Controle preditivo baseado em modelo com retroalimentação aplicado no conversor *boost* com incertezas[★]

Rosana C. B. Rego^{*} Marcus V. S. Costa^{**}

^{*} Departamento de Engenharia e Tecnologia, Universidade Federal Rural do Semi-Árido, RN, (e-mail: rosana.rego@ufersa.edu.br).

^{**} Departamento de Engenharia, Universidade Federal Rural do Semi-Árido, RN, (e-mail: marcus.costa@ufersa.edu.br)

Abstract: This paper proposes an off-line formulation for predictive control based on constrained robust model (MPC) for uncertain systems based on a quasi-min-max algorithm with linear matrix inequality (LMI). The approach involves an off-line design of a robust state observer. The proposed off-line MPC is applied to the three-state switching cell (3SSC) boost converter. A comparison is made between online and off-line performance of the algorithm. The results showed that it is possible the off-line implementation of the output feedback MPC and the simulation obtained good results.

Resumo: Este artigo propõe uma formulação *off-line* para o controle preditivo baseado em modelo (MPC) robusto com restrição para sistemas incertos baseados em um algoritmo *quasi-min-max* com desigualdades matriciais lineares (LMI). A abordagem envolve um design *off-line* de um observador de estado robusto. O MPC *off-line* proposto é aplicado ao conversor *boost* de célula de comutação de três estados (CCTE). Uma comparação é realizada entre o desempenho *online* e *off-line* do algoritmo. Os resultados mostraram que é possível a implementação *off-line* do MPC com retroalimentação e a simulação obteve bons resultados.

Keywords: Model predictive control; Boost converter; Linear Matrix Inequalities; Uncertainties.

Palavras-chaves: Controle preditivo baseado em modelo; Conversor *boost*; Desigualdades matriciais lineares; Incertezas.

1. INTRODUÇÃO

Os conversores DC-DC são bastante utilizados nos sistemas de fornecimento de energia, eles são considerados a maneira mais eficiente de implementar atuadores para sistemas eletromecânicos, principalmente nas estruturas de eletrônica de potência (Olalla et al., 2012). O objetivo dos conversores DC-DC é fornecer uma saída de tensão DC mesmo quando sujeito a carga ou variações de tensão de entrada (Guldemir, 2011).

Um dos conversores DC-DC de interesse, principalmente na área de eletrônica de potência são os conversores *boost* (Costa et al., 2017). Um conversor DC-DC *boost* tem a capacidade de elevar uma dada tensão DC. Ele possui uma topologia simplificada, porém apresenta algumas singularidades em sua modelagem, tais como as variações de resistência de carga, tensão de entrada e os efeitos da fase não mínima como apresentado por Linares-Flores et al. (2014) e Cheng et al. (2017). Realizar o controle desses conversores é considerado uma tarefa complicada pelo fato de o modelo ser de fase não mínima (Amirifar, 2005; Costa, 2017).

O controle preditivo baseado em modelo (MPC - *model predictive control*) mostrou ser um tipo de controle bastante robusto na maioria das aplicações, tais como em conversores estáticos e em dispositivos de acionamentos elétricos (Camacho e Alba, 2013; Costa, 2017). As principais causas desse controle é que ele pode ser tanto aplicado a sistemas monovariáveis como multivariáveis linear ou não-linear (Camacho e Alba, 2013; Aguirre et al., 2007; Costa, 2017).

O MPC para sistemas lineares incertos foi extensivamente estudado na última década. Foi proposto com base no conceito de conjuntos invariantes elipsoidais (Kothare et al., 1996). Wan e Kothare (2002) propuseram uma formulação *off-line* para o MPC-LMI iterativo proposto por Kothare et al. (1996). Desta forma, tornou-se possível garantir a estabilidade do modelo restrito utilizando apenas um ganho estático, simplesmente armazenando-o em um conjunto de ganhos, chamado de *look-up table*.

Além disso, os trabalhos que utilizam o MPC *off-line* com modelos incertos aumentaram nos últimos anos, conforme Paulson et al. (2017); Lorenzen et al. (2017); Zheng et al. (2018); Moradi et al. (2018); Hu e Ding (2019).

Para mais, Longge e Yan (2017) propõem uma nova estratégia *off-line* MPC com incerteza politópica baseado nas elipsóides de estabilidade usando otimização LMI.

[★] O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Ping (2017) propõe um parâmetro de escalonamento para *feedback* de saída do MPC-LMI robusto, aplicando um *look-up table off-line* em um modelo de reator (CSTR). Hu e Ding (2019) propuseram uma generalização do trabalho de Wan e Kothare (2002) e Wan e Kothare (2003) para o caso quando há estado não mensurável e com perturbação.

Desta forma, este trabalho utilizou o conceito de elipsoides de estabilidade, definindo um conjunto de pontos fixados na elipsoide, como proposto por Wan e Kothare (2002) e Wan e Kothare (2003). Usando a técnica MPC com *feedback* de saída proposta por Park et al. (2011) e Kim e Lee (2017) propusemos uma formulação *off-line* para o algoritmo *quasi-min-max* baseado na técnica MPC com *feedback* de saída. A formulação proposta é aplicada no conversor *boost* com célula de comutação de três estados (CCTE) com incertezas (Costa, 2017). As incertezas do conversor consideradas são as variações de resistência de carga e tensão de entrada.

O artigo está organizado da seguinte forma. Primeiro, na seção 2, é apresentada a modelagem matemática do conversor *boost* e a estratégia de controle. Na seção 3, o problema é apresentado e alguns conceitos básicos sobre o MPC são lembrados. Na seção 4, o algoritmo *off-line* é mostrado. Na seção 5, o exemplo numérico é apresentado com análise comparativa entre o MPC *online* e *off-line*. Finalmente, na seção 6, discutimos as conclusões do estudo. **Notação.** O símbolo $*$ é usado em algumas expressões matriciais para induzir uma estrutura simétrica. Por exemplo

$$\begin{bmatrix} Q & * \\ S & P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q & S^T \\ S & P \end{bmatrix}.$$

2. CONVERSOR BOOST

A Figura 1 mostra o conversor *boost* usado, o mesmo porposto em Bascopé e Barbi (2000); Costa (2012, 2017),

Figura 1. Conversor *boost* com célula de comutação de três estados.

Os parâmetros utilizados para o conversor podem ser vistos na tabela 1, os mesmos usados por Rego et al. (2018).

2.1 Modelagem matemática

As expressões no espaço de estados A_t , B_t , C_t and D_t operando no modo de condução contínua (CCM) de acordo com Middlebrook e Cuk (1976) são:

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

Tabela 1. Parâmetros do conversor *boost*

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada (V_g)	26-36[V]
Tensão de saída (V_o)	48[V]
D_{cycle} Ciclo de Trabalho	0.25-0.46
Frequência de chaveamento (f_s)	22[kHz]
Indutor de Filtro (L)	36[μ H]
Resistência Indutiva (R_L)	0 [Ω]
Capacitor de saída (C_o)	4400[μ F]
Resistência serie (R_{co})	26.7[$m\Omega$]
Carga (R_o)	2.034-6.06 [Ω]
Potência de saída	380-1000[W]
Passo de simulação	1 μ s

onde,

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

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

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

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

em que $R' = (1-D_{cycle})^2 R_o + D_{cycle}(1-D_{cycle})(R_{co}||R_o)$, $x = [i_L V_c]^T$ onde i_L é a corrente no indutor, V_c é a tensão no capacitor, u é o sinal de controle, D_{cycle} é o ciclo de trabalho e $y = V_o$, V_o é a tensão de saída.

As incertezas do modelo podem ser definidas por (Costa et al., 2017; Costa, 2017):

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

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

2.2 Estratégia de controle

Para facilitar a análise, A_t , B_t , C_t e D_t são discretizados conforme Costa (2017). A Figura 2 mostra o diagrama de blocos proposto neste trabalho para obter o ganho do controle para o conversor.

As expressões do modelo são dadas por:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (8)$$

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + L_o(y(k) - \hat{y}(k)) \quad (9)$$

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (10)$$

$$v(k+1) = e(k)h + gv(k) \quad (11)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (12)$$

$$\hat{y}(k) = C\hat{x}(k) + Du(k) \quad (13)$$

$$u(k) = -K\hat{x}(k) + K_i v(k) \quad (14)$$

onde A , B , C , e D são as matrizes do sistema discretizadas, g , h são as matrizes que correspondem ao grau de liberdade da ação integral. $\hat{x}(k)$ é o estado observado e L_o é o ganho do observado. K_i e K são respectivamente o ganho de ação integral e ganho do controlador MPC. A próxima seção descreve o procedimento para obter os ganhos.

Figura 2. Diagrama de blocos.

3. MPC COM REOTROALIMENTAÇÃO NA SAÍDA

A técnica de controle MPC *quasi-min-max* para sistemas incertos consistem em minimizar uma função objetivo tal que,

$$\min_{u(k+i)} \max_{|A(p(k+i))B(p(k+i))| \in \Omega, i \geq 0} J^\infty(k) \quad (15)$$

com,

$$J^\infty(k) = \hat{x}(k|k)^T \Psi \hat{x}(k|k) + u(k|k)^T R u(k|k) + \sum_{i=1}^{\infty} (\hat{x}(k+i|k)^T \Psi \hat{x}(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k)) < \zeta(k). \quad (16)$$

em que $p(k)$ é o parâmetro incerto, $\hat{x}$ é o vetor de estados observados, $u(k)$ é o vetor do sinal de controle, $y(k)$ é a saída do sistema, e R, Ψ são matrizes pesos para a entrada e saída do sistema respectivamente. $\zeta(k)$ é o limite superior da função objetivo. As matrizes $[A(p(k))|B(p(k))]$ pertencem a um politopo convexo definido por Wada et al. (2006),

$$[A(p(k))|B(p(k))] \in \text{Co}\{[A_1, B_1], [A_2, B_2], \dots, [A_j, B_j]\}, \quad (17)$$

onde $\text{Co}\{\cdot\}$ denota o casco convexo e $[A_j, B_j]$ são vértices de um conjunto politópico.

Considerando o fato de que os estados do sistema (1) são imensuráveis, será adotado o seguinte observador de estado para estimar os estados incertos do sistema.

$$\hat{x}(k+1) = A(p(k))\hat{x}(k) + B(p(k))u(k) + L_o(y(k) - C(p(k))\hat{x}(k)), \quad (18)$$

em que $\hat{x}(k) \in \mathbb{R}^{n_x}$ é o estado estimado de $x(k)$, e L_o é o ganho do observador.

Portanto, a formulação MPC é dada pelas seguintes LMIs (Park et al., 2011; Kim e Lee, 2017):

$$\begin{bmatrix} Q(k) & * & * & * \\ A_j Q(k) + B_j Y(k) & Q(k) & * & * \\ \Psi^{1/2} Q(k) & 0 & \zeta(k)I & * \\ R^{1/2} Y(k) & 0 & 0 & \zeta(k)I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & * & * & * \\ T(k) & Q(k) & * & * \\ \Psi^{1/2} \hat{x} & 0 & \zeta(k)I & * \\ R^{1/2} u & 0 & 0 & \zeta(k)I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (20)$$

$$\zeta(k-1) < \zeta(k), \quad (21)$$

onde $Q = Q^T \geq 0$, $F(k) = Y(k)Q^{-1}(k)$ é o ganho do controlador e $T(k) = A_j \hat{x} + B_j u(k) + L_o(y(k) - C\hat{x}(k))$. A obtenção de L_o é explicada na seção seguinte.

3.1 Projeto robusto do observador off-line

Teorema 1. Projeto do observador off-line (Park et al., 2011): Se existe $G_e > 0$, e $Y_e = G_e L_o$ satisfazendo a seguinte restrição LMI,

$$\begin{bmatrix} \rho^2 G_e - L_e & * \\ (G_e A_j - Y_e C_j) & G_e \end{bmatrix} > 0, \quad (22)$$

onde ρ é um parâmetro de projeto e L_e é uma matriz peso. Assim o ganho do observador é dado por $L_o = G_e^{-1} Y_e$.

3.2 Restrição na entrada

Como proposto por Kothare et al. (1996), Cuzzola et al. (2002) e Park et al. (2011) nós impomos limites à variável de controle. A restrição de entrada $\|u(k+i)\|_2 \leq u_{j,max}$, $j = 1, 2, \dots, n_u$, $i \geq 0$, é garantido se existir U , $U = U^T$ tal que,

$$\begin{bmatrix} U_{jj} & * \\ Y_j^T & Q_j \end{bmatrix} \geq 0 \quad (23)$$

com $Q = Q^T > 0$, $U_{jj} < u_{j,max}^2$, $j = 1, 2, \dots, n_u$.

4. ALGORITMO OFF-LINE

Dada uma condição inicial (x_{set}) é gerada uma sequência de minimizadores ζ_j , Q_j , U_j , Y_j baseados em (19), (20), (21) e (23). Faça $j := 1$

1. calcular os minimizadores ζ_j , Q_j , U_j , Y_j . Armazene Q_j^{-1} , F_j e Y_j .
2. se $j < N$ escolha o estado x_{j+1} satisfazendo $\|x_{j+1}\|_{Q^{-1}}^2 \leq 1$. Faça $j := j + 1$ e retorne ao passo 1.
3. calcule $F_j = Y_j Q_j^{-1}$.
4. e aplique a lei de controle $u(k) = -F_j \hat{x}(k) + F_j v(k)$.

5. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para testar e comparar a eficácia da técnica *off-line* MPC, foi usado o modelo do conversor *boost* descrito na seção 2. Os estados iniciais do sistema (1) e o observador é assumido como $x = [38.4615 \ 26]^T$ e $\hat{x} = [30 \ 20]^T$, respectivamente. A tensão de referência definida foi de $V_o = 48V$. O valor máximo do sinal de controle foi $u_{max} = 0.5$ e os pontos operacionais do conversor são $380W - 1000W$ para um tempo de amostragem de $T_s = 1ms$ e passo de simulação de $1\mu s$, foi utilizado $g = h = 1$. Assim, o sistema (1) pertence ao seguinte politopo formado pelos quatro modelos discretos locais,

- $f(36V, 1000W)$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.2838 & -7.7479 \\ 0.0634 & -0.1137 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 580.4780 \\ 65.2800 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$C_1 = [0.0198 \ 0.9886], D_1 = -0.7304.$$

- $f(26V, 1000W)$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.0958 & -8.4507 \\ 0.0692 & 0.2660 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 851.9920 \\ 53.4470 \end{bmatrix}, \quad (25)$$

$$C_2 = [0.0143 \ 0.9886], D_2 = -1.0054.$$

- $f(36V, 380W)$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -0.3102 & -7.9646 \\ 0.0652 & -0.1119 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 542.7340 \\ 68.8140 \end{bmatrix}, \quad (26)$$

$$C_3 = [0.0199 \ 0.9956], D_3 = -0.2802.$$

- $f(26V, 380W)$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0.0759 & -8.7329 \\ 0.0715 & 0.02873 \end{bmatrix}, B_4 = \begin{bmatrix} 814.2740 \\ 58.5880 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$C_4 = [0.0144 \ 0.9956], D_4 = -0.3871.$$

As matrizes de ponderação são

$$\Psi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, L_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } R = 0.1. \quad (28)$$

O ganho do observador de estado L_o obtido foi,

$$L_o = [-8.299106 \ 0.077623]^T, \quad (29)$$

com $\rho = 0.6^{1/2}$. O ganho do observador foi o mesmo para o algoritmo MPC *online* e *off-line*.

O ganho MPC F para ambos os algoritmos *online* (F_{on}) e *off-line* (F_{off}) obtidos foram,

$$F_{on} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0.000123 & -0.007411 \end{bmatrix}}_K \underbrace{\begin{bmatrix} -0.001032 \end{bmatrix}}_{K_i}$$

$$F_{off} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0.000030 & -0.003830 \end{bmatrix}}_K \underbrace{\begin{bmatrix} -0.001488 \end{bmatrix}}_{K_i}. \quad (30)$$

O ganho obtido no MPC *online* (F_{on}) não é estático, isto é, o ganho varia a cada iteração. Deste modo, F_{on} é o ganho obtido na primeira iteração do algoritmo *online* proposto por Park et al. (2011). Já o ganho F_{off} é o ganho obtido com o algoritmo *off-line* proposto neste trabalho.

Uma variação da tensão de entrada $26V - 36V$ foi realizada no instante de $0.075s$, cujo intervalo de análise foi entre $0s - 0.15s$.

Na Figura 3 são mostradas as elipsóides de estabilidade definidos por Q^{-1} com 10 pontos discretos ($x_{set} = [48.0000$

$-3.6942 \ -23.6553 \ 11.3360 \ 7.8756 \ -9.0638 \ -0.5195 \ 4.9506 \ -1.6958 \ -1.9171]$) obtidos através do algoritmo MPC *off-line*. Q^{-1} assume um comportamento elipsoidal no plano geométrico e sua estabilidade robusta é garantida com o conjunto x_{set} em regime permanente pois as elipse convergem para origem. Quanto mais próxima da origem estive a elipse mais estável será a resposta do sistema. Os estados x_1 e x_2 são respectivamente os pontos discretos da corrente do indutor (i_L) e tensão no capacitor (V_c).

Figura 3. Elipsóides de estabilidade.

A Figura 4 mostra a tensão de saída (V_o), (-) é a saída do MPC *online* e (+) a saída do MPC *off-line*. Ambos os controladores seguiram a tensão de referência predefinida. A diferença entre os sinais é mínima, no entanto, é possível ver que o controlador *online* forneceu uma resposta um pouco mais rápida, mas com um maior *overshoot*.

Na Figura 5 é mostrado o sinal de controle $u(k)$. É possível ver que, para ambas as técnicas de controle, a restrição foi satisfeita. Apesar de uma resposta mais lenta obtida com o *off-line*.

Figura 4. Tensão de saída (V_o), (-) é a saída *online* e (+) a *off-line*.

Figura 5. Sinal de controle (u), (-) é a saída *online* e (+) a *off-line*.

As Figuras 6 e 7 mostram a corrente do indutor (i_L) e a corrente de saída (i_o) respectivamente.

Figura 6. Corrente no indutor (i_L), (-) é a saída *online* e (+) o *off-line*.

Figura 7. Corrente na saída (i_o), (-) é a saída *online* e (+) o *off-line*.

Na Figura 8 temos a corrente estimada do indutor (i_L) *online* e *off-line*, a linha azul (+) é a saída do observado $\hat{x}(k)$ e a linha preta (-) é $x(k)$. As correntes estimadas no processo *online* apresentaram um resultado relativamente superior ao obtido no processo *off-line*, mas com *overshoot*.

Figura 8. Corrente estimada no indutor (i_L), (+) saída do observado.

6. CONCLUSÃO

Os resultados foram apresentados entre os processos *online* e *off-line* iterativo. Foi visto que o processo iterativo *off-line* garante os mesmos princípios da estabilidade assintótica robusta do processo *online*. A vantagem de usar o processo *off-line* é que esse método não requer tanto processamento quanto o método *online*. Assim, pode ser facilmente aplicado em uma planta experimental como por exemplo no conversor *boost*. Como trabalho futuro, os autores pretendem realizar a simulação experimental no conversor e realizar o relaxamento da LMI do controlador.

REFERÊNCIAS

- Aguirre, L.A., Bruciapaglia, A.H., Miyagi, P.E., e Piqueira, J.R.C. (2007). *Enciclopédia de automática: controle e automação*. Blucher.
- Amirifar, R. (2005). Extended dynamic matrix control design for a dc-dc power converter. In *System Theory, 2005. SSST'05. Proceedings of the Thirty-Seventh Southeastern Symposium on*, 191–195. IEEE.
- Bascopé, G.T. e Barbi, I. (2000). Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells. In *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, volume 2, 858–863. IEEE.
- Camacho, E.F. e Alba, C.B. (2013). *Model predictive control*. Springer Science & Business Media.
- Cheng, L., Acuna, P., Aguilera, R.P., Jiang, J., Wei, S., Fletcher, J., e Lu, D.D.C. (2017). Model predictive control for dc-dc boost converters with reduced-prediction horizon and constant switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Costa, M.V.S. (2012). *Controladores Robustos D-LQI e D-Alocação de polos Otimizados via LMI Aplicados a um Conversor Boost Alto Ganho com Célula de Comutação Três Estados*. Mestrado em engenharia elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza. 120f.
- Costa, M.V.S. (2017). *Controle MPC robusto aplicado ao conversor boost CCTE otimizado por inequações matriciais lineares*. Doutorado em engenharia elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- Costa, M.V., Reis, F.E., Campos, J.C., et al. (2017). Controlador robusto mpc-lmi aplicado ao conversor boost com célula de comutação de três estados. *Eletrônica de Potência, Campo Grande*, 81–90.
- Cuzzola, F.A., Geromel, J.C., e Morari, M. (2002). An improved approach for constrained robust model predictive control. *Automatica*, 38(7), 1183–1189.
- Guldemir, H. (2011). Modeling and sliding mode control of dc-dc buck-boost converter. In *Proc. 6th Int. advanced technological Symp*, volume 4, 475–480.
- Hu, J. e Ding, B. (2019). An efficient offline implementation for output feedback min-max mpc. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 29(2), 492–506.
- Kim, T.H. e Lee, H.W. (2017). Quasi-min-max output-feedback model predictive control for lpv systems with input saturation. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 15(3), 1069–1076.
- Kothare, M.V., Balakrishnan, V., e Morari, M. (1996). Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities. *Automatica*, 32(10), 1361–1379.
- Linares-Flores, J., Mendez, A.H., Garcia-Rodriguez, C., e Sira-Ramirez, H. (2014). Robust nonlinear adaptive control of a boost converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8), 4105–4114.
- Longge, Z. e Yan, Y. (2017). Robust shrinking ellipsoid model predictive control for linear parameter varying system. *PLOS ONE*, 12(6), e0178625. doi:10.1371/journal.pone.0178625.
- Lorenzen, M., Dabbene, F., Tempo, R., e Allgöwer, F. (2017). Stochastic mpc with offline uncertainty sampling. *Automatica*, 81, 176–183.

- Middlebrook, R. e Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*, 18–34. IEEE.
- Moradi, S.M., Akbari, A., e Mirzaei, M. (2018). An offline lmi-based robust model predictive control of vehicle active suspension system with parameter uncertainty. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*.
- Olalla, C., Leyva, R., Queinnec, I., e Maksimovic, D. (2012). Robust gain-scheduled control of switched-mode dc-dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(6), 3006–3019.
- Park, J.H., Kim, T.H., e Sugie, T. (2011). Output feedback model predictive control for lpv systems based on quasi-min–max algorithm. *Automatica*, 47(9), 2052–2058.
- Paulson, J.A., Xie, L., e Mesbah, A. (2017). Offset-free robust mpc of systems with mixed stochastic and deterministic uncertainty. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 3530–3535.
- Ping, X. (2017). Output feedback robust mpc based on off-line observer for lpv systems via quadratic boundedness. *Asian Journal of Control*, 19(4), 1641–1653.
- Rego, R.C.B., Costa, M.V.S., Reis, F.E.U., e Bascopé, R.P.T. (2018). Análise e simulação do controlador mpc-aw-lmi aplicado ao conversor ccte operando em condições de saturação no sinal de controle. *Congresso Brasileiro de Automática*, XXII.
- Wada, N., Saito, K., e Saeki, M. (2006). Model predictive control for linear parameter varying systems using parameter dependent lyapunov function. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 53(12), 1446–1450. doi:10.1109/tcsii.2006.883832.
- Wan, Z. e Kothare, M.V. (2002). Robust output feedback model predictive control using off-line linear matrix inequalities. *Journal of Process Control*, 12(7), 763–774.
- Wan, Z. e Kothare, M.V. (2003). An efficient off-line formulation of robust model predictive control using linear matrix inequalities. *Automatica*, 39(5), 837–846.
- Zheng, H., Zou, T., Hu, J., e Yu, H. (2018). An offline optimization and online table look-up strategy of two-layer model predictive control. *IEEE Access*, 6, 47433–47441.