Controle Preditivo com Garantia de Estabilidade Aplicado a um Conversor Boost

Allan Cavalcante Araújo* Caio Vinícius M. S. Maia*
Márcio A. F. Martins*

* PPGM, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, BA,
(e-mail: allancavalcante@gmail.com; caiomaia3@gmail.com;
marciomartins@ufba.br).

Abstract: This work presents a predictive control application with stability guarantee for DC-DC boost converters. From the point of view of predictive control, the direct regulation of the output voltage of this type of converter is not a trivial task. One of the major difficulties is related to non-minimal phase behavior. It requires a long prediction horizon, which makes the control problem an even more complex activity. The predictive control based on the infinite prediction horizon proposed in this work presents great advantages, such as avoiding the numerical conditioning of the solution of the optimization problem, guaranteed feasibility, which allowing a control law offset-free and some robustness to small parametric variations. The results show, by numerical simulation, the effectiveness of the control application even in the presence of mismatch and non-minimal phase behavior.

Resumo: Este trabalho apresenta uma aplicação de controle preditivo com garantia de estabilidade para conversores boost CC-CC. Sob o ponto de vista do controle preditivo, a regulação direta de tensão de saída desse tipo de conversor não é uma tarefa trivial. Uma das grandes dificuldades está relacionada ao comportamento de fase não mínima. Exige-se um horizonte de predição longo, o que torna o problema de controle uma atividade ainda mais complexa. O Controle preditivo baseado em modelo com horizonte de predição infinito proposto neste trabalho, apresenta grandes vantagens, como evitar o condicionamento numérico da solução do problema de otimização, factibilidade garantida, além de produzir uma lei de controle livre de *off-set* e certa robustez a pequenas variações paramétricas. Os resultados mostram, por simulação numérica, a eficácia da aplicação de controle mesmo na presença de *mismatch* e do comportamento de fase não mínima.

Keywords: Boost Converter; Predictive Control; Guarantee of nominal stability; Non minimum Phase.

Palavras-chaves: Covorsor Boost; Controle preditivo; Estabilidade Nominal Garantida; Fase não mínima.

1. INTRODUÇÃO

Recentemente, tem crescido uso de Controle Preditivo baseado em Modelo (do inglês, *Model Predictive Control* - MPC) em aplicações de eletrônica de potência, sendo as áreas mais comuns: conversores conectados à rede, inversores com carga RL, inversores com carga LC, e *drives* de alto desempenho (Vazquez et al., 2014; Bouafassa et al., 2015; Errouissi et al., 2016). De modo geral, o MPC define a ação de controle minimizando uma função custo que descreve o comportamento do sistema desejado. Esta função compara a saída do sistema predita com uma referência dentro de um horizonte de predição, contemplando também as variáveis manipuladas dentro de um horizonte de controle. As saídas preditas são calculadas a partir do modelo do sistema. Comumente, para cada tempo de amostragem, o controlador MPC calcula uma sequência de ação de controle que minimiza a função de custo, mas somente o primeiro elemento dessa sequência é aplicado ao sistema (Rawlings and Mayne, 2009; Camacho and Alba, 2013).

Por conta da sua característica de comutação, dispositivos da eletrônica de potência constituem-se sistemas não lineares com múltiplas entradas, múltiplas saídas (MIMO), as quais estão sujeitas a restrições (por exemplo, a razão cíclica deve ser limitado entre zero e um). Além disso, há mais de vinte anos, diversas estratégias de controle vêm sendo desenvolvidas e consolidadas na área de pesquisa relacionadas à eletrônica de potência, principalmente as abordagens baseadas em controle proporcional-integral-derivativo (PID) combinadas a técnicas não lineares, como modulação por largura de pulso (do inglês, *pulse-width modulation* - PWM) (Amin et al., 2010; Chen, 2012). No entanto, a utilização de técnicas baseadas em controle clássico convencional (principalmente controle PID) apresenta limitação na faixa de operação, sendo que a violação dessa faixa pode resultar no funcionamento deficiente ou até instabilidade do sistema em malha fechada. Assim, o MPC surge como uma estratégia apropriada, por conta da sua facilidade em lidar com restrições e não linearidades do sistema na lei de controle (Kouro et al., 2009; Vazquez et al., 2017).

Conversores boost são dispositivos que possuem a função de transferir energia de uma fonte de tensão de corrente contínua (CC) para uma carga com uma tensão mais alta que o valor de entrada. Por esse motivo, esse tipo de conversor é também conhecido por "step-up". Em relação ao controle, o boost se destaca por fornecer uma tensão de saída idealmente constante, independente da variação na corrente demandada pela carga. Portanto, este conversor tem um papel importante em várias aplicações, como sistemas fotovoltaicos solares, sistemas de armazenamento de energia, controle de barramento CC e veículos elétricos (Tafticht et al., 2006; Amin et al., 2010; Ndtoungou et al., 2012; Kazimierczuk, 2015).

A regulação da tensão de saída não é uma tarefa trivial, pois tal topologia apresenta não-linearidades, modos de condução contínua e descontínua (CCM e DCM) e um comportamento de tensão de saída de fase não mínima sob uma ampla faixa de condições de operação (Karamanakos et al., 2014b; Forouzesh et al., 2017). Este último efeito gera um problema no controle de tensão de saída, o qual tornou o conversor boost um atrativo campo de pesquisa (Alvarez-Ramirez et al., 2001; Lopez-Santos et al., 2015; Forouzesh et al., 2017; Cheng et al., 2018). Tal comportamento decorre da limitação dinâmica na transferência de potência, fazendo com que ocorra uma queda de tensão temporária enquanto a corrente de entrada não atinge o nível necessário. Convencionalmente, uma solução para este problema é o controle indireto da tensão de saída utilizando a corrente do indutor, isto é, adiciona-se uma malha intermediária cujo conceito é dado por controle em cascata (Erickson and Maksimovic, 2007; Chen, 2012). Sob o ponto de vista de MPC, para superar este obstáculo e assegurar a estabilidade em malha fechada, necessita-se de um longo intervalo de predição, NT_s , onde N é o número de etapas de predição, e T_s é o intervalo de amostragem, com $N \in \mathbb{N}^+$. Desta forma, o controlador deve ser capaz de prever além da queda inicial de tensão ao considerar aumentar a razão cíclica (Karamanakos et al., 2014a). Contudo, aumentar N significa um crescimento exponencial no custo computacional da solução do problema de otimização, o que pode resultar, no ponto de vista prático, na inviabilidade do controlador.

Nesse sentido, Karamanakos et al. (2014a) propõe uma técnica apresentada por Cagienard et al. (2007), conhecida por blocos móveis, onde o horizonte de predição é dividido em duas partes. Na primeira parte uma menor quantidade de pontos preditos é utilizada. Isto possibilita que se alongue o horizonte, ultrapassando o intervalo onde há presença de fase não mínima. A menor quantidade de pontos pode também reduzir a influência dessa parte do intervalo na função custo. Apesar de um resultado em malha fechada satisfatório, ainda é necessário um horizonte de predição longo.

Em Cheng et al. (2018) é proposta uma referência adequada projetada em termos da corrente do indutor e uma faixa de tensão de saída predefinida, onde o problema de otimização é formulado para ser resolvido usando apenas um horizonte de previsão de etapa única. No entanto, embora haja um resultado satisfatório em malha fechada, não há garantia de estabilidade no controle.

Este trabalho apresenta uma aplicação de MPC com Horizonte de Predição Infinito (IHMP) ao conversor boost. Seguindo a formulação proposta por Rawlings and Muske (1993), é possível verificar a prova de estabilidade do controlador em malha fechada, desde que o problema de otimização relacionado seja viável. Nesse sentido, a utilização do horizonte infinito é substituída por um termo finito, mais uma parcela conhecida como custo terminal, no final do horizonte de controle (momento onde as entradas assumem valores nulos para a forma incremental). O custo terminal é obtido a partir da solução de uma equação de Lyapunov em tempo discreto. No entanto, a utilização de restrições terminais decorrentes do problema de otimização combinado com a necessidade de reduzir o custo computacional (consequentemente reduzir o horizonte de predição) podem levar à infactibilidade, por conta de possíveis conflitos entre as restrições. Assim, como solução para esse problema, utilizam-se variáveis de folga, preservando as propriedades estabilizantes (Rodrigues and Odloak, 2003; Odloak, 2004). Além disso, o controlador proposto por Odloak (2004) apresenta vantagens como propriedades atenuantes na presença de distúrbios, livre de *off-set* e realização em apenas uma camada de otimização. Sob o ponto de vista prático, o controlador proposto é capaz de reduzir consideravelmente o esforço computacional, por conta do condicionamento das matrizes, a etapa de cálculo do horizonte de predição é realizado *off-line*. A principal vantagem dessa técnica de controle é a garantia de estabilidade, isto é, a partir de um modelo linear representativo, o controlador apresentará estabilidade em malha fechada, independente dos valores nos parâmetros de sintonia, os quais requerem atenção crucial nas técnicas de controle convencionais.

No campo de pesquisa de controle preditivo, não há aplicações de controladores com estabilidade garantida em conversores estáticos CC-CC. Portanto, as contribuições deste trabalho consistem em aplicar um controlador preditivo com garantia de estabilidade e factibilidade, capaz de regular diretamente a tensão de saída de um conversor boost, mesmo com o comportamento de fase não mínima. Este trabalho está organizado da forma a seguir. A seção 2 apresenta o modelo do conversor boost. A seção 3 descreve o IHMP. Na seção 4, apresentam-se as aplicações e análises de controle MPC ao boost. Por fim, a seção 5 aborda a conclusão com suas considerações finais.

2. CONVERSOR BOOST

O conversor boost monofásico é ilustrado pela figura 1, onde: V_1 é tensão na fonte; v_o e i_o são tensão e corrente na saída; os parâmetros L , R_L , C , R_o , D' , V_D , R_S e d são, respectivamente, indutância, resistência do indutor, capacitância do capacitor de saída, resistência da carga, diodo, tensão de polarização do diodo, resistência da fonte de tensão e sinal de controle da chave S .

Considerando que o conversor opera em CCM, pode-se obter um modelo equivalente do circuito chaveado calculando a média das equações diferenciais de espaço de estados, técnica conhecida por modelo médio em espaço de estados. Considera-se que as variáveis de estado possuem pequenas variações e distúrbios ao redor do ponto de operação. Assim, eliminando os termos de estado estacionário

Figura 1. Circuito elétrico do conversor boost.

e assumindo apenas o caráter dinâmico do modelo, obtém-se o resultado para o modelo do boost perdas parasíticas, apresentado nas equações (1). Modelo para pequenos sinais de conversores boost é descrito em Middlebrook and Cuk (1976).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)/L \\ (1-D)/C & -1/CR_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \frac{V_1}{R_{linha}} \begin{bmatrix} R_o(1-D)/L \\ -1/C \end{bmatrix} u(t) \quad (1a)$$

$$y(t) = [0 \ 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (1b)$$

onde $R_{linha} = R_o(1-D)^2$ e $u(t) = d(t)$, sendo d a pequena variação da razão cíclica em torno do ponto de operação da razão cíclica D . Dessa forma, tem-se como variável manipulada $d(t)$ e controlada $v_o(t)$, os parâmetros referentes ao ponto de operação D e V_1 , e as variáveis de estado $x(t) = [i_L(t), v_C(t)]$. Para o estado estacionário e desconsiderando as perdas do circuito, pode-se adotar a relação descrita por (2), onde V_1 e V_o são tensão da fonte de entrada e saída de tensão.

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{(1-D)} \quad (2)$$

3. FORMULAÇÃO DO IHMPC

Nesta seção será apresentado um modelo incremental decorrente da resposta ao degrau aplicado ao sistema, sendo este associado às suas funções de transferência. Em seguida o IHMPC com este modelo associado (expandido) é apresentado, seguindo a abordagem apresentada em Odloak (2004). Por generalidade, será assumido ainda o sistema na forma MIMO. Contudo, o MPC aplicado ao boost assume a forma SISO. Neste contexto, o sistema é assumido estável com nu entradas e ny saídas, onde as funções de transferência que as relacionam são descritas pela equação (3) e $\{na, nb \in N | nb < na\}$. O modelo apresentado aqui é baseado numa expressão analítica da resposta ao degrau do sistema, desenvolvido por Odloak (2004).

$$G_{i,j}(s) = \frac{b_{i,j,0} + b_{i,j,1}s + \dots + b_{i,j,nb}s^{nb}}{1 + a_{i,j,1}s + \dots + a_{i,j,na}s^{na}} \quad (3)$$

A resposta ao degrau pode ser calculada em um instante de tempo k para um período de amostragem T_s , seguindo a equação (4),

$$S_{i,j}(k) = d_{i,j}^0 + \sum_{l=1}^{na} [d_{i,j,l}^d] e^{r_{i,j,l}kT_s} \quad (4)$$

onde os coeficientes $d_{i,j}^0, d_{i,j,1}^d, \dots, d_{i,j,na}^d$ podem ser calculados mediante expansão em frações parciais e $r_{i,j}, r_{i,j,1}, \dots, r_{i,j,na}$ são os distintos polos do sistema. Por conveniência define-se as seguintes matrizes de coeficientes,

$$D^0 \triangleq \begin{bmatrix} d_{1,1}^0 & \dots & d_{1,nu}^0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{ny,1}^0 & \dots & d_{ny,nu}^0 \end{bmatrix}, D^0 \in R^{ny \times nu} \quad (5)$$

$$D^d \triangleq \begin{bmatrix} d_{1,1,1}^d & 0 & \dots & 0 \\ 0 & d_{1,1,2}^d & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & d_{ny,nu,na}^d \end{bmatrix}, D^d \in C^{nd \times nd} \quad (6)$$

Assim, para este sistema em espaço de estados discreto, pode-se escrever a equação (7).

$$\begin{bmatrix} x^s(k+1) \\ x^d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ny} & 0 \\ 0 & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^s(k) \\ x^d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D^0 \\ D^d F N \end{bmatrix} \Delta u(k) \quad (7)$$

$$y(k) = [I_{ny} \ \Psi] \begin{bmatrix} x^s(k) \\ x^d(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

onde

$$[x^s] \triangleq [x_1^s \ x_2^s \ \dots \ x_{ny}^s]^T, x^s \in R^{ny} \quad (9)$$

correspondem aos estados integradores introduzidos pela forma incremental,

$$[x^d] \triangleq [x_{1,1,1}^d \ x_{1,1,2}^d \ \dots \ x_{ny,nu,na}^d]^T,$$

$$x^s \in C^{nd} \quad (10)$$

correspondem aos estados estáveis do sistema,

$$F \triangleq \begin{bmatrix} e^{r_{1,1,1}T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{r_{1,1,2}T} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{r_{ny,nu,na}T} \end{bmatrix}, F \in C^{nd \times nd} \quad (11)$$

$$N \triangleq \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_{ny} \end{bmatrix}, N \in R^{nd \times nu} \quad (12)$$

$$J_i \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, J \in R^{nu \cdot na \times nu} \quad (13)$$

$$\Psi \triangleq \begin{bmatrix} \Phi & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \Phi \end{bmatrix}, \Psi \in R^{ny \times nd} \quad (14)$$

$$\Phi \triangleq [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1], \Phi \in R^{nu \times na} \quad (15)$$

e $\Delta u(k)$ são incrementos das ações de controle no instante de tempo k .

O IHMPC se baseia na solução da minimização da função custo (16), em que o horizonte de predição infinito é substituído por um termo finito relacionado aos estados integradores do sistema, impondo-se um custo terminal. Este custo terminal decorre da aplicação da restrição (17) e permite o cálculo da matriz de penalidade $\bar{Q}$ por meio da equação de Lyapunov discreta. Este caminho pode ser visto com mais detalhes em Odloak (2004).

$$\begin{aligned} \min_{\Delta u_k, \delta_{y,k}} V_k = & \sum_{j=0}^m \|y(k+j|k) - y_{sp} - \delta_{y,k}\|_Q^2 \\ & + \|x^d(k+m|k)\|_{\bar{Q}}^2 \\ & + \sum_{j=0}^{m-1} \|\Delta u(k+j|k)\|_R^2 + \|\delta_{y,k}\|_S^2 \end{aligned} \quad (16)$$

sujeito a,

$$x^s(k+m|k) - y_{sp} - \delta_{y,k} = 0 \quad (17)$$

$$\Delta u(k+j|k) \in U \quad j = 0, \dots, m-1. \quad (18)$$

$$U = \begin{cases} -\Delta u_{max} \leq \Delta u(k+j|k) \leq \Delta u_{max} \\ \Delta u(k+j|k) = 0, j \geq m \\ u_{min} \leq u(k-1) + \sum_{i=0}^j \Delta u(k+i|k) \leq u_{max} \end{cases} \quad (19)$$

em que: $\Delta u(k+j|k)$ são os incrementos das ações de controle que se aplicariam no instante $k+j$, calculados no instante k ; m corresponde ao movimento da entrada (horizonte de controle); $y(k+j|k) \in R^{ny}$ predição de saída referente ao modelo no instante k ; $\delta_{y,k} \in R^{ny}$ são chamadas de variáveis de folga, cuja função principal é oferecer graus de liberdade adicionais para o problema de controle e aumentar a região viável do controlador proposto. As matrizes de ponderação Q , R , S e $\bar{Q}$ são parâmetros de ajuste do controlador.

Obtendo $\bar{Q} \in C^{nd \times nd}$, definido como custo terminal, a partir da solução da Equação de Lyapunov (20) para o sistema discreto representado nas equações (7) e (8) Odloak (2004).

$$\bar{Q} - F^T \bar{Q} F = F^T \Psi^T Q \Psi F \quad (20)$$

A grande vantagem dessa abordagem de controle é a garantia de estabilidade. Implica que, a partir de um modelo matemático linear que represente relativamente bem o comportamento da planta (mesmo com a presença de não linearidades), ao utilizar um controlador com estabilidade nominal garantida, torna a abordagem de controle muito vantajosa e atrativa, tanto do ponto de vista teórico quanto prático. Ou seja, o controlador é capaz de eliminar grande parte dos problemas relacionados às técnicas de controle convencionais: as dificuldades de sintonia.

4. APLICAÇÃO DE CONTROLE MPC AO BOOST

Nesta seção será aplicado ao circuito do boost, figura 1, o controlador descrito na seção 3. No sentido de comparação, aplicou-se controlador MPC convencional (em sua forma incremental) descrito em González et al. (2008). Os valores dos parâmetros utilizados no modelo para a simulação são apresentados na tabela 1, os quais foram baseados em um exemplo presente em Barbi (2015). Além disso, a fim de testar a robustez do controlador, aplicou-se uma incerteza paramétrica de 5% no valor da razão cíclica D , visando simular uma mudança no ponto de operação.

Tabela 1. Valores utilizados para as simulações.

Parâmetros do Boost		
Frequência da Chave	f	20 kHz
Período de Amostragem	T_s	5 ms
Tensão de Alimentação	V_i	100 V
Tensão no Diodo	V_d	0 V
Razão Cíclica	D	0.5
Resistência da Chave	R_s	0 Ω
Resistência do Indutor	R_L	0 Ω
Resistência de Saída	R_o	50 Ω
Indutância	L	200 mH
Capacitância	C	100 mF

4.1 MPC Convencional aplicado ao Boost

Na figura 2, são apresentadas respostas do sistema comparando o MPC convencional ao IHMPC. Neste âmbito, o horizonte de controle adotado foi $m = 1$ e duas sintonias para o MPC convencional foram utilizadas quanto ao horizonte de predição (p). Inicialmente adotou-se $p = 1$ e em seguida $p = 10$, o que resultou nos sinais $y(k)_{MPC(p=1)}$ e $y(k)_{MPC(p=10)}$, respectivamente. Ambos os testes tiveram como referência o sinal $y_{sp} = 220V$, o que resultou em divergência para $y(k)_{MPC(p=1)}$ e convergência para $y(k)_{MPC(p=10)}$. Esta divergência pode ser explicada pelo fato do sistema apresentar fase não mínima, que quando associado a um horizonte de predição curto, resulta numa influência inversa na função custo. Neste sentido, verificou-se que horizonte de predição inferior a $p = 10$, torna o controle instável.

A figura 3 apresenta o gráfico comparando as entradas. As restrições impostas na entrada são definidas como 0,1 em torno do ponto de operação ($D = 0,5$), e máxima variação de $\Delta u = 0,01$, esses valores foram atribuídos a todas as simulações neste trabalho. Esse tipo de medida é aplicada no sentido de garantir a operação em uma região linear. Analisando os valores de entrada, observa-se que para o horizonte de predição unitário, o valor da entrada satura em poucos instantes, dessa forma o controlador perde seu único grau de liberdade, resultando na divergência do seu sinal de saída.

4.2 IHMPC aplicado ao Boost

Ao utilizar o controle MPC convencional, salienta-se uma imposição de horizontes de predição relativamente longos, o que pode tornar a abordagem imprópria para aplicações em tempo real. Sob o ponto de vista numérico, como consequência do aumento do horizonte de predição, há

um crescimento exponencial no custo computacional e um condicionamento numérico da solução do problema de otimização (ou seja, crescimento das matrizes). No entanto, a redução de p pode causar o problema de instabilidade no controle, originado pelo efeito de fase não mínima. Portanto, pode haver uma dificuldade, por parte do projetista, em lidar com esse *trade-off* na escolha do horizonte de predição. Nesse sentido, buscam-se alternativas de técnicas de controle preditivo capazes de superar esses problemas. Surge, então o controle preditivo baseado em modelo com horizonte de predição infinito, a fim de contornar as dificuldades práticas, além de garantir estabilidade.

No intuito de resolver o problema em uma camada, o modelo descrito na seção 3 foi utilizado. Além disso, a inserção de uma variável de folga foi efetuada, proporcionando relaxação e consequentemente factibilidade para casos com menor horizonte de controle. Esta estratégia foi aplicada à síntese do MPC para o boost e são apresentados os gráficos de saída $y(k)$ para o horizonte de controle $m = 1$ e comparando seu resultado com o MPC convencional, como visto na figura 2. Percebe-se que o erro de regime para pequenas variações do boost pode ser evitado e mesmo na presença de incerteza paramétrica, ou seja, comprova-se um certo grau de robustez.

Figura 2. Comparação das saídas de tensão para o boost entre controladores IHMPC e MPC convencional.

A figura 3 mostra o comportamento da razão cíclica para pequenos sinais, ação de controle $d(k)$, em torno do seu ponto de operação $D = 0,5$. Percebe-se que não há violação das restrições de entradas (curvas tracejadas no gráfico) impostas ao controlador.

Figura 3. Entrada de razão cíclica para o boost-IHMPC.

A função custo V_k , também conhecida por função objetivo, é apresentada na figura 4. Observa-se o seu comportamento assintoticamente decrescente, caracterizando de fato uma função de Lyapunov. Assim, evidencia-se a estabilidade da planta em malha fechada, mesmo com a presença de

incerteza paramétrica e com horizonte de controle unitário.

Figura 4. Função custo IHMPC.

A variável de folga, ou *slack*, é apresentada na figura 5. Como visto anteriormente, a principal função dessa variável é oferecer graus de liberdade adicionais para o problema de controle, de forma a aumentar a região viável do controlador. Salienta-se, como observado no gráfico, que a *slack* somente é utilizada quando necessário, ou seja, no sentido de forçar que o comportamento do custo siga uma função de Lyapunov.

Figura 5. Variável de folga ("slack") IHMPC.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho teve como cerne a aplicação de um controlador preditivo com estabilidade nominal garantida em um conversor boost CC-CC sujeito a pequenos sinais e variações paramétricas. A lei de controle proposta, conhecida por IHMPC, possui em sua formulação um modelo de espaço de estados baseado na resposta analítica do sistema. A inserção de variáveis de folga é uma característica importante desse tipo de controlador, de forma que evite conflito entre as restrições que podem tornar o problema de otimização infactível. As dificuldades em controlar esse tipo de conversor são bem conhecidas na literatura, com destaque para o comportamento de tensão de saída de fase não mínima sob uma ampla faixa de condições de operação. O controlador proposto foi comparado à lei de controle MPC convencional, apresentando vantagens como evitar o condicionamento numérico da solução do problema de otimização, esforço computacional reduzido, factibilidade garantida, além de produzir uma lei de controle livre de *off-set* e certa robustez a pequenas variações paramétricas com a presença de um observador ótimo. Os resultados obtidos mostraram-se muito satisfatório, comprovando-se a garantia de estabilidade e factibilidade do controlador.

São deixados como motivação para trabalhos futuros a aplicação em sistemas mais complexos baseados em conversor boost, por exemplo: aplicar técnica de controle por faixa (*zone control*) de tensão e corrente (a fim de obter melhoras na questão de fase não mínima), cascadeamento de conversores sem necessidade de casamento de impedância, controle de fluxo de carga para um barramento CC visando estabilidade, simulação do boost com modelos não lineares.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao CTAI por disponibilizar o espaço físico para execução das atividades inerentes ao trabalho e à CAPES pelo amparo financeiro para realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- Alvarez-Ramirez, J., Cervantes, I., Espinosa-Perez, G., Maya, P., and Morales, A. (2001). A stable design of pi control for dc-dc converters with an rhs zero. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 48(1), 103–106.
- Amin, M.M., Elshaer, M.A., and Mohammed, O. (2010). Dc bus voltage control for pv sources in a dc distribution system infrastructure. In *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 1–5. IEEE.
- Barbi, I. (2015). Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaços de estados. *Edição do Autor. Florianópolis*.
- Bouafassa, A., Rahmani, L., and Mekhilef, S. (2015). Design and real time implementation of single phase boost power factor correction converter. *ISA transactions*, 55, 267–274.
- Cagienard, R., Grieder, P., Kerrigan, E.C., and Morari, M. (2007). Move blocking strategies in receding horizon control. *Journal of Process Control*, 17(6), 563–570.
- Camacho, E.F. and Alba, C.B. (2013). *Model predictive control*. Springer Science & Business Media.
- Chen, Z. (2012). Pi and sliding mode control of a cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3695–3703.
- Cheng, L., Acuna, P., Aguilera, R.P., Jiang, J., Wei, S., Fletcher, J.E., and Lu, D.D. (2018). Model predictive control for dc-dc boost converters with reduced-prediction horizon and constant switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(10).
- Erickson, R.W. and Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.
- Errouissi, R., Al-Durra, A., and Muyeen, S. (2016). A robust continuous-time mpc of a dc-dc boost converter interfaced with a grid-connected photovoltaic system. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 6(6), 1619–1629.
- Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Gorji, S.A., Blaabjerg, F., and Lehman, B. (2017). Step-up dc-dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9143–9178.
- González, A.H., Adam, E.J., and Marchetti, J.L. (2008). Conditions for offset elimination in state space receding horizon controllers: A tutorial analysis. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 47(12), 2184–2194.
- Karamanakos, P., Geyer, T., and Manias, S. (2014a). Direct voltage control of dc-dc boost converters using enumeration-based model predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), 968–978.
- Karamanakos, P., Geyer, T., Oikonomou, N., Kieferndorf, F.D., and Manias, S. (2014b). Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 32–43.
- Kazimierczuk, M.K. (2015). *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons.
- Kouro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodríguez, J. (2009). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(6), 1826–1838.
- Lopez-Santos, O., Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Valderrama-Blavi, H., and Sierra-Polanco, T. (2015). Robust sliding-mode control design for a voltage regulated quadratic boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4), 2313–2327.
- Middlebrook, R. and Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*, 18–34. IEEE.
- Ndtoungou, A., Hamadi, A., Missanda, A., and Al-Haddad, K. (2012). Modeling and control of a cascaded boost converter for a battery electric vehicle. In *Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2012 IEEE*, 182–187. IEEE.
- Odloak, D. (2004). Extended robust model predictive control. *AIChE Journal*, 50(8), 1824–1836.
- Rawlings, J.B. and Mayne, D.Q. (2009). Model predictive control: Theory and design.
- Rawlings, J.B. and Muske, K.R. (1993). The stability of constrained receding horizon control. *IEEE transactions on automatic control*, 38(10), 1512–1516.
- Rodrigues, M.A. and Odloak, D. (2003). An infinite horizon model predictive control for stable and integrating processes. *Computers & chemical engineering*, 27(8-9), 1113–1128.
- Tafticht, T., Agbossou, K., and Cheriti, A. (2006). Dc bus control of variable speed wind turbine using a buck-boost converter. In *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, 5–pp. IEEE.
- Vazquez, S., Leon, J.I., Franquelo, L.G., Rodriguez, J., Young, H.A., Marquez, A., and Zanchetta, P. (2014). Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 16–31.
- Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L.G., and Norambuena, M. (2017). Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2), 935–947.