

Controle Preditivo Baseado em Modelo para Conversores *Buck* com Erro Nulo de Regime Permanente e Análise de Estabilidade

Robert U. M. Viaro
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil

Everson Mattos
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil

Vinicius F. Montagner
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil

Resumo—Este artigo trata de um controle preditivo baseado em modelo aplicado à regulação de tensão de um conversor *buck*. O controle proposto utiliza uma função custo dada por uma soma ponderada do erro de rastreamento ao quadrado e do sinal de controle ao quadrado, permitindo ao projetista encontrar uma boa relação de compromisso entre rastreamento e esforço de controle. A abordagem fornece erro nulo de regime permanente e uma análise de estabilidade baseados em expressões matemáticas. Figuras de mérito são fornecidas para auxiliar o projetista na escolha dos pesos da função custo. Os resultados ilustram que incluindo a energia do sinal de controle na função custo consegue-se obter desempenhos transitórios rápidos, mantendo erros nulos de regime permanente, com sinal de controle suave, viável para implementação por meio de modulação por largura de pulso.

Palavras Chave—Conversor *buck*, Controle preditivo baseado em modelo, Otimização, Estabilidade

I. INTRODUÇÃO

O controle preditivo baseado em modelo (do inglês, *Model Predictive Control* – MPC) tem sido muito pesquisado e desenvolvido nas últimas décadas. Esta abordagem é reconhecida pela capacidade de produzir rápidas respostas dinâmicas e bom grau de robustez a incertezas paramétricas. MPCs têm a vantagem de serem utilizáveis inclusive para sistemas multivariáveis e permitirem incluir facilmente não linearidades e restrições (e.g. limites de variáveis, saturações, etc.) no cálculo dos sinais de controle ótimos. Os elementos chave para esta abordagem são: i) um modelo de predição da planta a ser controlada, ii) uma função custo que descreve o desempenho do sistema e que, em geral, deve ser minimizada e iii) um algoritmo de otimização, que encontra o sinal de controle ótimo em cada instante de amostragem. A função custo compara a predição da saída do sistema, obtida a partir de

um modelo matemático da planta, com uma referência para esta saída. Em geral, para cada instante de amostragem, o MPC calcula a sequência de valores de sinais de controle que minimiza a função custo, mas somente implementa o primeiro elemento desta sequência sobre o sistema físico. Assim, o algoritmo MPC é repetido em uma solução recursiva, provendo robustez com respeito a incertezas paramétricas [1]–[9].

MPCs podem ser classificados em dois grandes grupos: os de conjunto de controle contínuo (do inglês, *Continuous Control Set* – CCS) e os de conjunto de controle finito (do inglês, *Finite Control Set* – FCS). Os MPC-CCS computam um sinal de controle contínuo no tempo e então utilizam um modulador para implementar esta ação de controle na forma de uma tensão modulada em largura de pulso conveniente para acionar conversores de potência. A principal vantagem dos MPC-CCS é que utilizam uma frequência fixa de comutação. Por outro lado, MPC-FCS levam em conta a natureza discreta de conversores de potência e não requerem um modulador externo para implementar o sinal e controle. O tipo mais comum de MPC-FCS para conversores de potência é o que calcula o vetor de comutação ótimo. Esta abordagem utiliza todos os vetores de tensão de saída de um conversor como um conjunto finito de controle. As predições da variável de saída são feitas apenas para este conjunto finito, o que reduz o problema de otimização a um algoritmo de busca enumerada. A principal desvantagem desta técnica é que o mesmo vetor de tensão pode ser aplicado durante vários períodos de comutação consecutivos, o que gera um controle com uma frequência de comutação variável, dificultando a filtragem de harmônicas na variável de saída [5], [10]–[18].

Inicialmente, MPCs foram amplamente utilizados na indústria de processos e, mais recentemente, devido ao avanço tecnológico dos microprocessadores, estes controladores se tornaram muito atrativos para aplicações em conversores de potência. MPC-CCS em geral requerem menor custo computa-

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento e Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, e com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, Processo CNPq 303992/2022-0.

cional de implementação porque resolvem parte do problema de otimização *off-line*, podendo ser utilizados com longo horizonte de predição. Por outro lado, MPC-FCS requerem que o problema de otimização, que em geral envolve grande quantidade de cálculos, seja resolvido de forma *online*, sendo limitados usualmente a curtos horizontes de predição, em aplicações em eletrônica de potência. Atualmente, há um grande avanço de MPCs para conversores de potência e *drives* e a pesquisa atual nesta área está focada em alguns pontos, como no desenvolvimento dos seguintes aspectos: i) discretização do modelo de predição; ii) projeto da função custo; iii) redução do custo computacional; iv) estabilidade e projeto baseado em desempenho [19]–[27].

Este artigo propõe um MPC-CCS para regulação da tensão de saída de conversores CC-CC do tipo *buck*, e traz contribuições para os pontos ii) e iv) descritos no parágrafo anterior. A função custo proposta utiliza um peso, γ_1 , associado ao quadrado do erro de rastreamento, e um peso γ_2 , associado ao quadrado do sinal de controle. Estes pesos permitem ao projetista encontrar uma boa relação de compromisso entre rastreamento de referência e custo da ação de controle. Figuras de mérito são mostradas para auxiliar o projetista na escolha dos pesos da função custo. Outra contribuição do artigo é uma expressão matemática fechada, dependente dos pesos da função custo e dos parâmetros do conversor, para permitir erro nulo de regime permanente com referências constantes para a tensão de saída. E, finalmente, uma análise de estabilidade do sistema em malha fechada é mostrada, comprovando a robustez do controlador contra incertezas nos parâmetros do filtro e da carga do conversor.

II. MODELO DA PLANTA

Considere o conversor CC-CC do tipo *buck*, mostrado na Figura 1(a). Para este conversor, o interruptor S , o diodo D_1 e a fonte de entrada V_i são supostos ideais.

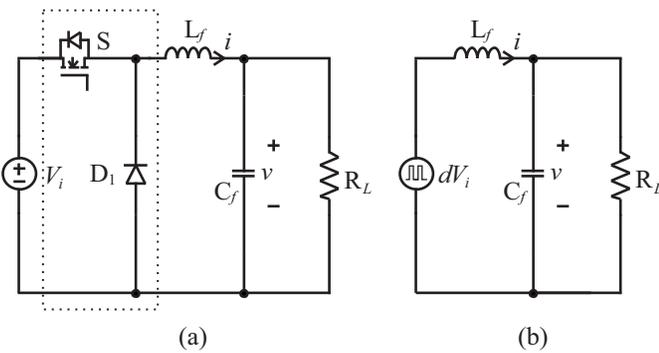


Fig. 1. (a) Conversor CC-CC do tipo *buck*. (b) Circuito equivalente substituindo estágio de entrada por fonte pulsada.

As resistências parasitas são supostas suficientemente pequenas para serem negligenciadas. No modo de condução contínua, o conjunto fonte de entrada, interruptor e diodo podem ser substituídos pela fonte pulsada $d(t)V_i$, sendo $d(t)$ a razão cíclica instantânea do conversor, conforme Figura 1(b).

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 1(b), tem-se o seguinte modelo no espaço de estados

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c d(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \quad (1)$$

Neste modelo, as matrizes \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C} e o vetor de estados $\mathbf{x}(t)$ são dados por

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_f} & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_i}{L_f} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0], \quad \mathbf{x}(t) = [v(t) \quad i(t)]^T, \quad \mathbf{y}(t) = v(t) \quad (2)$$

Note que a entrada de controle é a razão cíclica e a saída é a tensão sobre o capacitor, que é também a tensão sobre a carga.

O objetivo de controle aqui é regular a tensão $v(t)$ de forma que esta rastreie padrões constantes de referência e para tanto dispõe-se do sinal $d(t)$, que é limitado entre 0 e 1.

Objetivando a aplicação de um controle MPC implementado de forma digital, procede-se à discretização do modelo da planta, com um período de amostragem T_s , utilizando um segurador de ordem zero (do inglês, *Zero-Order Hold – ZOH*), levando a

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} d(k), \quad \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \quad (3)$$

em que as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} são dadas por

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T_s}, \quad \mathbf{B} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_c \tau} \mathbf{B}_c d\tau \quad (4)$$

Para o estudo de caso do artigo, serão utilizados os parâmetros de um conversor *buck*, dados em [28], mostrados na Tabela I, e serão utilizados como base para os resultados da Seção IV.

TABELA I
PARÂMETROS DO CONVERSOR *buck*.

Parâmetro	Descrição	Valor nominal
L_f	indutância do filtro	500 μH
C_f	capacitância do filtro	60 μF
R_L	resistência de carga	3 Ω
V_i	tensão de entrada	30 V
f_s	frequência de amostragem	50 kHz
f_{sw}	frequência de comutação	50 kHz

III. MPC PROPOSTO

Para a implementação do MPC, necessita-se de um modelo de predição da planta, que foi mostrado na Seção II, uma função custo, que descreve o desempenho do sistema, e uma lei de controle que otimiza a função custo. Esta seção mostra a função custo e o algoritmo de otimização propostos.

Para a função custo, propõe-se aqui utilizar uma soma ponderada do erro de rastreamento da referência de tensão ao quadrado e do sinal de controle (razão cíclica, no caso), ao quadrado. Esta função é dada por

$$J = \gamma_1 e(k+1)^2 + \gamma_2 d(k)^2 \quad (5)$$

Pode-se observar que o peso $\gamma_1 > 0$ é utilizado para ponderar a importância do erro de rastreamento na função custo, e em que o peso $\gamma_2 > 0$ é utilizado para ponderar a importância do sinal de controle.

Em linhas gerais, um aumento em γ_1 prioriza a redução do erro de rastreamento (melhora do seguimento da referência) e um aumento de γ_2 prioriza a redução do sinal de controle (diminui a energia associada ao sinal de controle). Portanto, cabe ao projetista encontrar uma boa relação de compromisso entre γ_1 e γ_2 , tentando conciliar bom rastreamento de referência com sinal de controle factível na prática (evitando altas frequências no sinal de controle, por exemplo).

O sinal de erro, na tensão de saída, é dado por

$$\begin{aligned} e(k+1) &= R - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1) \\ &= R - \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) - \mathbf{C}\mathbf{B}d(k) \end{aligned} \quad (6)$$

em que R é a referência para a tensão de saída, dada por valores constantes.

Substituindo a expressão (6) na função custo (5), tem-se

$$J = \gamma_1 \left(R - \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) - \mathbf{C}\mathbf{B}d(k) \right)^2 + \gamma_2 d(k)^2 \quad (7)$$

Derivando a função custo J em relação a d , tem-se

$$\frac{\partial J}{\partial d} = 2\gamma_1 \left(R - \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) - \mathbf{C}\mathbf{B}d(k) \right) (-\mathbf{C}\mathbf{B}) + 2\gamma_2 d(k) \quad (8)$$

Igualando a derivada em (8) a zero, para a razão cíclica que minimiza a função custo, tem-se que a ação de controle ótima é dada por

$$d(k) = \frac{\gamma_1 \mathbf{C}\mathbf{B}R - \gamma_1 (\mathbf{C}\mathbf{A})(\mathbf{C}\mathbf{B})\mathbf{x}(k)}{\gamma_1 (\mathbf{C}\mathbf{B})^2 + \gamma_2} \quad (9)$$

É importante observar que a solução acima é a solução ótima de um problema de otimização irrestrita. Na prática, a razão cíclica calculada com a expressão (9) será limitada entre 0 e 1, pela modulação em largura de pulso do sinal de controle.

A. Ajuste da referência

A lei de controle (9) pode ser reescrita como

$$d(k) = N_r R - \mathbf{N}_x \mathbf{x}(k) \quad (10)$$

com N_r e \mathbf{N}_x dados por

$$N_r = \frac{\gamma_1 \mathbf{C}\mathbf{B}}{\gamma_1 (\mathbf{C}\mathbf{B})^2 + \gamma_2}, \quad \mathbf{N}_x = \frac{\gamma_1 (\mathbf{C}\mathbf{A})(\mathbf{C}\mathbf{B})}{\gamma_1 (\mathbf{C}\mathbf{B})^2 + \gamma_2} \quad (11)$$

Então, o sistema (3) em malha fechada com esta lei de controle é dado por

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}N_r R - \mathbf{B}\mathbf{N}_x \mathbf{x}(k) \quad (12)$$

Assumindo o sistema estável em malha fechada, então tem-se, em regime permanente, a seguinte equação de estado

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}N_r R - \mathbf{B}\mathbf{N}_x \mathbf{X} \quad (13)$$

o que leva ao vetor de estado em regime permanente

$$\mathbf{X} = (\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{N}_x)^{-1} \mathbf{B}N_r R \quad (14)$$

Então, o valor da saída, em regime permanente, em malha fechada, dado por $Y = \mathbf{C}\mathbf{X}$, pode ser escrito como

$$Y = \mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{N}_x)^{-1} \mathbf{B}N_r R \quad (15)$$

Note que a expressão do valor final da saída, dada analiticamente por (14), é computável totalmente *off-line*, baseando-se apenas nos parâmetros da planta e nos pesos da função custo.

Para garantir que a saída, em regime permanente, seja igual à referência, utiliza-se um fator de ajuste na referência, dado exatamente por

$$\alpha = \frac{R}{Y} = \frac{1}{\mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{N}_x)^{-1} \mathbf{B}N_r} \quad (16)$$

Portanto, para erro nulo em regime permanente, na lei de controle (9), substitui-se o termo R por αR .

Desta forma, na abordagem proposta, evita-se o uso de um horizonte de predição mais longo e também o uso de integradores para corrigir o erro em regime permanente.

B. Análise de estabilidade

O controle ótimo MPC em (9) pode ser visto como uma lei de realimentação de estados que minimiza o erro um passo à frente e permite limitar o sinal de controle. Devido a esta estrutura na lei de controle MPC, pode-se proceder a uma análise de estabilidade no espaço de estados.

O sistema em malha fechada com a lei de controle proposta é descrito por (12), e pode ser reescrito como

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{N}_x)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}N_r R \quad (17)$$

A matriz $(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{N}_x)$ é a matriz de estados do sistema em malha fechada e, para este sistema ser assintoticamente estável, é necessário e suficiente que seus autovalores estejam contidos dentro do círculo de raio unitário, isto é, que λ_1 e λ_2 , soluções de

$$|\lambda \mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{N}_x)| = 0 \quad (18)$$

tenham módulo menor ou igual a 1.

Portanto, a verificação de estabilidade do sistema em malha fechada do MPC proposto pode ser feita *off-line* e de forma eficiente, utilizando, por exemplo, o comando *eig* do MATLAB, contornando o problema de dificuldade de confirmação teórica de estabilidade de alguns controladores MPCs.

IV. RESULTADOS

O desempenho do MPC proposto depende da escolha dos pesos γ_1 e γ_2 por parte do projetista, visando encontrar uma boa relação de compromisso entre rastreamento de referência e custo da ação de controle.

Como um primeiro teste, será escolhido aqui $\gamma_1 = 1$ e $\gamma_2 = 0$, não limitando o sinal de controle. Neste caso, o resultado em malha fechada é mostrado na Figura 2. Pode-se observar respostas transitórias rápidas na partida e na mudança de valor da referência, com erro nulo de regime permanente. Entretanto, o sinal de controle satura várias vezes nos transitórios e possui componentes de alta frequência, indicando

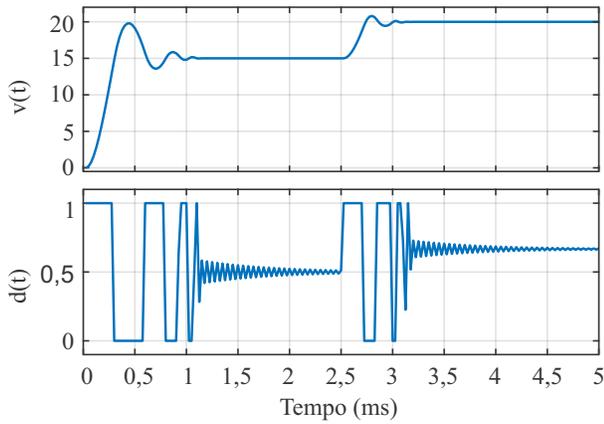


Fig. 2. Tensão sobre a carga (gráfico de cima) e respectiva razão cíclica (curva de baixo), para o MPC proposto, com pesos $\gamma_1 = 1$ e $\gamma_2 = 0$.

alta energia associada ao sinal de controle e dificuldade de implementação do mesmo modulado em largura de pulso.

Para orientar o projetista na escolha dos melhores pesos para a função custo do MPC proposto, são feitas duas figuras de mérito.

A primeira análise, dada na Figura 3 faz uma varredura de valores de γ_1 no intervalo de 0, 1 a 1 e γ_2 no intervalo de 1 a 10, associando como cada par de valores (γ_1, γ_2) o valor eficaz do erro (do inglês, *Root Mean Square* – RMS) do sinal de erro na tensão de saída (denotado por e_{rms}), em simulações idênticas à mostrada na Figura 2, no topo. Pode-se notar que os valores de γ_1 maiores associados com γ_2 menores produzem os melhores resultados (menor erro RMS na tensão de saída).

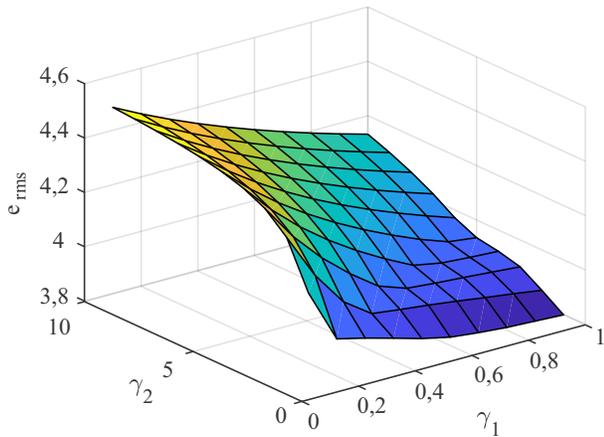


Fig. 3. Valores RMS do erro de rastreamento para vários ensaios no padrão mostrado no topo na Figura 2, para uma varredura $\gamma_1 \in [0, 1]$ e $\gamma_2 \in [1, 10]$.

A segunda análise, dada na Figura 4, associa com cada par de valores (γ_1, γ_2) o valor RMS do sinal de controle (i.e o valor RMS da razão cíclica, denotado por d_{rms}), em simulações idênticas à mostrada na Figura 2 para a razão cíclica. Pode-se notar que os valores de γ_1 menores associados com γ_2 maiores produzem os melhores resultados (menor

valores RMS do sinal de controle). Portanto, um bom com-

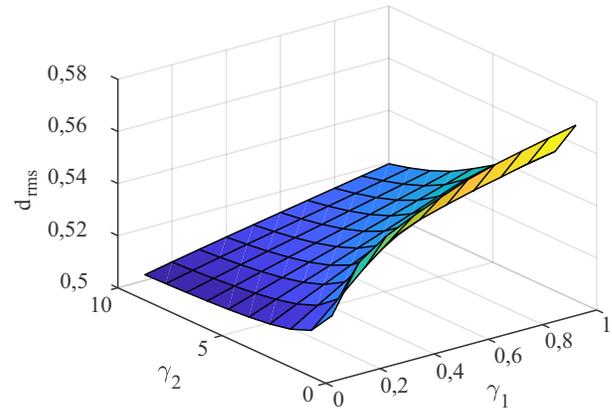


Fig. 4. Valores RMS da razão cíclica para vários ensaios no padrão mostrado na parte de baixo na Figura 2, para uma varredura $\gamma_1 \in [0, 1]$ e $\gamma_2 \in [1, 10]$.

promisso na escolha de γ_1 e γ_2 pode ser encontrado para pares (γ_1, γ_2) que não incluem os valores máximos e mínimos dos pesos. Além disso, como a prioridade do controle aqui pode ser considerada como obter um erro de rastreamento o menor possível, utilizando o máximo do sinal de controle, mas evitando saturação ou componentes de alta frequência no sinal de controle, após alguns testes, um bom par de valores encontrado foi $\gamma_1 = 0,9$ e $\gamma_2 = 5$. Para esta escolha, os resultados para a tensão de saída e para a razão cíclica são mostrados na Figura 5. Pode-se notar uma rápida resposta transitória na partida e na variação da referência, com erro nulo de regime permanente, e um sinal de razão cíclica dentro do intervalo 0 a 1, sem sinais de alta frequência, que ocorriam na simulação da Figura 2, devido ao uso aqui do peso γ_2 para reduzir a energia do sinal de controle.

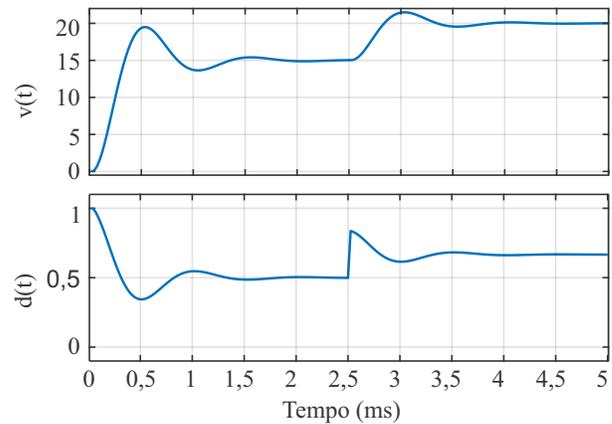


Fig. 5. Tensão sobre a carga (gráfico de cima) e respectiva razão cíclica (curva de baixo), para o MPC proposto, com pesos $\gamma_1 = 0,9$ e $\gamma_2 = 5$.

A estabilidade do sistema com o controlador proposto, com $\gamma_1 = 0,9$ e $\gamma_2 = 5$, pode ser analisada com base na posição dos autovalores da matriz de estados em malha fechada, dados na Figura 6. Para esta nuvem de autovalores, foi considerada uma incerteza paramétrica de $\pm 50\%$ em L_f ,

C_f e R_L . Portanto, o controlador proposto garante estabilidade robusta com respeito a estas incertezas paramétricas, o que é mais uma boa característica do mesmo.

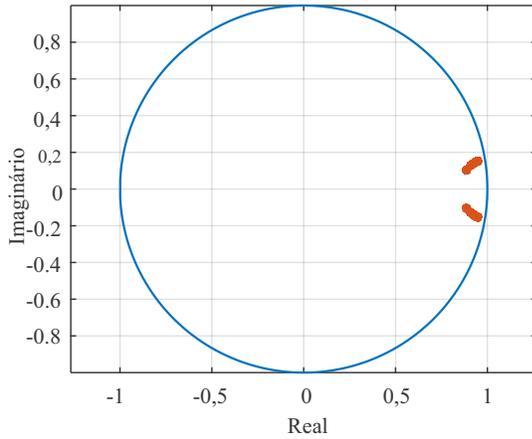


Fig. 6. Autovalores do sistema em malha fechada com o MPC utilizando os pesos $\gamma_1 = 0,9$ e $\gamma_2 = 5$, para uma varredura nos parâmetros L_f , C_f e R_L em intervalos de $\pm 50\%$ em torno dos seus valores nominais.

Finalmente, um teste incluindo o sinal de controle modulado em largura de pulso (do inglês, *Pulse-width Modulated* – PWM) é realizado com o controlador MPC proposto. Para tanto, a razão cíclica na Figura 5 é utilizada como sinal modulante, comparada com uma portadora triangular, gerando o sinal de controle PWM, que será utilizado para acionar o interruptor do conversor, como é implementado na prática. Os resultados são mostrados na Figura 7. Pode-se notar a excelente correspondência entre os resultados da Figura 5 (simulação sem o PWM) e da Figura 7 (simulação com o PWM), indicando a viabilidade de implementação prática da estratégia proposta.

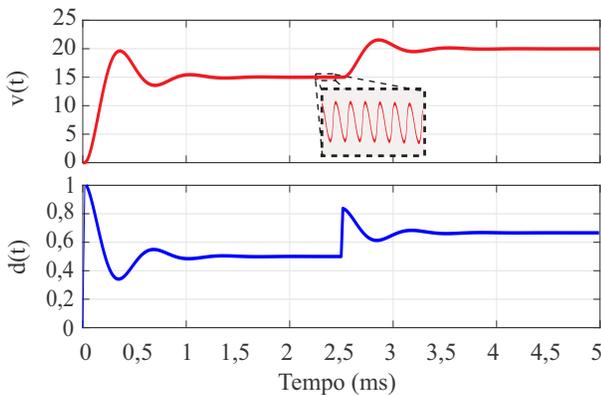


Fig. 7. Ensaio idêntico ao da Figura 5, incluindo aqui o sinal de controle do interruptor do conversor na forma PWM. No detalhe, ondulações na tensão de saída, devido ao sinal de controle PWM.

V. CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este artigo apresentou um controle MPC para regular a tensão de saída de conversores CC-CC do tipo *buck*. O projetista pode escolher diferentes pesos entre o erro na variável

de saída e ação de controle, podendo priorizar a redução do erro de rastreamento, demandando mais energia do controle, ou priorizando a redução da energia do sinal de controle, relaxando o rastreamento da referência. Figuras de mérito são apresentadas para orientar o projetista na escolha dos pesos da função custo para um bom compromisso entre rastreamento de referência e sinal de controle. A abordagem proposta também apresenta uma análise de estabilidade, baseada nos autovalores de uma matriz de estados em malha fechada. Os resultados numéricos indicam que o MPC proposto pode fornecer rápida resposta transitória, com sinal de controle dentro do intervalo executável pelo conversor e, simultaneamente, garantir estabilidade para uma ampla faixa de incerteza nos parâmetros do conversor. Como perspectivas de trabalhos futuros, pode-se citar o aumento do horizonte de predição, a adição de integradores no controle e a aplicação para outros conversores.

REFERÊNCIAS

- [1] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [2] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, 2015.
- [3] B. S. Riar, T. Geyer, and U. K. Madawala, "Model predictive direct current control of modular multilevel converters: Modeling, analysis, and experimental evaluation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 431–439, 2015.
- [4] B. Stellato, T. Geyer, and P. J. Goulart, "High-speed finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 4007–4020, 2017.
- [5] A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee, "A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 1334–1346, 2018.
- [6] X. Zhang, L. Zhang, and Y. Zhang, "Model predictive current control for pmsm drives with parameter robustness improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1645–1657, 2019.
- [7] P. Karamanakos and T. Geyer, "Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7434–7450, 2020.
- [8] J. Rodríguez, C. Garcia, A. Mora, S. A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R. P. Aguilera, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.
- [9] J. Rodríguez, C. Garcia, A. Mora, S. A. Davari, J. Rodas, D. F. Valencia, M. Elmorshedy, F. Wang, K. Zuo, L. Tarisciotti, F. Flores-Bahamonde, W. Xu, Z. Zhang, Y. Zhang, M. Norambuena, A. Emadi, T. Geyer, R. Kennel, T. Dragicevic, D. A. Khaburi, Z. Zhang, M. Abdelrahem, and N. Mijatovic, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part ii: Applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, 2022.
- [10] S. Vazquez, J. Rodríguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [11] T. Tarczewski and L. M. Grzesiak, "Constrained state feedback speed control of pmsm based on model predictive approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3867–3875, 2016.
- [12] N. Panten, N. Hoffmann, and F. W. Fuchs, "Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5189–5200, 2016.

- [13] S. Vazquez, R. P. Aguilera, P. Acuna, J. Pou, J. I. Leon, L. G. Franquelo, and V. G. Agelidis, "Model predictive control for single-phase npc converters based on optimal switching sequences," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7533–7541, 2016.
- [14] M. Mosa, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, "High-performance predictive control of quasi-impedance source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 3251–3262, 2017.
- [15] H. T. Nguyen and J.-W. Jung, "Finite control set model predictive control to guarantee stability and robustness for surface-mounted pm synchronous motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp. 8510–8519, 2018.
- [16] J. Yang, H. Wu, L. Hu, and S. Li, "Robust predictive speed regulation of converter-driven dc motors via a discrete-time reduced-order gpio," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 7893–7903, 2019.
- [17] T. Dragičević, "Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6304–6317, 2018.
- [18] Q. Xu, Y. Yan, C. Zhang, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "An offset-free composite model predictive control strategy for dc/dc buck converter feeding constant power loads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5331–5342, 2020.
- [19] P. Cortes, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Model predictive control of an inverter with output L_c filter for ups applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, 2009.
- [20] D.-K. Choi and K.-B. Lee, "Dynamic performance improvement of ac/dc converter using model predictive direct power control with finite control set," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 757–767, 2015.
- [21] M. Parvez Akter, S. Mekhilef, N. Mei Lin Tan, and H. Akagi, "Modified model predictive control of a bidirectional ac–dc converter based on lyapunov function for energy storage systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 704–715, 2016.
- [22] Z. Gong, P. Dai, X. Yuan, X. Wu, and G. Guo, "Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3845–3856, 2016.
- [23] Y. Wang, X. Wang, W. Xie, F. Wang, M. Dou, R. M. Kennel, R. D. Lorenz, and D. Gerling, "Deadbeat model-predictive torque control with discrete space-vector modulation for pmsm drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3537–3547, 2017.
- [24] T. Dragičević, "Dynamic stabilization of dc microgrids with predictive control of point-of-load converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10872–10884, 2018.
- [25] P. Falkowski and A. Sikorski, "Finite control set model predictive control for grid-connected ac–dc converters with lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 2844–2852, 2018.
- [26] T. Dragičević and M. Novak, "Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, 2019.
- [27] M. Norambuena, J. Rodriguez, Z. Zhang, F. Wang, C. Garcia, and R. Kennel, "A very simple strategy for high-quality performance of ac machines using model predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 794–800, 2019.
- [28] L. Borin, C. Osorio, G. Koch, M. Nascimento, F. Bottega, and V. Montagner, "Particle swarm optimization for robust control tuning applied to uninterruptible power supplies," in *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.