015; \end{aligned} \quad (24)$$

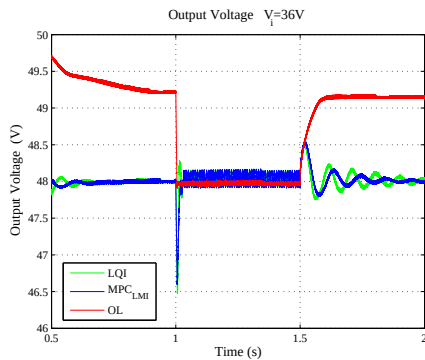
Comparando os ganhos do MPC-LMI com o LQI digital classico, tem-se que:

$$\begin{aligned} K_{LQI} &= [1,3855 \times 10^{-4} \ -0,0081]; \\ K_{iLQI} &= 0,0020 \end{aligned} \quad (25)$$

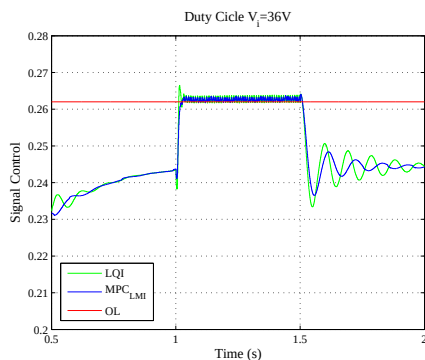
4.2 Resultados de simulação

A simulação do conversor foi feita usando o Matlab/Simulink, considerando o tempo de amostragem dos blocos em $T_s = 1ms$ e o tempo de processamento da simulação em $1\mu s$. É considerado a simulação em regime permanente conforme a modelagem em condução contínua para o conversor *boost* com variação de carga meia-plena-meia carga a cada $500ms$.

Na Figura 4(a) mostra a tensão de saída para $V_g = 36V$ com a variações de carga. A resposta em malha aberta não segue a referencia. Os demais controles seguem a referencia de $V_o = 48V$. O controlador MPC-LMI segue com as melhores respostas em relação ao LQI digital. Já na Figura 4(b) mostra o sinal de controle para $V_g = 36V$. O sinal de controle do MPC-LMI apresenta resposta melhor que LQI digital. Em geral, todas as respostas mantém a referencia de 48V.



(a) Tensão de saída para $V_g = 36V$.



(b) Sinal de controle para $V_g = 36V$.

Figura 4: Tensão de saída e sinal de controle para meia-plena-meia carga.

4.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram realizados no osciloscópio TDS 1001B, cuja aquisição de dados foram feitas pelo Software TekVisa[®] e implementação das curvas do equipamento foram feitas em Matlab. A Figura 5 mostra a bancada experimental do conversor.

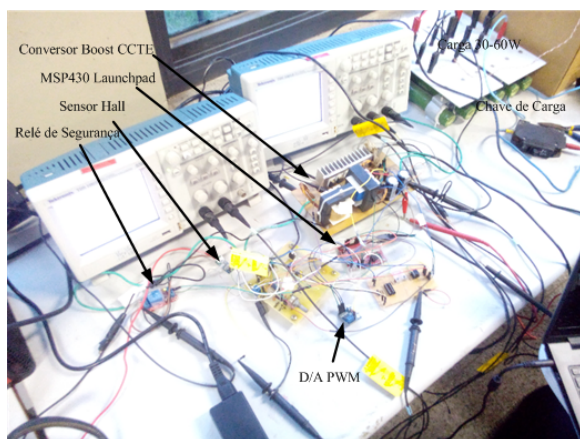
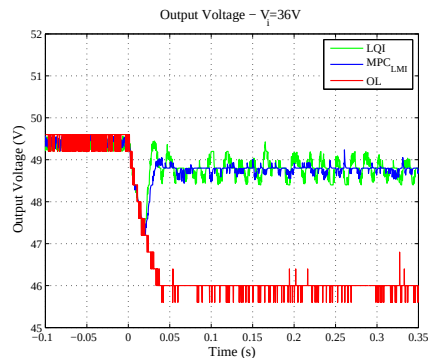


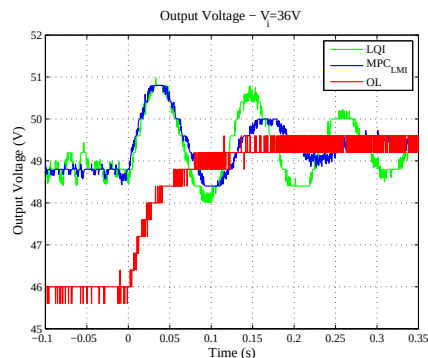
Figura 5: Bancada Experimental.

A Figura 6 mostra as tensões de saída experimentais para estratégias de controle aplicadas neste trabalho. Observa-se que os controles garantiram a estabilidade da referência em aproximadamente $V_o = 48.8V$. O controle MPC-LMI

obteve as melhores respostas, obtendo um comportamento mais suave que o LQI digital. Além disso, suas respostas obtiveram oscilações inferiores ao controlador LQI.



(a) Tensão de saída meia-plena carga $V_g = 36V$.



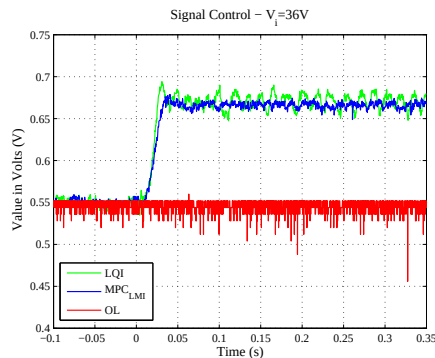
(b) Tensão de saída plena-meia carga $V_g = 36V$.

Figura 6: Tensão de saída para $V_g = 36V$.

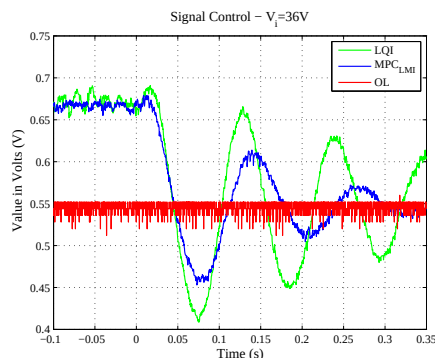
De acordo com a Figura 7, observa-se que os sinais de controle atuam de modo a garantir a referência aproximada em $V_o = 48.8V$. Considera-se que a referência de tensão de controle experimental via MSP430 foi de 2,5V. Observa-se que os sinais de controle experimentais são semelhantes aos resultados de simulação no Simulink. Convertendo os valores experimentais de tensão para ciclo de trabalho de simulação, o valor de 0,65V é equivalente a 0,26 de ciclo de trabalho da simulação e sua curva de estabilização de plena carga em Figura 7(a) e de mudança de meia para plena carga em Figura 7(b) possuem comportamentos similares ao resultado da Figura 4(b). Observa-se ainda que respostas possuem comportamentos diferentes durante as mudanças de carga. Portanto o MPC-LMI garantiu um sinal de controle mais suave que o LQI digital conforme as formas de onda obtida em simulação.

5 Conclusão

Deste modo, este trabalho validou experimentalmente e via simulação computacional as propostas apresentadas e modeladas matematicamente do controlador MPC-LMI offline. Resolveu com eficiência o problema da fase não mínima com a



(a) Sinal de controle meia-plena carga $V_g = 36V$.



(b) Sinal de controle plena-meia carga $V_g = 36V$.

Figura 7: Sinal de controle para $V_g = 36V$.

apresentação de uma malha direta de tensão através do modelo de diagrama de blocos. Tem como continuidade do trabalho a implementação do controlador MPC-LMIs relaxadas, que além de garantir a robustez do sistema, é capaz de melhorar o desempenho do sistema para condições de projeto com maiores variações de parâmetros.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES, pelo fomento, a PPGE, a UFC, a UFPI e a UFRSA pelo suporte para elaboração deste trabalho.

Referências

- Bascope, G. and Barbi, I. (2000). Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells, *Anais...*, Vol. 2, Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, IEEE, pp. 858 –863 vol.2.
- Boyd, S., Ghaoui, L. E., Feron, E. and Balakrishnan, V. (1994). *Linear matrix inequalities in system and control theory*, SIAM studies in applied mathematics, Society for Industrial and Applied Mathematics - SIAM - Philadelphia, Philadelphia, USA.

- Fadali, M. (2009). *Digital control engineering analysis and design*, Elsevier/Academic Press, Amsterdam Boston.
- Gahinet, P., Arkadi Nemirovski, A. J. L. and Chilali, M. (1995). *LMI control toolbox users guide*, MathWorks Inc, Natick, MA.
- Kothare, M., Balakrishnan, V. and Morari, M. (1996). Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities, *Automatica* **32**(10): 1361–1379.
- Levine, S. W. (1999). *The Control Handbook*, CRC Press, INC, N W Boca Raton, USA, Florida.
- Middlebrook, R. D. and Cuk, S. (1976). A general unified approach to modeling switching converter power stage, *Anais...*, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, IEEE, pp. pp. 18–34.
- Ogata, K. (1986). *Discrete-Time Control Systems*, 2nd edn, Prentice Hall, New Jersey.
- Olalla, C., Leyva, R., Aroudi, A. E. and Queinnec, I. (2009). Robust lqr control for pwm converters: an lmi approach, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(7): 2548–2558.
- Olalla, C., Leyva, R., Queinnec, I. and Maksimovic, D. (2012). Robust gain-scheduled control of switched-mode dc-dc converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **27**(6): 3006–3019.
- Reis, F. E. U. (2012). *Conversor cc/cc com dois estágios para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de energia*, Mestrado em engenharia elétrica, Programa de Pós-Graduação e Engenharia Elétrica, Fortaleza.
- Wan, Z. and Kothare, M. V. (2003). An efficient off-line formulation of robust model predictive control using linear matrix inequalities, *Automatica* **39**(5): 837 – 846.