

Análise comparativa entre controlador GPC-T e MPC-LMI com *Anti-Windup* LMI aplicado em conversor *Boost* CCTE

Thalita B. S. Moreira*, Rosana C. B. Rego*, Clauson S. N. Rios[†], Fabricio G. Nogueira[‡] e Marcus V. S. Costa*

*Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal Rural do Semi-Árido,
Mossoró, Brasil

[†]Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará
Fortaleza, Brasil

[‡]Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Ceará
Fortaleza, Brasil

thalita_brenna@hotmail.com, rosana.rego@ufersa.edu.br, clauson.rios@gmail.com, fnogueira@ufc.br, marcus.costa@ufersa.edu.br

Resumo—Este trabalho propõe uma análise comparativa de duas estratégias de controle preditivo aplicadas a um conversor *Boost* com célula de comutação de três estados (CCTE). As estratégias desenvolvidas são o controle preditivo generalizado com polinômio observador T (GPC-T) e o controle preditivo baseado em modelo via desigualdades matriciais lineares (MPC-LMI). Em ambas as estratégias é aplicado um atuador *Anti-Windup* via LMI. Para observar a atuação dos controladores propostos diante das deficiências encontradas no controle desse tipo de conversor, os mesmos são submetidos a restrições no sinal de controle e a variações no ponto de operação, sendo o conversor modelado através de equações de espaço de estados médio. Os resultados obtidos evidenciaram a eficácia de ambas estratégias propostas no controle da saída e seguimento de referência para todo o decurso das simulações realizadas, com melhor desempenho da estratégia GPC-T em relação à MPC-LMI.

Palavras-chaves – *Anti-windup*, Controle preditivo, Conversor *Boost* CCTE, GPC-T, MPC-LMI.

I. INTRODUÇÃO

O uso das técnicas de controle preditivo baseado em modelo (MPC) têm se expandido para aplicações em estruturas de eletrônica de potência, como os conversores tipo *Boost*, *Buck-Boost*, retificadores, dentre outros. Em [1] destaca-se que esse crescimento é devido ao aumento da capacidade computacional dos microprocessadores atuais, permitindo assim a aplicação de estratégias de controle mais complexas e inteligentes. Já [2] reforça a necessidade do uso dessas técnicas para garantir a estabilidade desses sistemas mesmo diante de situações limitadoras.

Entre as diversas estruturas de eletrônica de potência, destaca-se neste trabalho o conversor do tipo DC-DC. Segundo [3], apesar desse conversor ser uma tecnologia bem estabelecida e usada em variadas aplicações, existem ainda várias deficiências relacionadas ao seu controle. Entre essas deficiências destacam-se a mudança do ponto de operação do

conversor, a necessidade de restrição da variável manipulada e ainda a presença do efeito de fase não mínima, destacada por [2].

Pode-se destacar na literatura alguns trabalhos cuja temática é a aplicação do controle preditivo para conversores tipo *Boost*, utilizando diferentes estratégias de controle. Em [2], utiliza-se a metodologia de controle preditivo através de Desigualdades Matriciais Lineares (MPC-LMI) demonstrando a viabilidade do controle proposto através de simulações e testes experimentais. Já [4] utilizou um controlador preditivo neural não linear, obtendo também resultados satisfatórios. Similarmente, [5] aplicou um algoritmo MPC modificado para o controle de um conversor *Boost* com fonte-Y, obtendo como resultados um bom funcionamento do conversor e uma redução do tempo computacional em comparação aos algoritmos clássicos do MPC.

Baseado no bom desempenho do controle preditivo aplicado em conversores *Boost* encontrado na literatura, é proposta neste trabalho uma análise comparativa entre a atuação de duas diferentes estratégias de controle preditivo, o controle preditivo generalizado com polinômio observador T (GPC-T) e o controle preditivo baseado em modelo via desigualdades matriciais lineares (MPC-LMI). A escolha dessas técnicas se deve à necessidade do tratamento robusto às incertezas do sistema. De acordo com [6] uma escolha apropriada do polinômio observador T, para o controle GPC, resulta em melhoria na robustez e estabilidade do sistema. Da mesma forma, o tratamento robusto do MPC através de LMIs foi proposto por [7] com o intuito de permitir a adição das incertezas do sistema na formulação do controlador.

Para ambas as estratégias de controle foi realizada a implementação de um atuador *anti-windup* na forma LMI (AW-LMI), esse atuador objetiva minimizar a diferença entre a resposta nominal do sistema e a resposta saturada [8]. Por fim, as técnicas de controle propostas foram aplicadas ao

conversor *Boost* com célula de comutação de três estados (CCTE), desenvolvido em [2].

Com base no que foi discutido anteriormente é apresentada na seção II deste trabalho a modelagem do conversor *Boost* no espaço de estados. Na seção III são mostradas as formulações matemática para ambas estratégias de controle. Em seguida, a seção IV aborda os resultados obtidos através da simulação computacional aplicando os controladores propostos no conversor *Boost*. E por fim, na seção V são resumidas as principais conclusões obtidas com o desenvolvimento do trabalho.

II. MODELAGEM DO CONVERSOR *Boost* EM ESPAÇO DE ESTADOS

O sistema que se deseja controlar é um conversor do tipo *Boost*, ilustrado pela Fig. 1, que representa um circuito DC-DC elevador de tensão. O modelo utilizado nesse trabalho baseia-se no conversor desenvolvido por [2], no qual o princípio de funcionamento utiliza-se do modelo de comutação conhecido como célula de comutação de três estado, cujas chaves $S1$ e $S2$ operam defasadas entre si em 180° e que a energia armazenada no autotransformador melhora o rendimento e reduz as perdas decorrente do cheamento.

As equações de estado baseado no espaço de estados médio no tempo contínuo são definidas em (1). E as características elétricas do conversor são listadas na Tabela I.

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

Onde, $x(t) = [i_L \quad V_c]^t$ é o vetor de estados, sendo i_L a corrente do indutor e V_c a tensão no capacitor. A tensão de saída do conversor é dada por $y(t) = V_o(t)$ e $u(t)$ representa o sinal de controle. Os termos A_t , B_t , C_t e D_t são dados por (2), (3), (4) e (5), respectivamente.

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

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

$$C_t = \begin{bmatrix} (1 - D_{cycle})(R_{co} || R_o) & \frac{R_o}{R_{co} + R_o} \end{bmatrix} \quad (4)$$

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

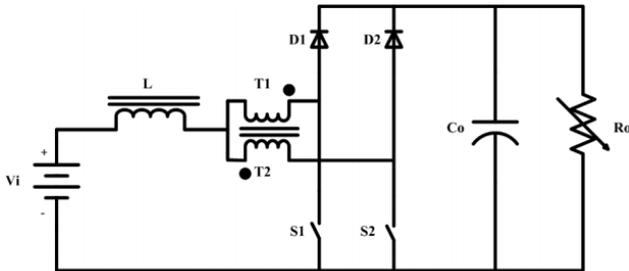


Figura 1. Representação do Conversor Boost utilizado baseado em [2].

Tabela I
PARÂMETROS DO CONVERSOR

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada (V_i)	26 – 36[V]
Tensão de Saída (V_o)	48[V]
Ciclo de Trabalho (D_{cycle})	0.25 – 0.46
Período de amostragem (T_s)	1[ms]
Indutor de filtro (L)	35[μ H]
Resistência do Indutor (R_L)	0 [Ω]
Capacitor de Saída (C_o)	4000 [μ F]
Resistência série intrínseca do Capacitor (R_{co})	26.7 [m Ω]
Carga (R_o)	2.3 – 6.1[m Ω]
Potência de Saída (P_o)	380 – 1000[W]

R' é definido como, $R' = (1 - D_{cycle}^2 R_o + D_{cycle}(1 - D_{cycle}))(R_{co} || R_o)$.

Segundo [2] a variação no ponto de operação do conversor modifica o modelo, conforme (2), (3), (4) e (5). Para sistemas com essa característica pode-se utilizar estruturas politópicas, permitindo assim a modelagem através de métodos de controle robusto, como as LMIs.

Avaliando os parâmetros variantes do sistema politópico para o sistema proposto nota-se que existem dois parâmetros variantes, a tensão de entrada e a potência do conversor. Sendo, a resistência da carga função da potência $R_o = f(Pot)$, de acordo com (6) e o *duty cycle* função da tensão de saída $D_{cycle} = f(V_o)$, expresso em (7).

$$R_o = f(pot) = \frac{V_0^2}{Pot}, Pot \in [380, 1000]W \quad (6)$$

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

Dessa forma o modelo do conversor é definido como um sistema linear com parâmetros variáveis (LPV) a partir de uma representação politópica de quatro vértices.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Neste trabalho são aplicadas duas estratégias de controle preditivo ao conversor *boost* descrito na seção II. O controle preditivo é a denominação dada a um grande conjunto de estratégias de controle cuja característica principal é a predição. Essas técnicas de controle baseiam-se no cálculo de valores futuros para a saída do processo de acordo com o modelo do sistema, sendo esse cálculo realizado em um horizonte de predição deslizante no tempo [10]. Dentre as diversas estratégias de controle preditivo, este trabalho aborda os métodos GPC com polinômio observador T e MPC via LMIs, que serão abordados a seguir.

A. GPC com polinômio observador T

A estratégia de controle preditivo generalizado (GPC) foi desenvolvida em [11], tornando-se uma das técnicas de controle preditivo mais populares na atualidade, de acordo com [12]. Em [13] é apresentada a adição de um polinômio

observador na estratégia GPC, com o intuito de melhorar a resposta do controlador à variações no ponto de operação.

Essa técnica de controle utiliza o modelo da planta baseado no método *Controlled Autoregressive Moving Average* (CARIMA), que é expresso por (8).

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t-1) + \frac{C(z^{-1})e(t)}{\Delta} \quad (8)$$

Onde, $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ e $C(z^{-1})$ são polinômios expressos respectivamente em (9), (10) e (11); $u(t)$ representa o sinal de controle e $y(t)$ o sinal de saída do sistema; $e(t)$ pode ser definido como um ruído branco, cuja média é zero; o operador Δ é igual a $1 - z^{-1}$ e d representa o atraso do sistema.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (9)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \quad (10)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_{nc}z^{-nc} \quad (11)$$

Como [12] afirma, para o caso geral do GPC o polinômio $C(z^{-1})$ deve ser considerado diferente de um, no entanto, esse polinômio é de difícil identificação devido a variação de suas características ao longo tempo. Para contornar essa dificuldade $C(z^{-1})$ é substituído pelo polinômio T que exerce a função de um observador fixo ou um pré-filtro. Dessa forma, o modelo da planta em (8) pode ser reescrito como em (12).

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t-1) + \frac{T(z^{-1})e(t)}{\Delta} \quad (12)$$

A aplicação do método GPC consiste então em minimizar a função custo dada por (13), cujo o horizonte de controle é definido por N_u e os valores de N_1 e N_2 representam os horizontes de predição mínimo e máximo, respectivamente.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+j) - w(t+i)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(t-1+j)]^2 \quad (13)$$

Essa função computa o quadrado da diferença entre a saída predita e a referência e também o esforço quadrático do sinal de controle, que é ponderado pela constante λ . Para analisar o efeito do polinômio T no controlador utiliza-se de uma equação diofantina para o cálculo da saída predita, essa equação é expressa em (14) [14].

$$T(z^{-1}) = E(z^{-1})A\Delta(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (14)$$

De tal forma que os polinômios E_j e F_j são obtidos a partir da divisão de T por ΔA . Logo, a saída predita pode ser expressa como em (15).

$$y(t+j) = \frac{F_j}{T}y(t) + \frac{E_jB}{T}\Delta u(t+j-1) + E_j e(t+j) \quad (15)$$

Como $e(t+j)$ indica o valor futuro do erro, esse valor pode então ser substituído por zero, que é o seu valor esperado. Dessa forma, (15) pode ser reescrita como em (16).

$$\hat{y}(t+j) = \frac{F_j}{T}y(t) + \frac{E_jB}{T}\Delta u(t+j-1) \quad (16)$$

Nota-se que (16) é função de valores conhecidos e futuras ações de controle, utilizando a equação diofantina expressa

em (17) é possível separar os termos da ação de controle em ações passadas e futuras.

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = H_j(z^{-1})T(z^{-1}) + z^{-j}I_j(z^{-1}) \quad (17)$$

A equação (16) pode então ser reformulada como (18).

$$\hat{y}(t+j|t) = H_j\Delta u(t+j-1) + I_j\Delta u^f(t-1) + F_jy^f(t) \quad (18)$$

Sendo, $\Delta u^f(t-1) = \frac{\Delta u(t-1)}{T}$ e $y^f(t) = \frac{y(t)}{T}$

Analisando (18) observa-se que seus dois últimos termos são função de valores passados, formando a resposta livre do sistema, dado por (19).

$$f_r = I(z^{-1})\Delta u^f(t-1) + F_jy^f(t) \quad (19)$$

A formulação do método GPC utilizada pode então ser agrupada como em (20).

$$\hat{y} = Hu + f_r \quad (20)$$

Em que, \hat{y} representa a resposta do sistema, H é a matriz de resposta para os passos futuros e f_r a resposta livre do sistema.

Com a formulação da predição de saída, pode-se então realizar a minimização da função custo (13). De acordo com [12], isso é feito igualando a zero o gradiente de (13) em relação a u . Essa minimização resulta no cálculo da futura sequência de controle u . Considerando o princípio do horizonte deslizante, apenas o primeiro elemento do vetor de controle u é aplicado ao sistema. Assim, o sinal de controle pode ser expresso em (21).

$$\Delta u(k) = K(w - f_r) = \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j[w(t+j) - f(t+j)] \quad (21)$$

Onde $K = [1 \ 0 \ \dots \ 0] (H^t H + \lambda I)^{-1} H^t$.

Substituindo (19) em (21), obtém-se:

$$\Delta u(k) = \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j w(t+j) - \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j \frac{I(z^{-1})}{T(z^{-1})} \Delta u(t-1) - \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j \frac{F(z^{-1})}{T(z^{-1})} y(t) \quad (22)$$

De acordo com [15] a modelagem do GPC pode ser implementada através da estrutura RST. Esse método utiliza filtros individuais para a referência, a saída e o sinal de controle do sistema, de tal forma que o polinômio $T(z^{-1})$ é o filtro da referência, $S(z^{-1})$ é o da saída e $R(z^{-1})$ o do sinal de controle. Dessa maneira, o conceito de GPC pode ser expresso algebricamente na forma polinomial R, S, T, como pode ser visto em (23).

$$R(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})w(k) + S(z^{-1})y(k) \quad (23)$$

Realizando algumas manipulações matemáticas pode-se expressar (22) na forma RST como expresso em (24).

$$[T + z^{-1} \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j I_j] \Delta u(t) = T \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j w(t) - \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j y(t) \quad (24)$$

Sendo os polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$ expressos em (25) e (26), respectivamente.

$$R(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1}) + z^{-1} \sum_{j=N_1}^{N_2} k_j I_j}{\sum_{j=N_1}^{N_2} k_j} \quad (25)$$

$$S(z^{-1}) = \frac{\sum_{j=N_1}^{N_2} k_j F_j}{\sum_{j=N_1}^{N_2} k_j} \quad (26)$$

Segundo [12] não há estratégias bem estabelecidas no que se refere à determinação do polinômio T, porém alguns guias estabelecem que (27) é uma boa escolha para processo estáveis e com malha aberta.

$$T(z^{-1}) = A(z^{-1})(1 - \beta z^{-1})^{N_1} \quad (27)$$

onde β é próximo a raiz dominante de A. Baseado em [16], o $T(z^{-1})$ usado neste trabalho pode ser expresso como:

$$T(z^{-1}) = A(z^{-1})\alpha, \quad (28)$$

onde

$$\alpha = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{N_2} i}{\sum_{i=1}^{N_2} i^2}, \quad (29)$$

B. MPC via LMI

O controle preditivo baseado em modelo através de desigualdades matriciais lineares (MPC-LMI) proposto por [7] consiste em minimizar o índices de desempenho dado por (30).

$$\min_{u(k)} \max_{\Omega} J_{\infty}(k) \quad (30)$$

onde

$$J_{\infty}(k) = \sum_{i=0}^{\infty} [x(k+i|k)^t Q_1 x(k+i|k) + u(k+i|k)^T R_1 u(k+i|k)] \quad (31)$$

Sendo, $Q_1 = Q_1^T \geq 0$ e $R_1 = R_1^T \geq 0$ matrizes de ponderação simétricas.

O controlador MPC-LMI desenvolvido neste trabalho utilizou a estratégia definida em [9] para controlar o modelo do sistema proposto. A formulação do MPC-LMI baseia-se na solução das inequações dadas em (32), (33), (34), (35) e (36). Com o ganho do controlador dado por $F = YQ^{-1}$.

$$\max_{\Omega} J_{\infty}(k) \leq V(x(k|k)) \leq \gamma \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} Q & * & * & * \\ A_j Q + B_j Y & Q & * & * \\ Q^{\frac{1}{2}} G & 0 & \gamma I & * \\ R_1^{\frac{1}{2}} Y & 0 & 0 & \gamma I \end{bmatrix} \geq 0, j = 1, 2, \dots, p \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x(k|k) \\ x(k|k)' & Q \end{bmatrix} \geq 0, Q = Q' \geq 0 \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} X & Y \\ Y' & Q \end{bmatrix} \geq 0, X_{rr} \leq u_{r,max}^2, r = 1, 2, \dots, n_u \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} Z & C(A_j Q + B_j Y) \\ * & Q \end{bmatrix} \geq 0, Z_{rr} \leq y_{r,max}^2, r = 1, 2, \dots, n_y \quad (36)$$

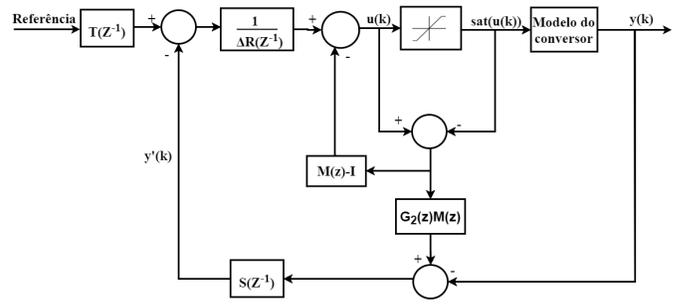


Figura 2. Diagrama de blocos GPC-T com AW-LMI baseado em [9] e [12]

C. Atuador Anti-Windup via LMI

Baseando-se em [8] e [9] o atuador *Anti-Windup* via LMI (AW-LMI) deve solucionar o sistema em situações onde haja saturação do sinal de controle, dessa forma o modelo discretizado do conversor pode ser escrito como em (37).

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k+1) + Bsat(u(k)) \\ y(k) &= Cx(k) + Dsat(u(k)) \end{aligned} \quad (37)$$

Onde $sat(u(k))$ representa o sinal de controle limitado por saturação.

De acordo com [8] o compensador discreto que resolve o AW é descrito utilizando a fatoração por matrizes coprimas, sendo $G_2 = N(z)M^{-1}(z) = ss(A, B, C, D)$ e $M(z) - I$ e $G_2 M(z)$ representa o modelo no espaço de estados.

O atuador AW-LMI proposto segue a abordagem realizada por [9] que utiliza o AW-LMI, cuja estabilidade foi provada em [8], aplicado a um sistema com incertezas politópica. De acordo com [8], se existem as matrizes $Q_a = Q'_a \geq 0$, $W_a = diag(\mu_1, \dots, \mu'_m) \geq 0$, $U_a = U'_a \geq 0$, $L_a \in R^{(m+q)n}$ e um escalar $\mu \geq 0$, que satisfazem a restrição dada em (38). Então, o do ganho do atuador AW é dado por $F_a = L_a Q_a^{-1}$.

$$\begin{bmatrix} -Q_a & -L'_a & 0 & (C_j Q_a + D_j L_a)' & (A_j Q_a + B_j L_a)' \\ * & -2U_a & I & (D_j U_a)' & (B_j U_a)' \\ * & * & -\mu I & 0 & 0 \\ * & * & * & -I & 0 \\ * & * & * & * & Q_a \end{bmatrix} \leq 0 \quad (38)$$

D. Diagramas de blocos

Com base no que foi exposto nas seções anteriores as Fig. 2 e 3 ilustram as estratégias de controle preditivo propostas, através de diagramas de blocos. A Fig. 2 representa o método GPC com polinômio observador T e com atuador *Anti-Windup* LMI e a Fig. 3 representa o método de controle MPC via LMIs também com atuador *Anti-Windup* LMI.

IV. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Com o objetivo de analisar o comportamento dos controladores dentro das situações limitadoras encontradas na literatura, foram realizadas simulações computacional com variações no ponto de operação do conversor. Além disso a variável manipulada, o *Duty cycle* do conversor, ficou restrita dentro dos limites de atuação que é entre 0 e 0.5.

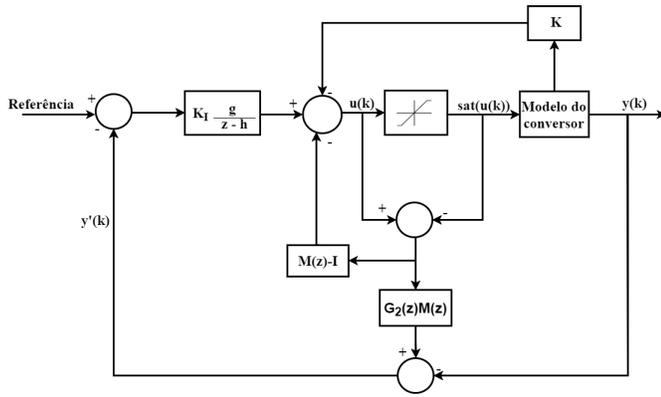


Figura 3. Diagrama de blocos MPC-AW-LMI baseado em [9]

Considerando a variação no ponto de operação ao longo do tempo, ilustrada na Fig. 4, as matrizes politópicas do modelo do sistema discretizado para um tempo de amostragem de $1ms$ são expressas em (39), (40), (41) e (42), para os seus respectivos pontos de operação.

$$f(36V, 1000W) \quad A_1 = \begin{bmatrix} -0,3003 & -7,7390 \\ 0,0616 & -0,1293 \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 541,5626 \\ 69,7156 \end{bmatrix}, \quad C_1 = \begin{bmatrix} 0,0198 & 0,9885 \end{bmatrix} \quad D_1 = -0,7304 \quad (39)$$

$$f(26V, 1000W) \quad A_2 = \begin{bmatrix} -0,0788 & -8,5609 \\ 0,0681 & 0,2528 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 816,3380 \\ 60,7607 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 0,0143 & 0,9885 \end{bmatrix} \quad D_2 = -1,0054 \quad (40)$$

$$f(36V, 380W) \quad A_3 = \begin{bmatrix} -0,3267 & -7,9527 \\ 0,0633 & -0,1283 \end{bmatrix} \quad B_3 = \begin{bmatrix} 526,9417 \\ 71,2118 \end{bmatrix} \quad C_3 = \begin{bmatrix} 0,01993 & 0,9956 \end{bmatrix} \quad D_3 = -0,2802 \quad (41)$$

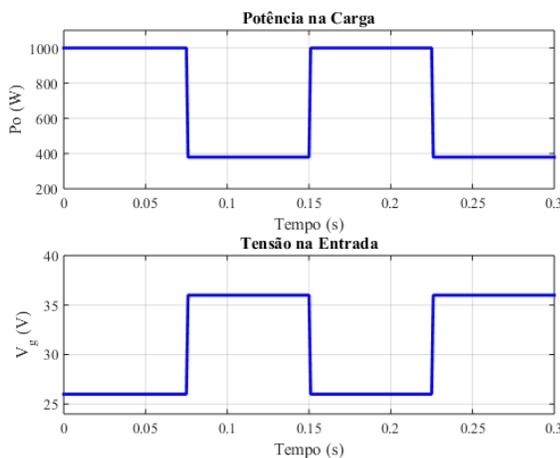


Figura 4. Variação da potência e tensão de entrada ao longo do tempo

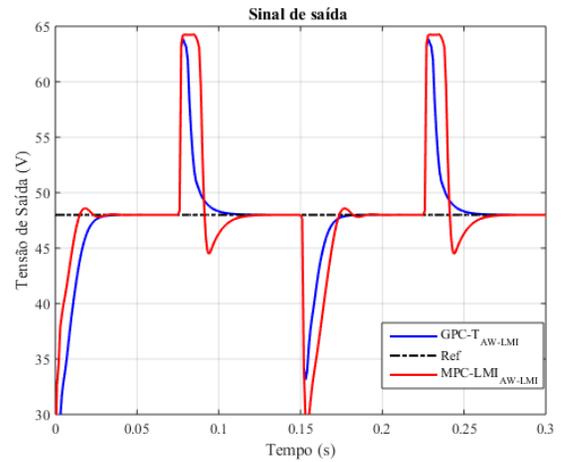


Figura 5. Resposta do sinal de saída ao longo do tempo

$$f(26V, 380W) \quad A_4 = \begin{bmatrix} -0,0587 & -8,8456 \\ 0,0704 & -0,2734 \end{bmatrix} \quad B_4 = \begin{bmatrix} 806,3468 \\ 62,2455 \end{bmatrix} \quad C_4 = \begin{bmatrix} 0,0144 & 0,9956 \end{bmatrix} \quad D_4 = -0,3871 \quad (42)$$

Os parâmetros de predição para o controlador GPC-T foram selecionados de forma empírica sendo, $\lambda = 0,5$, $N_u = 2$, $N_1 = 1$ e $N_2 = 10$, além disso foi considerado o sistema sem atraso, $d = 0$. Para o controlador MPC-LMI as matrizes de ponderação foram definidas como $Q_1 = I_3$, $R = 0,1$ e $g = h = 1$, seguindo o proposto em [7]. Já o ganho do atuador *Anti-Windup* foi obtido com as expressões de (37) aplicadas no ponto de operação nominal do conversor dado em (39).

A Fig. 5 ilustra a comparação ao longo do tempo entre a resposta da saída para o controlador MPC-LMI e o GPC-T, ambos com atuador AW-LMI. Percebe-se que ambos os controladores foram eficazes em manter a tensão de saída em 48V sem erro em regime permanente, além disso, apesar de apresentar oscilações nos momentos de mudança do ponto de operação do conversor a resposta da saída retorna ao valor de referência. Comparando as respostas dos dois controladores é possível observar que o GPC-T apresentou um melhor desempenho do que o MPC-LMI. Nota-se que os valores de *Overshoot* e *Undershoot* são maiores para o MPC-LMI, o sinal de saída apresenta maiores oscilações e o controlador GPC-T retorna com maior rapidez ao valor de referência nos momentos que há alteração do ponto de operação.

A Fig. 6 ilustra a resposta do sinal de controle para ambas as estratégias propostas. É possível perceber que o sinal de controle mantém-se sem muitas alterações ao longo do tempo. Comparando as estratégias utilizadas, assim como para a resposta de saída, o controlador GPC-T possui melhor desempenho em relação ao MPC-LMI, apresentando um sinal controle mais estável, com menores oscilações nos momentos de mudança do ponto de operação. Também é possível observar que a restrição imposta ao sinal de controle foi respeitada.

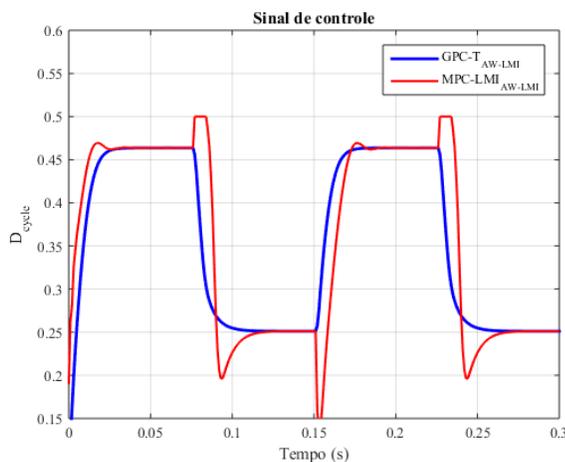


Figura 6. Resposta do sinal de controle ao longo do tempo

V. CONCLUSÃO

As técnicas de controle preditivo propostas no presente trabalho mostraram-se satisfatória no que diz respeito a solução dos principais problemas encontrados no controle de conversores tipo *Boost*. Ambas as técnicas conseguiram manter a tensão de saída do conversor igual ao valor de referência em regime permanente, mesmo após a mudança no ponto de operação. Em relação ao sinal de controle, pode-se observar que manteve-se estável com oscilações apenas nos momentos de mudança dos valores da tensão de entrada e potência.

Uma análise comparativa entre o controle GPC-T e o MPC-LMI, permite concluir que a primeira estratégia mostrou-se mais eficiente no controle do conversor *Boost* CCTE. A resposta à variação dos parâmetros do conversor, tanto para o sinal de saída quanto para o sinal de controle, apresentou maior estabilidade, menores oscilações e maior rapidez ao reestabelecer a resposta nominal.

Os bons resultados apresentados nesse trabalho mostram o potencial das estratégias de controle preditivo para o controle de conversores tipo *Boost* CCTE, permitindo a continuidade desse trabalho através do desenvolvimento de novas pesquisas, como a aplicação das técnicas desenvolvidas em outras topologias de conversores e a aplicação de testes experimentais em conversores de potência através dos controladores GPC-T e MPC-LMI.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com o apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil, do PPGEE-UFERSA, juntamente com o programa PPGEE-UFC.

REFERÊNCIAS

[1] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. Franquelo, M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: advances and trends". IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 64, n. 2, p.935-947, fev. 2017.

[2] M. Costa, F. Reis, J. Campos, F. Nogueira, O. Almeida, "Robust MPC-LMI controller applied to three state switching cell boost converter". Eletrônica de Potência, v. 22, n. 1, p.81-90, mar. 2017.

[3] T. Geyer, G. Papafotiou, M. Morari, "Hybrid model predictive control of the step-down DC-DC converter", IEEE Transactions On Control Systems Technology, v. 16, n. 6, p.1112-1124, nov. 2008.

[4] I. Petrovic, M. Barić, A. Magzan, N. Perić, "Application of a neural predictive controller in boost converter input current control", Proceedings Of The 2000 Ieee International Symposium On Intelligent Control. Held Jointly With The 8th Ieee Mediterranean Conference On Control And Automation, p.327-332, 2000.

[5] J. Thomas, "Model predictive control for Y-source boost DC-DC converter", Proceedings Of The 13th International Conference On Informatics In Control, Automation And Robotics, v. 1, n. 1, p.275-280, 2016. SCITEPRESS - Science and Technology Publications.

[6] G. Oloveira, W. Amaral, L. Latre, "A robustness approach for prefiltering the GPC", Computers Electrical Engineering, v. 22, n. 5, p.315-324, set. 1996. Elsevier BV.

[7] M. Kothare, V. Balakrishnan and M. Morari, "Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities", Automatica, v. 32, n. 10, p.1361-1379, out. 1996. Elsevier BV.

[8] M. C. Turner, G. Herrmann and I. Postlethwaite, "Discrete-time anti-windup: Part 1 — Stability and performance,"2003 European Control Conference (ECC), Cambridge, UK, 2003, pp. 473-478.

[9] R. C. B. Rego, M. V. S. Costa, F. E. U. Reis and R. P. T. Bascopé, "Análise e simulação do controlador MPC-AW-LMI aplicado ao conversor CCTE operando em condições de saturação no sinal de controle", Proceedings XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018. SBA Sociedade Brasileira de Automática.

[10] W. B. Correia, "Controlador preditivo GPC com restrições implementado em um compressor de ar", 2010, 141 f, Dissertação (Mestrado) - Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

[11] Clarke, D.W., Mohtadi, C., Tuffs, P.S. "Generalized predictive control — Part I. The basic algorithm. Automatica, [s.l.], v. 23, n. 2, p.137-148, mar. 1987. Elsevier BV.

[12] E. F. Camacho, C. Bordons, Model Predictive Control. 2. ed. London: Springer, 2007

[13] D. W. Clarke, C. Mohtadi, P.S. Tuffs, "Generalized Predictive Control — Part II Extensions and interpretations". Automatica, v. 23, n. 2, p.149-160, mar. 1987. Elsevier BV.

[14] J. E. Normey-Rico, E.F. Camacho, "Robust design of GPC for processes with time delay", International Journal Of Robust And Nonlinear Control, v. 10, n. 13, p.1105-1127, 2000. Wiley. .

[15] A. Hadade Neto, "Técnicas *Anti-Windup* em estruturas de controle PID, RST E GPC", 2005, 171 f, Dissertação (Mestrado) - Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

[16] Torricco, B. C.; Almeida, R. N.; Reis, L. L. N.; Silva, W. A.; Pontes, R. S. T. "Robust Control Based on Generalized Predictive Control Applied to Switched Reluctance Motor Current Loop", Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control. V.1, p. 1, 2013.