

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR MPC-AW-LMI APLICADO AO CONVERSOR CCTE OPERANDO EM CONDIÇÕES DE SATURAÇÃO NO SINAL DE CONTROLE

ROSANA C. B. REGO*, MARCUS V. S. COSTA†, F. EVERTON U. REIS‡, R. P. T. BASCOPE§

* *UFERSA*
PPGSCA
Mossoró - RN, Brasil

† *UFERSA*
CMC Caraúbas
Caraúbas - RN, Brasil

‡ *UFPI*
Campus Petrônio Portella
Teresina - PI, Brasil

§ *UFC*
Campus do PICI
Fortaleza - CE, Brasil

Emails: rosana.rego@ufersa.edu.br, marcus12jc@hotmail.com, evertonsx@gmail.com, rene@dee.ufc.br

Abstract— This paper proposes a model predictive control with anti-windup (AW) actuator optimized via linear matrix inequalities (LMIs) approach applied to three state switching cell (3SSC) boost converter operating in saturation mode. This work are shown a state space converter model, besides the proposition and test of MPC-AW-LMI control strategy applied to numerical model of converter and compared with MPC-LMI control existent in literature. The results presented this study proof the efficiency of proposed technique. Furthermore, this work show the possibility of novels contributions of control strategy propositions together with the experimental analysis to future works related.

Keywords— Robust MPC-AW-LMI offline, LMI optimization, Linear Time Varying (LTV) systems, 3SSC Boost Converter

Resumo— Este artigo apresenta a proposta do controlador preditivo baseado em modelo (*MPC-Model Predictive Control*) com atuador anti-windup (AW) otimizados via desigualdade matriciais lineares (*Linear Matrix Inequalities* -LMIs) para o controle do conversor *boost* com célula de comutação de três estados (CCTE) operando em condições saturadas. Neste trabalho são apresentados o modelo do conversor, bem como são propostas as estratégias de controle MPC-AW-LMI e testadas em um modelo numérico e comparadas no modo saturado com o controlador MPC-LMI já existente em literatura. Os resultados mostrados neste estudo comprovam a eficácia da técnica, além de apresentar propostas de novas contribuições visando uma análise experimental do sistema para trabalhos futuros.

Palavras-chave— MPC-AW-LMI robusto offline, otimização LMI, Sistemas Lineares Variantes no Tempo, Conversor Boost CCTE

1 Introdução

Pesquisas envolvendo controladores robustos otimizados por desigualdade matriciais lineares (LMIs) tem se tornado uma solução viável para o controle de conversores de potência (Olalla et al., 2009; Olalla et al., 2011; Costa et al., 2016; Costa et al., 2017). Acrescenta-se ainda os trabalhos envolvendo aplicações de controle envolvendo o conceito de anti-windup (AW) em *dc-dc choppers* (Villalva et al., 2010; Tarakanath et al., 2016; Tarakanath et al., 2016).

Contudo, observa-se que aplicações de controladores robustos via LMI com atuadores AW ainda são incipientes para estudos relacionados a conversores estáticos. Além disso, adiciona-se ao fato que quando o sinal de controle opera em uma região tal que exista a condução simultânea de duas

ou mais chaves defasadas entre si, ocorre o fenômeno denominado de *overlapping* em conversores. Tal fenômeno é considerado indesejável em alguns tipos de topologia. No caso do conversor utilizado neste trabalho (Costa et al., 2016), não foi projetado para trabalhar em *overlapping*, sendo então um efeito indesejável do ponto de vista de implementação e o efeito do *overlapping* pode ser modelado como um *windup*.

Portanto, este artigo propõe o uso do controle preditivo digital baseado em modelo com atuador anti-windup (*Model Predictive Control with Anti-Windup* - MPC-AW) robusto via LMIs aplicado no conversor *boost* CCTE visando a minimização dos efeitos do *overlapping* e a garantia de estabilidade robusta em pontos de operação saturados. Tal estratégia de controle inspira-se na teoria controle preditivo baseado em modelo (MPC-

LMI) offline de Wan and Kothare (2003) além da metodologia anti-windup de Turner et al. (2003) e Herrmann et al. (2003) adotando-se os critérios de incerteza e modelagem em diagrama de blocos de Costa et al. (2017) e Costa et al. (2016). Este trabalho aborda a teoria e modelagem sucinta do conversor *boost* no espaço de estados médio operando no modo linear variante no tempo, a estratégia de controle proposta que abrange os conceitos de MPC-LMI e AW-LMI e sua formulação politópica, a simulação numérica que comprova a eficácia da técnica MPC-AW-LMI proposta em condições de operação saturados comparado com o controle apenas com o MPC-LMI. O artigo prova a necessidade da estratégia MPC-AW-LMI para sistemas operando na região de saturação bem como apresenta propostas para continuidade do estudo.

2 Conversor Boost Utilizado

A Figura 1 mostra o esquemático do conversor *boost* utilizado (Bascopé and Barbi, 2000; Costa et al., 2016; Costa et al., 2017). Além disso, a Tabela 1 mostra os parâmetros utilizados para o conversor deste artigo.

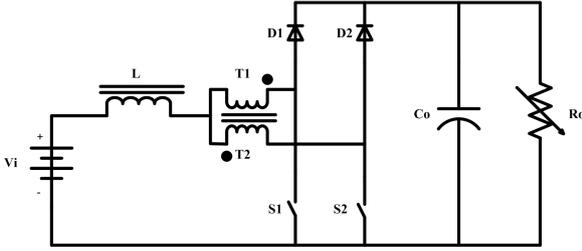


Figura 1: Conversor *boost* utilizado.

Tabela 1: Parametros do conversor.

Conversor	
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)	36[μH]
Resistência Indutiva (R_L)	0[Ω]
Capacitor de saída (C_o)	4400[μF]
Resistência serie ($R_{se} = R_{co}$)	26.7[mΩ]
Carga(R_o)	2,034-6,06 [Ω]
Potencia de saída	380-1000[W]
Passo de simulação	1[μs]

2.1 Modelagem e incertezas no conversor

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

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

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

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

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

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.

Conforme (Costa et al., 2016), (Costa et al., 2017), com base na Tabela 1, as incertezas do modelo podem ser definidas por:

$$R_o = f(Pot) = \frac{V_o^2}{Pot}, \quad Pot \in [380, 1000] \quad (6)$$

e

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

Considerando $n = 2$ parâmetros variantes, portanto tem-se $p = 2^n \rightarrow p = 2^2 = 4$ matrizes politópicas do conversor.

3 Estratégia de Controle

3.1 Diagrama de blocos proposto - Atuador anti-windup

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos proposto com base em Costa et al. (2016) e adicionado das propostas apresentadas por Turner et al. (2003). Sendo A, B, C e D matrizes no espaço de estados discretizados a partir de (2),(3),(4) e (5). Na Figura 2, g, h são os ganhos que correspondem ao grau de liberdade aplicado a K_I e K é o ganho de realimentação de estados.

Analisando a Figura 2, considere o sistema definido por

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bsat(u(k)) \\ y(k) &= Cx(k) + Dsat(u(k)) \end{aligned} \quad (8)$$

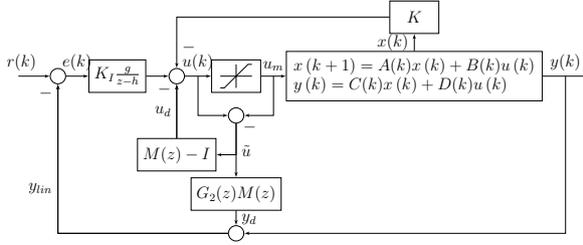


Figura 2: Diagrama de controle proposto.

em que $\text{sat}(u(k)) = u_m$ consiste no sinal de controle limitado por saturação tal que $u(k) \in [u_{\min}, u_{\max}]$. Turner et al. (2003) propôs a modelagem o qual o sinal de controle saturado pode ser representado como

$$\begin{aligned} \text{sat}(u(k)) &= u(k) - Dz(u(k)) \Rightarrow \\ \Rightarrow Dz(u(k)) &= u(k) - \text{sat}(u(k)), \end{aligned} \quad (9)$$

onde Turner et al. (2003) mostra que o sistema com saturação no sinal de controle pode ser modelado como a diferença entre o sinal de controle sem limites e uma expressão da zona morta, desta maneira, os autores provam a estabilidade do sistema mesmo com restrições por saturação.

O modelo contínuo da estabilidade anti-windup por LMIs já é existente em literatura (Skogestad and Postlethwaite, 2005). Skogestad and Postlethwaite (2005) propõe que a formulação do atuador proposto considera que existe um controlador de ordem plena capaz de solucionar o problema de anti-windup. Esta condição usa do conceito da fatoração por matrizes coprimas onde a planta $G_2(z) = N(z)M^{-1}(z) = ss(A, B, C, D)$ e $M(z) - I$ e $G_2(z)M(z)$ são o modelos no espaço de estados por fatoração coprime (Turner et al., 2003) que são definidos por

$$\begin{aligned} x_d(k+1) &= (A + BF_a)x_d(k) + B\tilde{u}(k) \\ u_d(k+1) &= F_ax_d(k) \\ y_d(k) &= (C + DF_a)x_d(k) + D\tilde{u}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

em que $\tilde{u}(k) = Dz(u_m - u(k))$, sendo Dz a designação de zona morta conforme modelagens definidas por Turner et al. (2003), Herrmann et al. (2003) e Skogestad and Postlethwaite (2005). Com base em (10), a definição das matrizes coprimas utilizadas na montagem do atuador AW da Figura 2 é dado por:

$$\begin{bmatrix} M(z) - I \\ G_2(z)M(z) \end{bmatrix} \sim \begin{bmatrix} A + BF_a & B \\ F_a & 0 \\ C + DF_a & D \end{bmatrix}, \quad (11)$$

em que F_a é o ganho no espaço de estados do controlador anti-windup. Para a modelagem das expressões para obtenção do ganho F_a , considere que $\Theta(z) = \begin{bmatrix} M(z) - I \\ G_2(z)M(z) \end{bmatrix}$, onde $\Theta(z)$ é o compensador discreto anti-windup do diagrama de blocos proposto na Figura 2. Conforme Turner et al.

(2003), a obtenção de F_a se dá pela minimização de $\mathcal{J} = Dz(G_2(\cdot))$, sendo $Dz(\cdot)$ a região de zona morta. Portanto, a obtenção de F_a é definida pelo seguinte teorema (Turner et al., 2003):

Teorema 1 *Existe um compensador dinâmico no tempo discreto $\Theta(z)$ de ordem compatível com (10) que soluciona o problema de anti-windup se existe $Q_a = Q'_a > 0$, $W_a = \text{diag}(\mu_1, \dots, \mu_m) > 0$, $U_a = U'_a > 0$, $L_a \in \mathcal{R}^{(m+q) \times m}$ e um escalar $\mu > 0$, de modo que a seguinte LMI é satisfeita*

$$\begin{bmatrix} -Q_a & -L'_a & 0 & (CQ_a + DL_a)' & (AQ_a + BL_a)' \\ * & -2U_a & I & (DU_a)' & (BU_a)' \\ * & * & -\mu I & 0 & 0 \\ * & * & * & -I & 0 \\ * & * & * & * & Q_a \end{bmatrix} < 0. \quad (12)$$

Além disso, se a LMI é satisfeita, a solução F_a aceitável de (11) atinge a condição para $\|\mathcal{J}\|_{i,2} < \gamma_a = \sqrt{\mu_a}$, o qual $F_a = L_a Q_a^{-1}$.

3.2 Diagrama de blocos proposto - Modelo com ação integral aumentado

Observando a Figura 2, as expressões do modelo aumentado baseado no diagrama de blocos sem considerar os efeitos do anti-windup são dados por:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -hC & g \end{bmatrix} \quad e \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} B \\ -hD \end{bmatrix} \quad (13)$$

cujas expressões de malha fechada são

$$\begin{aligned} A_{mf} &= \begin{bmatrix} A - BK & BK_I \\ -h(C - DK) & g - hDK_I \end{bmatrix}, \\ B_{mf} &= \begin{bmatrix} 0 \\ h \end{bmatrix}, \\ C_{mf} &= [(C - DK) \quad D\tilde{K}_I], \quad D_{mf} = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

o qual A_{mf}, B_{mf}, C_{mf} e D_{mf} são as matrizes de malha fechada, cujo estado aumentado é definido por $\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix}$ e o sinal de entrada é $r(k)$.

3.3 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:

$$\begin{aligned} &\min_{u(k)=F(k)x(k+i|k)} \max_{\hat{A}(k+i) \hat{B}(k+i) \in \Omega} J_\infty(k), \\ J_\infty(k) &= \sum_{i=0}^{\infty} \left[\hat{x}(k+i|k)^T Q_1 \hat{x}(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

com $Q_1 \geq 0$ e $R > 0$, o qual considera o sistema no espaço de estados linear variante no tempo (*Linear Time Varying - LTV*)

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= \hat{A}(k)x(k) + \hat{B}(k)u(k), \\ y(k) &= \underbrace{[C(k) \ 0]}_{\hat{C}(k)} \hat{x}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} D(k) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\hat{D}(k)} u(k)\end{aligned}\quad (16)$$

de modo que $[\hat{A}(k) \ \hat{B}(k)] \in \Omega.$, sendo $u(k)$ é o sinal de controle enviado ao Modulador por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation* - 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. Conforme definido por Wan and Kothare (2003) e já mostrado por Costa et al. (2016), a formulação MPC-LMI *offline* utilizada são dadas pelas seguintes inequações:

$$\begin{aligned}\max_{\substack{\hat{A}(k+i) \ \hat{B}(k+i) \\ \in \Omega, i \geq 0}} J_\infty(k) \leq \\ \leq V(k+i|k) \leq \gamma\end{aligned}\quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x(k|k) \\ x(k|k) & Q \end{bmatrix} \geq 0, Q > 0, \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} Q & * & * & * \\ \hat{A}_i Q + \hat{B}_i Y & Q & * & * \\ Q_1^{1/2} Q & 0 & \gamma I & * \\ R^{1/2} Y & 0 & 0 & \gamma I \end{bmatrix} \geq 0, i = 1, \dots, L \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} X & Y \\ Y^T & Q \end{bmatrix} \geq 0, X_{rr} \leq u_{r,\max}^2, r = 1, 2, \dots, n_u \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} Z & C(\hat{A}_i Q + \hat{B}_i Y) \\ * & Q \end{bmatrix} \geq 0, Z_{rr} \leq y_{r,\max}^2, \quad r = 1, 2, \dots, n_y \quad (21)$$

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

Para implementação do algoritmo, faz-se o seguinte procedimento: para um sistema offline, dado uma condição inicial x_1 , gera-se uma sequência de minimizadores γ_j, Q_j, X_j, Y_j e $Z_j (j = 1, \dots, N)$ baseados em (17), (18), (19), (20) e (21). Tome $i := 1$

1. compute os minimizadores γ_j, Q_j, X_j, Y_j e Z_j com a restrição adicional $Q_{j-1} > Q_i$ e armazene Q_j^{-1}, \hat{F}_j, X_j e Y_j em uma *look-up table*;
2. se $j < N$, escolha o estado x_{j+1} satisfazendo $\|x_{j+1}\|_{Q_1^{-1}}^2 \leq 1$. Tome $j := j + 1$ 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_j^{-1} na *look-up table* para encontrar o maior índice j (ou equivalente, a menor elipsoide $\mathcal{E}_j = \{x \in \mathcal{R}^{n_x} \mid \hat{x}' Q_j^{-1} \hat{x} \leq 1\}$) de modo que $\|\hat{x}(k)\|_{Q_1^{-1}}^2 \leq 1$.

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

3.4 Atuador AW Robusto

Considere o que foi definido no Teorema 1. O artigo de Turner et al. (2003) apenas considerou a aplicação da LMI em um caso de incertezas não paramétricas, em que o modelo variava conforme testes empíricos. Utilizando a aplicação das LMIs para incertezas politópicas de Boyd et al. (1994), a partir de (12), tem-se

$$\begin{bmatrix} -Q_a & -L'_a & 0 & (C_i Q_a + D_i L_a)' & (A_i Q_a + B_i L_a)' \\ * & -2U_a & I & (DU_a)' & (BU_a)' \\ * & * & -\mu I & 0 & 0 \\ * & * & * & -I & 0 \\ * & * & * & * & Q_a \end{bmatrix} < 0. \quad (22)$$

Considera-se também as mesmas condições de restrição e convergência adotados do Teorema 1, o qual $F_a = L_a Q_a^{-1}$.

Adotando-se o princípio da superposição, tanto a estratégia do MPC-LMI como do AW-LMI podem ser obtidos separadamente sem prejuízo no processo de otimização. Dessa maneira, tanto a metodologia MPC-LMI como a metodologia AW-LMI não prejudicam o desempenho um do outro.

4 Resultados de Simulação

Para a obtenção do ganho de realimentação de estados, os pontos de operação do conversor 380 – 1000W para $T_s = 1ms$ e passo de simulação do circuito de $1\mu s$ conforme Tabela 1. A implementação do circuito considerou a modelagem não linear por linhas de código e utilizando o método de Runge-Kutta 4ª Ordem. As matrizes discretizadas para $T_s = 1ms$ são dadas por:

- $f(36V, 1000W)$

$$\begin{aligned}A_1 &= \begin{bmatrix} -0,2838 & -7,7479 \\ 0,0634 & -0,1137 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 580,4780 \\ 65,2800 \end{bmatrix}, \\ C_1 &= [0,0198 \ 0,9886], D_1 = -0,7304.\end{aligned}\quad (23)$$

- $f(26V, 1000W)$

$$\begin{aligned}A_2 &= \begin{bmatrix} 0,0958 & -8,4507 \\ 0,0692 & 0,2660 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 851,9920 \\ 53,4470 \end{bmatrix} \\ C_2 &= [0,0143 \ 0,9886], D_2 = -1,0054.\end{aligned}\quad (24)$$

- $f(36V, 380W)$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -0,3102 & -7,9646 \\ 0,0652 & -0,1119 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 542,7340 \\ 68,8140 \end{bmatrix}$$

$$C_3 = [0,0199 \ 0,9956], D_3 = -0,2802. \quad (25)$$

- $f(26V, 380W)$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0,0759 & -8,7329 \\ 0,0715 & 0,02873 \end{bmatrix}, B_4 = \begin{bmatrix} 814,2740 \\ 58,5880 \end{bmatrix}$$

$$C_4 = [0,0144 \ 0,9956], D_4 = -0,3871. \quad (26)$$

O ganho de realimentação de estados do controlador MPC, considerando $Q_1 = I_3$, $R = 0.1$, $g = h = 1$, é dado por

$$K_{MPC} = -F_j = [K | -K_I]$$

$$K_{MPC} = [1, 1964 \ -73, 116 | -10, 195] \times 10^{-4} \quad (27)$$

Já o ganho de atuação anti-windup é dado por

$$F_a = [-8, 180 \ 54, 482] \times 10^{-4} \quad (28)$$

cujas expressões em (10) consideram o ponto de operação $f(36V, 1000W)$, logo a expressão do atuador anti-windup de (11) são definidos por

$$x_d(k+1) = (A_1 + B_1 F_a) x_d(k) + B_1 \tilde{u}(k)$$

$$u_d(k) = F_a x_d(k) \quad (29)$$

$$y_d(k) = (C_1 + D_1 F_a) x_d(k) + D_1 \tilde{u}(k)$$

Para o processo de simulação considerou-se o passo de simulação gráfica de $1\mu s$, e o valor máximo do sinal de controle tanto do algoritmo como do processo iterativo foi de $u_{max} = 0,5$. Foi feita uma variação de degrau da tensão de entrada de $26V - 36V$, no instante de $1s$, cujo intervalo de análise foi entre $0,95s - 1,15s$. Na simulação, é realizada uma comparação entre o modelo apenas com MPC-LMI e o mesmo modelo com MPC-AW-LMI.

Na Figura 3 é mostrada a curva de variação da tensão de saída em relação a variação da tensão de entrada no tempo. Observa-se que o sistema com atuador AW possui uma recuperação de regime mais rápida que o circuito operando apenas com o controlador MPC-LMI. Acrescenta-se ainda que a recuperação de regime do controlador MPC-LMI acontece cerca de $80ms$ depois que o mesmo sistema controlado pelo controlador MPC-AW-LMI.

Na Figura 4, a corrente no indutor possui situação análoga à tensão de saída. A recuperação de regime do sistema com AW é mais rápida que o modelo sem AW. Apesar de ambas as estratégias atingirem um pico de corrente instantânea de cerca de $105A$, o controlador MPC-AW-LMI começa a atuar instantes depois de atingida a corrente de pico, diferente do modelo controlado apenas pelo controle MPC-LMI, que apenas começa a atuar cerca de $80ms$ depois.

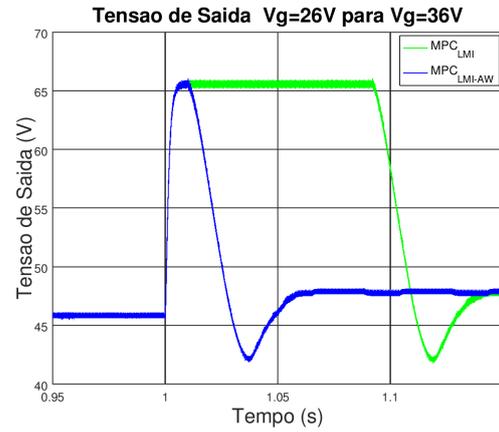


Figura 3: Tensão de saída.

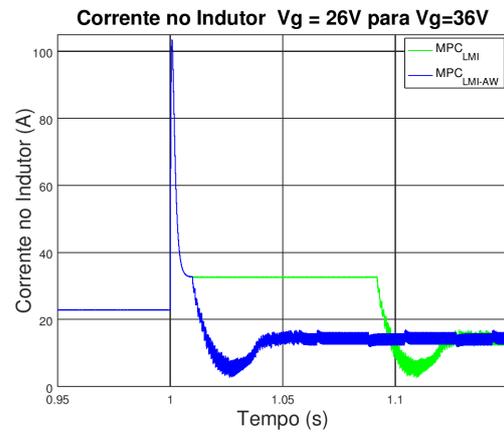


Figura 4: Corrente no Indutor.

A Figura 5 mostra como sinal de controle AW atua de modo a recuperar a resposta de regime quando existe a saturação. Observa-se que o efeito do sinal de controle do controlador MPC-AW-LMI reflete-se linearmente na corrente do indutor e na tensão de saída. Analogamente, o sinal de controle do controlador MPC-LMI mantém-se mais tempo sob efeito de saturação, impactando nas respostas da corrente no indutor e na tensão de saída.

5 Conclusão

Este artigo mostrou que a técnica MPC-AW-LMI mostrou-se mais eficaz que o controle operando apenas com o MPC-LMI de Wan and Kothare (2003) considerando as condições saturadas de operação de modo a evitar a *overlapping* o qual o conversor não foi projetado. Cita-se também que o artigo de Wan and Kothare (2003) considera as restrições do sinal de controle, mas o MPC-LMI *offline* não é capaz de agir com eficiência sob efeito de saturação, daí a necessidade da implementação deste controlador acompanhado do controlador MPC-AW-LMI.

Observa-se ainda que a estratégia AW apli-

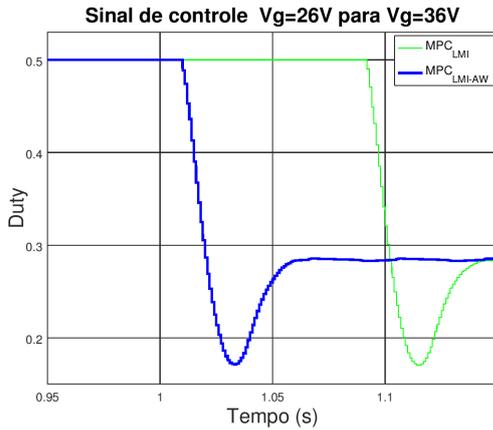


Figura 5: Sinal de controle.

cado na atuação do sinal de controle permite o uso racional do conversor, evitando que a saturação prejudique seu desempenho em regime permanente. Visando a continuidade do estudo, os autores tem o interesse de realizar estas aplicações experimentalmente, visando a comprovação da teoria em condições reais de operação. Cita-se ainda o interesse de realizar a estratégia AW-LMI em outras configurações e topologias de restrição. Acrescenta-se ainda o interesse dos autores em estabelecer condições de relaxação do modelo AW-LMI, visando garantir a estabilidade sob condições menos conservadoras no ponto de vista da estratégia de controle.

Agradecimentos

Os autores agradecem a PPGE-UFC, a UFPI e a UFERSA 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.

Costa, M. V. S., Reis, F. E. U., Campos, J. C. T. and Almeida, O. M. (2016). Controlador mpc robusto offline otimizado via lmis aplicado ao conversor boost com célula de comutação em tres estados, *Anais...*, XXI Congresso Brasi-

leiro de Automática, CBA 2016, Vitória, ES, SBA.

Costa, M. V. S., Reis, F. E. U., Campos, J. C. T. and Almeida, O. M. (2017). Controlador robusto mpc-lmi aplicado ao conversor boost ccte, *Eletrônica de Potência* **22**(1): 81–90.

Herrmann, G., Turner, M. C. and Postlethwaite, I. (2003). Discrete-time anti-windup: Part 2 - extension to the sampled-data case, *2003 European Control Conference (ECC)*, pp. 479–484.

Kothare, M., Balakrishnan, V. and Morari, M. (1996). Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities, *Automatica* **32**(10): 1361–1379.

Middlebrook, R. D. and Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages, *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34.

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., Queinnec, I., Leyva, R. and Aroudi, A. E. (2011). Robust optimal control of bilinear DC–DC converters, *Control Engineering Practice* **19**(7): 688–699.

Skogestad, S. and Postlethwaite, I. (2005). *Multi-variable Feedback Control: Analysis and Design*, Wiley.

Tarakanath, K., Patwardhan, S. C. and Agarwal, V. (2016). Implementation of an internal model controller with anti-reset windup compensation for output voltage tracking of a non-minimum phase dc-dc boost converter using fpga, *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6.

Turner, M. C., Herrmann, G. and Postlethwaite, I. (2003). Discrete-time anti-windup: Part 1 - stability and performance, *2003 European Control Conference (ECC)*, pp. 473–478.

Villalva, M. G., Siqueira, T. G. D. and Ruppert, E. (2010). Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design, *IET Power Electronics* **3**(6): 869–880.

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.