

Controle de Tensão em Conversores *Boost* com FCS-MPC - um Estudo Comparativo de Diferentes Funções Custo

Isadora N. D. S. Braga*, Sílvia C. Ferreira*, Bianca H. D. Kai*,
Camila C. Duarte*, João Paulo C. Pedroso*, Vinícius M. Pacheco*,
Daniel A. Pereira*, Ricardo R. Magalhães*

* *Escola de Engenharia, Universidade Federal de Lavras, MG, (e-mail:
isadora.braga@ufla.br, silvia.ferreira@ufla.br,
bianca.kai1@estudante.ufla.br, camila.duarte@estudante.ufla.br,
joaopaulo.pedroso@ufla.br,
vinicius.pacheco@ufla.br, danielpereira@ufla.br, ricardorm@ufla.br).*

Abstract: The Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) when applied for voltage control in a *Boost* converter presents limitations due to the non-minimum phase characteristics of this system (NMP). Therefore, setting an adequate cost function is essential for the success of the control strategy in short-time prediction horizons. In this work, the performance of the FCS-MPC applied to the *Boost* converter is compared among different cost-functions configurations. In a first scenario, the traditional voltage cost function is compared with two distinct proposals made by the authors: a multivariable voltage and current cost function, and a current-based function that perform indirect voltage control. In a second scenario, model corrections are made as proposed by Villarroel et al. (2019) for the delays caused by the non-minimum phase. The converter is software-simulated using *Matlab/Simulink* and the results obtained shows that the use of the multivariable cost function alone does not solve the optimization problem caused by the non-minimum phase characteristic. However, when the system is indirectly controlled using current control, or else when is operated with FNM corrections, the FCS-MPC demonstrated to be able to optimize the system output with low steady-state errors. Furthermore, the use of the multivariable cost function with corrections slightly improves the output voltage oscillations while maintaining a very fast transient response characteristic.

Resumo: O Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) quando aplicado para o controle de tensão no conversor *Boost* possui limitações devido às características de fase não mínima deste sistema (FNM). Portanto, a definição de uma função custo adequada é primordial para o sucesso da estratégia de controle em curtos horizontes de predição. Neste trabalho, o desempenho do FCS-MPC aplicado ao conversor *Boost* é comparado perante a escolha de diferentes funções custo. Em um primeiro cenário a função custo de tensão clássica é comparada com duas propostas feitas pelos autores: uma função custo multivariável de tensão e corrente, e uma função custo de corrente que promove o controle indireto da tensão. Em um segundo cenário, são realizadas correções no modelo conforme propostas por Villarroel et al. (2019) para os atrasos causados pela fase não mínima. O conversor é simulado no software *Matlab/Simulink* e os resultados obtidos mostram que o uso da função custo multivariável por si só não resolve o problema de otimização causado pela característica de fase não mínima. Entretanto, quando o sistema é controlado de forma indireta pela corrente, ou quando opera com as correções de FNM, o FCS-MPC é capaz de otimizar a saída com baixos erros em regime permanente. Além disso, o uso da função custo multivariável com correção melhora ligeiramente as oscilações da tensão de saída, mantendo uma resposta transitória muito rápida.

Keywords: DC-DC converter; Non-Minimum Phase; Predictive Control.

Palavras-chaves: Conversor CC-CC; Fase não mínima; Controle Preditivo.

1. INTRODUÇÃO

O controle preditivo, apesar de originalmente aplicado à indústria de processos, tem sido muito utilizado em conversores eletrônicos, devido à sua simplicidade de implementação, boa operação em condições não lineares e capacidade de rejeição de distúrbios (Vazquez et al., 2014). Dentre métodos preditivos existentes, para eletrônica de potência, as técnicas de Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), segundo Rodriguez et al. (2012) são as mais adequadas devido à sua capacidade de lidar com as peculiaridades dos sistemas de forma intuitiva.

De forma específica, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC), utiliza o número de combinações finitas dos estados de chaveamento das chaves de potência para simplificar o problema de otimização, onde o objetivo é otimizar o erro entre o sinal de referência e o sinal previsto para cada variável de controle (Panten et al., 2016).

Apesar de sua ampla utilização, o FCS-MPC aplicado à conversores *Boost* encontra obstáculos quando o objetivo é controlar a tensão de saída. O decrescimento inicial da tensão em resposta ao degrau, consequência da presença do zero no semiplano direito (fase não mínima), dificulta a otimização da função custo em horizontes de predição pequenos. Isso porque, pequenos intervalos de predição causam um engano no estágio de otimização ocasionando a seleção do estado de chaveamento incorreto (Pérez et al., 2011).

Assim, técnicas de restrição de estabilidade e/ou um horizonte de predição maior podem ser necessários para o sucesso do controle. Entretanto, este aumento resulta em um custo computacional mais elevado. Buscando soluções para a questão da fase não mínima sem aumentar o custo computacional - mantendo ou não os horizontes de predição curtos - destaca-se os trabalhos de Karamanakos et al. (2013), Hejri and Mokhtari (2014), Moehle and Boyd (2017), Villarroel et al. (2019).

Karamanakos et al. (2013) projetam um modelo discreto do conversor *Boost* capaz de prever o comportamento da planta operando em modo de condução contínua e modo de condução descontínua. Para isto, uma variável binária auxiliar é acrescida ao modelo. Além disso, os autores amostram o modelo de predição em períodos diferentes no horizonte mais curto e longo. O principal objetivo é manter o controle da tensão de saída a um valor desejado independente das variações na tensão de entrada e/ou na carga. Desta forma, o controlador proposto possui robustez para operar em condições não nominais e dinâmica rápida, todavia a complexidade computacional aumenta exponencialmente a medida que o horizonte de predição é estendido.

Hejri and Mokhtari (2014), por sua vez, propõem uma modelagem e controle híbrido do conversor *Boost*. O objetivo é controlar a tensão de saída em um valor desejado mesmo com a presença de distúrbios na tensão de entrada e

resistência de carga. Para isso, uma estrutura em cascata é utilizada, sendo consideradas duas malhas de controle. A malha interna funciona como um controlador preditivo híbrido de corrente e a externa como controlador PI de tensão. No entanto, apesar dos resultados apresentados o controle da tensão é feito de forma indireta pelo controlador preditivo.

Moehle and Boyd (2017), por sua vez, propõem o uso de um modelo aproximado onde, apesar de utilizar o horizonte de predição maior não há aumento no custo computacional como na forma tradicional. O objetivo é controlar a tensão de saída para um valor desejado pré-determinado. Para isso, é feita a adição de um termo referente a função de valor aproximado na função custo. Com isso, o FCS-MPC é capaz de contornar a subestimação inicial do conversor *Boost*. Este método associa as vantagens do horizonte de predição maior e melhora a dinâmica do sistema em malha fechada. Porém, sua flexibilidade é afetada, pois é necessário uma extensa computação *offline* para derivar a função de valor aproximado. Além disso, apenas mudanças moderadas na função custo e/ou na dinâmica do sistema são possíveis.

Villarroel et al. (2019) apresenta um método no qual há o controle direto da tensão de saída, onde o controlador inverte parcialmente a dinâmica da planta, determinando uma nova saída de fase mínima a ser substituída na função custo. Além do fato de possibilitar o controle direto da tensão, este controlador mantém o horizonte de predição curto e não modifica a estrutura do sistema, para mais não há aumento no custo computacional.

De forma geral, os autores buscam modificações no modelo ou na função custo para solucionar a questão da fase não mínima no controle de tensão. Desta forma, entende-se que a definição adequada da função custo é uma etapa primordial quando o controle FCS-MPC é utilizado, uma vez que função custo é responsável pela otimização da operação do conversor. Entretanto, poucos são os trabalhos que comparam o desempenho do conversor *Boost* para diferentes funções custo.

Visando contribuir para os estudos do FCS-MPC aplicado ao conversor *Boost*, aliado a ampla utilização desta topologia de conversor em sistemas de geração de energia renovável, como a geração fotovoltaica, este trabalho apresenta uma comparação de desempenho do FCS-MPC perante a escolha de diferentes funções custo aplicadas a dois cenários diferentes, cujo objetivo é o controle da tensão de saída. O primeiro cenário consiste no emprego da função custo clássica (tensão) e propõe a utilização de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Neste cenário não há correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, a nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto a clássica quanto na multivariável. O conversor é simulado no *software Matlab/Simulink* e os resultados demonstram que no primeiro cenário, apesar da presença da corrente na função custo multivariável, os problemas causados pela fase não mínima da tensão não são resolvidos. Por outro

* Os autores agradecem a FAPEMIG pelo suporte financeiro a este projeto.

lado, neste mesmo cenário o controle indireto da tensão de saída alcança valores em regime permanente muito próximos ao valor desejado para tensão. Para o segundo cenário, a utilização da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão e também por meio da função custo multivariável.

2. CONVERSOR BOOST

O conversor elevador de tensão ou conversor *Boost* (FIGURA 1) possui uma estrutura simples e é capaz de elevar a tensão de entrada. Por esse motivo é muito utilizado como interface entre fontes de tensão CC que fornecem tensões baixas e precisam ser elevadas para alimentar cargas ou serem injetadas na rede de energia CA. Ele é constituído por uma fonte de tensão de entrada (V_{in}), um indutor (L), uma chave de potência (S), um diodo (D), um capacitor (C) e, em sua saída, a carga com tensão V_{out} . A partir da Figura 1 pode-se definir, i_L como a corrente do indutor, i_C como a corrente do capacitor, V_C a tensão do capacitor que é igual a V_{out} e i_0 como a corrente da carga.

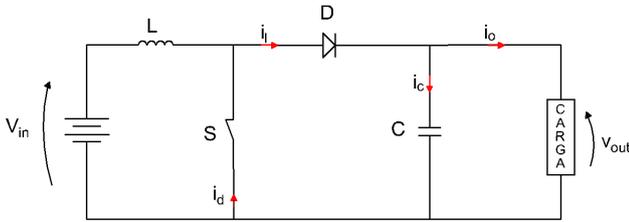


Figura 1. Topologia do Conversor *Boost*.

Em relação ao funcionamento do conversor, pode-se definir duas etapas e a partir delas é possível obter as equações diferenciais que o caracterizam. Estas duas etapas são baseadas nos estados da chave de potência (S), sendo eles conduzindo ($S = 1$) ou bloqueando ($S = 0$).

A primeira etapa de operação do conversor *Boost* em análise, aqui chamado de Modo I, é avaliada durante a condução da chave ($S = 1$) (FIGURA 2). Nesse momento o diodo (D) está reversamente polarizado, portanto bloqueado. A fonte de tensão de entrada (V_{in}) fornece energia para o indutor (L). O capacitor (C) fornece energia para a carga.

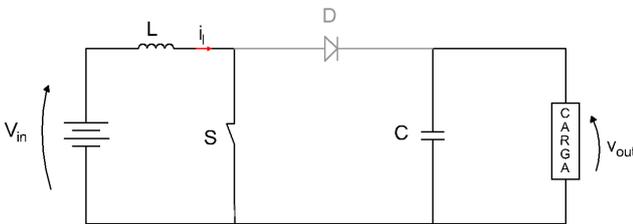


Figura 2. Funcionamento do conversor *Boost* (Modo I).

A segunda etapa de operação do conversor *Boost* em análise, aqui chamada de Modo II, é avaliada durante o bloqueio da chave ($S = 0$) (FIGURA 3). Nesse momento o diodo (D) entra em condução fornecendo “caminho” à corrente do indutor (i_L), suprimindo a necessidade do capacitor (C) e da carga.

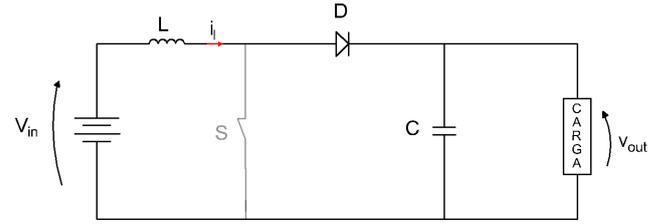


Figura 3. Funcionamento do conversor *Boost* (Modo II).

2.1 Modelo matemático do conversor *Boost*

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost* foram obtidas por meio da técnica de modelagem em espaço de estados. Posto isso, o comportamento do Modo I ($S = 1$) pode ser descrito por (1):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (1)$$

Da mesma forma, o comportamento dinâmico do conversor *Boost* no modo II ($S = 0$) é descrito por (2):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (2)$$

onde V_{in} é a tensão de entrada, V_c é a tensão no capacitor, C , L e R são respectivamente os valores do capacitor, do indutor e do resistor (nesse caso representando a carga). A saída do sistema corresponde à tensão de saída (V_{out}).

2.2 Modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento S

Para que o FCS-MPC possa estimar os valores das variáveis de controle para instantes futuros, procura-se obter uma relação entre as equações discretas do modelo em cada modo (1) e (2) e o estado de chaveamento. Logo, a representação em espaço de estados (3) é capaz de descrever ambos os modos de funcionamento do conversor em função do estado de chaveamento da chave S .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-S) \\ \frac{1}{C}(1-S) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3)$$

Por meio das aproximações apresentadas por Ogata (1995), o modelo discreto que descreve os dois modos de funcionamento do sistema é definido a partir de (3) e é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ V_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L}(1-S) \\ \frac{T_s}{C}(1-S) & 1 - \frac{T_s}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ V_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4)$$

Onde T_s é o período de amostragem.

2.3 Discussão sobre fase não mínima no conversor Boost

Sistemas que possuem em sua Função de Transferência (FT), pelo menos um zero no semiplano direito (SPD) do plano S , são chamados de Sistemas de Fase Não Mínima (SFNM). A presença do zero no SPD afeta a resposta ao degrau causando um decréscimo inicial, mesmo que a referência de entrada aumente, chamado de subestimação inicial (Hoagg and Bernstein, 2007). Este problema é agravado a medida que o zero se aproxima da origem e essa aproximação influencia no ganho do controlador a ser projetado (Liu et al., 2010).

Os conversores *Boost* são um exemplo clássico de sistemas de fase não mínima, pois operando no modo de condução contínua possuem, na função de transferência de controle para tensão de saída, um zero no SPD (Poorali and Adib, 2019). Nesta topologia, a parte real do zero no SPD é aproximadamente proporcional à resistência da carga e inversamente proporcional ao ganho de tensão. Consequentemente, em aplicações de baixa resistência de carga e alto ganho de tensão, o zero no SPD se move em direção ao eixo imaginário, resultando em mais um obstáculo para o projeto de controladores (Forouzesh et al., 2017).

Para melhor entendimento do comportamento de fase não mínima do conversor *Boost*, a partir da linearização dos modelos (1) e (2), as FT's referentes à escolha da corrente de entrada como saída do sistema (5) e da tensão de saída como saída do sistema (6) são obtidas (Villarrol et al., 2021).

$$h_{i_L}(s) = \frac{V_c \left(s + \frac{V_c + Ri_L(1-S)}{RCV_o} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-S)^2}{LC}} \quad (5)$$

$$h_{V_c}(s) = \frac{-\frac{i_L}{C} \left(s - \frac{V_c(1-S)}{Li_L} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-S)^2}{LC}} \quad (6)$$

A função de transferência (5) possui dois polos complexos conjugados no semiplano esquerdo e um zero no semiplano esquerdo. No entanto, apesar da função de transferência (6) possuir os mesmos polos de (5), ela possui um zero no semiplano direito. Sendo assim, como dito anteriormente, o sistema linearizado é de fase não mínima quando a tensão de saída é escolhida como saída do sistema.

3. CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE CONTROLE FINITO (FCS-MPC)

O princípio de funcionamento do FCS-MPC é baseado na previsão do comportamento do sistema por meio de seu modelo matemático e na otimização da função custo, sendo estes os componentes mais importantes do método (Kouro et al., 2015). Um modelo discreto do sistema é necessário para prever o comportamento do mesmo para cada estado de chaveamento (S), e aquele que minimiza a função custo é utilizado no instante de chaveamento seguinte.

O objetivo do controle é determinar um valor a ser aplicado para a entrada que minimize a função custo, ou seja,

minimize a diferença entre a referência desejada (y_{k+1}^{ref}) e o valor predito pelo controlador (y_{k+1}^p) por meio do modelo discreto do sistema. Para tanto, o mais comum é utilizar a função custo (g) que minimiza o erro quadrático:

$$g = (y_{k+1}^{ref} - y_{k+1}^p)^2 \quad (7)$$

Posto isto, é possível descrever o algoritmo para aplicação FCS-MPC da seguinte forma:

- (1) Medição das variáveis de estado e de controle;
- (2) Obtenção do modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento (S) e das variáveis de controle;
- (3) Utilização do modelo para previsão das variáveis de controle;
- (4) Definição do estado de chaveamento a ser aplicado no conversor por meio da otimização da função custo;
- (5) Aplicação do estado de chaveamento ótimo na chave de potência (Vazquez et al., 2014).

4. FCS-MPC APLICADO AO CONVERSOR BOOST

Para aplicação do FCS-MPC ao conversor *Boost*, foram realizadas simulações por meio do *software Matlab/Simulink*. A Figura 4 apresenta o esquema básico desta aplicação. Nela pode-se definir L como indutor, C como capacitor, D como diodo e R um resistor representando uma carga resistiva. Além disso, i_L como a corrente de entrada, i_C como a corrente do capacitor, i_R como a corrente da carga e V_c a tensão do capacitor igual a tensão de saída.

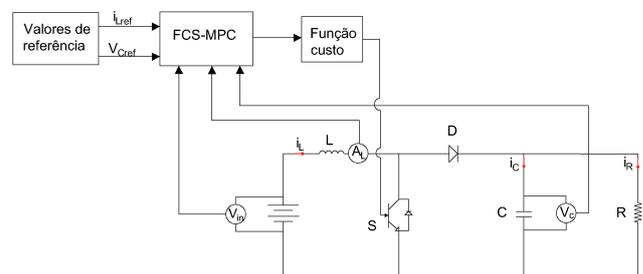


Figura 4. Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao conversor *Boost*.

No *Matlab/Simulink*, o bloco *S-Function* permitiu a implementação em linguagem C do código de controle, onde o modelo de previsão (4) foi utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 1. O indutor L foi calculado para garantir uma oscilação na corrente de 40% e o capacitor C para garantir uma oscilação de 30% na tensão.

Tabela 1. Parâmetros de simulação.

Símbolo	Descrição	Valor
C	Capacitor	11.719 μF
L	Indutor	1,9 mH
R	Resistência (carga)	80 Ω
f_s	Frequência de amostragem	20 kHz

A este conversor foram aplicadas diferentes funções custo visando estudar o seu comportamento para cada uma delas.

4.1 Estudo de diferentes funções custo

A definição da função custo é primordial para que o objetivo de controle seja alcançado pelo FCS-MPC. No caso do conversor *Boost* o principal objetivo é manter a tensão de saída em um valor especificado maior do que a tensão de entrada. Para que este objetivo seja alcançado, cinco funções custo são definidas e aplicadas em dois cenários diferentes: (1) uso de diferentes funções custo sem a correção para sistemas de fase não mínima (FNM) (2) uso da correção FNM proposta por Villarroel et al. (2019). Desta forma, no cenário 1 as seguintes funções custo serão definidas de forma que haja:

- Controle da tensão V_c de forma indireta por meio de uma função custo de corrente i_L ;
- Controle direto da tensão V_c ;
- Controle multivariável de tensão V_c e corrente i_L ;

Cabe destacar que o controle da corrente i_L não apresenta comportamento de FNM, como mostra a equação (6). Portanto, um controle utilizando esta variável pode ser feito em curto horizonte de predição sem influência no funcionamento do FCS-MPC. Para garantir o controle da tensão de forma indireta, as equações do modelo são utilizadas para calcular a corrente de referência (i_L^*) em função da tensão (V_c^*).

$$i_L^*(k+1) = i_L(k) - \frac{T_s}{L}(1-S)V_c^*(k) + \frac{T_s}{L}V_{in}(k) \quad (8)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_L e V_{in} e o valor do indutor utilizado no circuito. Uma das principais questões envolvendo esta função custo é a dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência, o que leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo.

Outra maneira de calcular o valor da corrente i_L^* , é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), de forma que:

$$i_L^*(k) = \frac{V_c^*(k)^2}{RV_{in}(k)} \quad (9)$$

Da mesma forma que em (8), esta maneira de calcular a corrente de (i_L^*) também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R .

Assim, a função custo quadrática para o controle indireto da tensão (g_i) pode ser definida como (Cenário 1(a)):

$$g_i = [i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 \quad (10)$$

Para o controle direto da tensão, onde não há a correção da fase não mínima, a função custo pode ser definida como (Cenário 1(b)):

$$g_v = [V_c(k+2)^* - V_c(k+2)]^2 \quad (11)$$

Por fim, buscando contornar a instabilidade causada pela FNM do sistema que controla apenas a tensão, e ao mesmo tempo reduzir a dependência das variáveis do modelo ao se controlar apenas a corrente, propõe-se o uso de uma

função custo multivariável. De acordo com Panten et al. (2016), o uso de mais de uma variável de estado melhora a estabilidade de sistemas controlados pelo FCS-MPC. Desta forma, utiliza-se a combinação de g_i e g_v resultando em (Cenário 1(c)):

$$g_{iv} = \left(\frac{1}{i_L^*}\right) g_i + \left(\frac{1}{V_c^*}\right) g_v \quad (12)$$

Substituindo as equações (10) e (11), tem-se:

$$g_{iv} = k_i [i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 + k_v [V_c(k+2)^* - V_c(k+2)]^2 \quad (13)$$

onde, k_i e k_v são os ganhos utilizados para normalizar a função custo em função de suas referências e proporcionar o mesmo peso na otimização da função custo para as variáveis tensão e corrente.

No cenário 2, com o objetivo de driblar o comportamento de FNM, sem alterar a estrutura do conversor e mantendo o horizonte de predição utilizado pelo FCS-MPC, utiliza-se a correção proposta por Villarroel et al. (2019). Os autores propõem que a parte de fase não mínima do sistema seja invertida. Assim, ao invés de usar a tensão de saída (V_c) diretamente na função custo de tensão, como em (11), uma nova saída (h) com compensação proposta por Villarroel et al. (2019) será utilizada. Para tanto, duas funções custo serão avaliadas, com seguintes objetivos de controle:

- Controle da tensão V_c com correção FNM;
- Controle multivariável de tensão V_c com correção FNM e corrente i_L ;

A nova saída de FNM é composta pela saída original e um termo de compensação que não adiciona atraso extra. Como o comportamento da fase não mínima está associado apenas ao controle da tensão de saída (V_c), o uso da nova saída em conjunto com o modelo discreto de previsão viabiliza o rastreamento correto da referência, pois esta associação permite obter a inversão parcial do sistema usando FCS-MPC. O cálculo de h é dado por:

$$h(k) = V_c(k) + \frac{2RV_{in}(k)i_L(k)^2 - 2i_L(k)V_c(k)^2}{2V_c(k)i_L(k) + \left(\frac{RC}{L}\right)V_{in}(k)V_c(k)} \quad (14)$$

Portanto, uma a nova função custo (g_v^*) a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC quando a saída for tensão de saída pode ser definida. Nela, o controlador minimiza o erro entre nova saída (14) e a referência de tensão desejada (Cenário 2(a)), de forma que:

$$g_v^* = [V_c^*(k+2) - h(k+2)]^2 \quad (15)$$

Para o controle conjunto da corrente de entrada e da tensão de saída (Cenário 2(a)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (15) em (12):

$$g_{iv}^* = k_i [i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 + k_v [V_c(k+2)^* - h(k+2)]^2 \quad (16)$$

Pode-se observar que em ambos os cenários, o cálculo das referências é dependente das variáveis do modelo, resistência de carga (R) e indutância (L). E da mesma forma que no cenário 1, isso resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio de parâmetros.

5. RESULTADOS

O conversor *Boost* foi simulado no *software Matlab/Simulink* com o objetivo de avaliar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Os resultados são apresentados de forma que a tensão de saída (V_c) seja mantida em 400V para diferentes tensões de entrada (V_{in}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- Intervalo 1 ($0s < t < 0,15s$): $V_{in} = 200V$;
- Intervalo 2 ($0,15s < t < 0,30s$): $V_{in} = 250V$;
- Intervalo 3 ($0,30s < t < 0,45s$): $V_{in} = 300V$;

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 5, na Tabela 2 e na Tabela 3. Na Tabela 2 são medidos os valores médios da tensão de saída \bar{V}_c , o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação da tensão ΔV_c para cada intervalo. Como o FCS-MPC não possui frequência de chaveamento fixa, a oscilação da tensão ΔV_c pode variar de acordo com o ponto de operação e tipo de controle utilizado. Na Tabela 3 são apresentados os dados relativos ao transitório após as mudanças na tensão de entrada. São analisados o máximo pico (MP) e o tempo de acomodação (T_a). As discussões serão realizadas apenas em função da tensão de saída V_c .

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 5(a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (10). Neste caso não houve a correção da FNM e a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente de entrada. Em regime permanente, o valor médio de V_c é próximo nos três intervalos de tempo, sendo que o intervalo 2 apresenta o maior erro, sendo este equivalente a 0,75% do valor de referência e V_c igual a 397V. Já a resposta transitória, pode-se observar que o maior MP acontece entre os intervalos 1 e 2, onde V_c é 408,7V um erro equivalente a 2,17%.

Os Cenários 1(b) e 1(c) apresentaram resultados semelhantes para o comportamento da tensão e corrente, como pode ser observado nas Figuras 5 (c) e (d), (e) e (f). Nelas são utilizadas as funções custo (11) e (12), respectivamente. Observa-se que ao utilizar a função custo multivariável, mesmo com a inserção da corrente no problema de otimização, não há melhora em relação aos problemas ocasionados pela FNM da tensão. O FCS-MPC chaveia apenas nos transitórios e em seguida mantém a chave S sempre aberta, fazendo com que a tensão de entrada e de saída sejam a mesma.

Nos cenários 2(a) e 2(b) a correção da fase não mínima é feita por meio da aplicação da nova saída proposta por Villarroel et al. (2019), viabilizando o controle direto da tensão. Com isso, as Figuras 5 (g) e (h) apresentam o resultado da aplicação de (15) e as Figuras 5 (i) e (j)

apresentam o resultado da aplicação de (16). Para o cenário 2(a), o intervalo de tempo dois apresenta o maior erro em regime permanente, sendo equivalente a 1% do valor de referência com o valor médio de V_c é de 396V. No cenário 2(b) o intervalo três possui o maior erro em regime permanente, sendo o valor médio de V_c de 396,5V com 0,88% de erro em regime permanente. Por outro lado, no transitório para os dois cenários observa-se um comportamento muito parecido em relação ao MP e ao T_a para os três intervalos de tempo.

Ao comparar os Cenários 1(a) com os Cenários 2(a) e 2(b) pode-se observar que a utilização apenas da corrente na função custo, resulta em transitórios de corrente praticamente instantâneos e sem picos. Por outro lado, a tensão no cenário 1(a) apresenta um tempo de acomodação muito superior em relação aos cenários 2(a) e 2(b). Já em regime permanente foi possível observar que os valores são parecidos e em todos os intervalos de tempo o erro não ultrapassa 1%.

Ao comparar os Cenários 2(a) e 2(b) entre si pode-se observar ligeira melhora na oscilação da tensão de saída quando a função custo multivariável é utilizada. A parcela da corrente na otimização do sistema permite a escolha de estados de chaveamento que aumentam a frequência de chaveamento média, reduzindo as oscilações na saída.

Uma análise geral dos resultados dos Cenários 1(a), 2(a) e 2(b) em regime permanente ou nos transitórios mostra que os valores alcançados são muito próximos do valor desejado para V_c . No regime permanente, a oscilação na tensão não ultrapassa o percentual de 1,4% e os EMRP não ultrapassam 1%. Nos transitórios, observa-se a rapidez de resposta do controlador, este fato não interfere nos valores de sobressinal, sendo o maior deles equivalente a 2% em relação ao valor desejado para a tensão.

Além destas observações, cabe destacar que as funções custo dos cenários que obtiveram sucesso são dependentes dos parâmetros do modelo, tais como R e L . Entretanto, as simulações foram realizadas sem desvio nesses parâmetros e ainda não foram feitas análises sobre quais seriam os impactos no funcionamento do FCS-MPC. Além disso,

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desempenho do FCS-MPC no controle da tensão de saída do conversor *Boost* perante a escolha de diferentes funções custo. Para isso, dois cenários diferentes foram analisados. No primeiro a função custo clássica (tensão) foi utilizada além de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Nele não foram aplicadas correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, uma nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto à clássica quanto ao multivariável. Ambos os cenários são simulados no *software Matlab/Simulink* e os resultados demonstram que no primeiro cenário, o controle da tensão é feito indiretamente sem a correção da FNM por meio do controle da corrente de entrada, em regime permanente o valor médio da tensão é próximo para os três intervalos analisados, para o transitório este cenário apresenta os

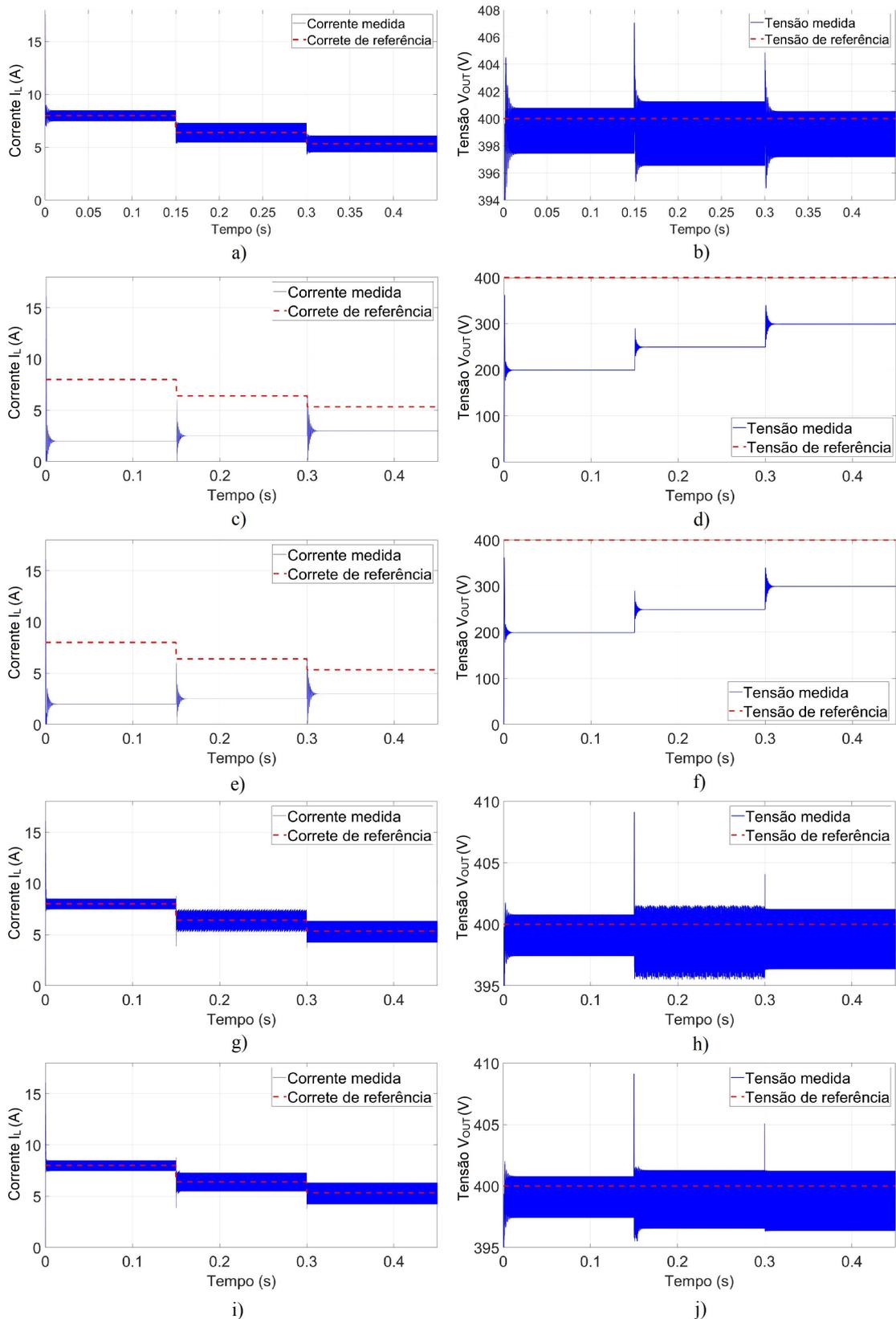


Figura 5. Resultados de simulação para controle da tensão de saída do conversor *Boost*, onde (a) corrente i_L com g_i , (b) tensão V_c com g_i , (c) corrente i_L com g_v , (d) tensão V_c com g_v , (e) corrente i_L com $g_i v$, (f) tensão V_c com $g_i v$, (g) corrente i_L com g_v^* , (h) tensão V_c com $g_i v^*$.

Tabela 2. Valores médios da tensão de saída, erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c
Cenário 1(a)	398	0,50%	3	397	0,75%	5	397,5	0,62%	3
Cenário 1(b)	200	-	-	250	-	-	300	-	-
Cenário 1(c)	200	-	-	250	-	-	300	-	-
Cenário 2(a)	398	0,50%	3	396	1,00%	5	397	0,75%	4
Cenário 2(b)	398	0,50%	3	397	0,75%	5	396,5	0,88%	5,5

Tabela 3. Máximo pico e tempo de acomodação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1		Intervalo 2		Intervalo 3	
	MP	T_a	MP	T_a	MP	T_a
Cenário 1(a)	405	16ms	406,3	10ms	404,5	9ms
Cenário 2(a)	403,9	8ms	408,2	1ms	405,5	2ms
Cenário 2(b)	403,8	8ms	408,1	5ms	404,5	1ms

maiores valores para o tempo de acomodação, tornando o controle um pouco mais lento quando comparado aos outros cenários. No segundo cenário, os valores alcançados tanto para regime permanente como para o transitório são muito parecidos, porém os transitórios são mais rápidos que o primeiro cenário e os valores de sobressinal não são afetados. Por fim, o segundo cenário demonstra que a inclusão da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão sem alteração da planta ou do horizonte de predição. Além disso, o uso da função custo multivariável também se torna possível, sendo observada uma menor oscilação no comportamento da tensão.

REFERÊNCIAS

- 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.
- Hejri, M. and Mokhtari, H. (2014). Hybrid modeling and control of a dc-dc boost converter via extended mixed logical dynamical systems (emlds). In *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, 373–378. IEEE.
- Hoagg, J.B. and Bernstein, D.S. (2007). Nonminimum-phase zeros-much to do about nothing-classical control-revisited part ii. *IEEE Control Systems Magazine*, 27(3), 45–57.
- Karamanakos, P., Geyer, T., and Manias, S. (2013). Direct voltage control of dc-dc boost converters using enumeration-based model predictive control. *IEEE transactions on power electronics*, 29(2), 968–978.
- Kouro, S., Perez, M.A., Rodriguez, J., Llor, A.M., and Young, H.A. (2015). Model predictive control: Mpc’s role in the evolution of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(4), 8–21.
- Liu, J., Ming, W., and Gao, F. (2010). A new control strategy for improving performance of boost dc/dc converter based on input-output feedback linearization. In *2010 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2439–2444. IEEE.
- Moehle, N. and Boyd, S. (2017). Value function approximation for direct control of switched power converters. In *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 360–367. IEEE.
- Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems*. Prentice-Hall, Inc.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2016). 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*, 31(7), 5189–5200. doi:10.1109/TPEL.2015.2478862.
- Pérez, M.A., Fuentes, R.L., and Rodríguez, J. (2011). Predictive control of dc-link voltage in an active-front-end rectifier. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1811–1816. IEEE.
- Poorali, B. and Adib, E. (2019). Right-half-plane zero elimination of boost converter using magnetic coupling with forward energy transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(11), 8454–8462.
- Rodríguez, J., Kazmierkowski, M.P., Espinoza, J.R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H.A., and Rojas, C.A. (2012). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003–1016.
- Vazquez, S., Leon, J.I., Franquelo, L.G., Rodríguez, 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.
- Villarroel, F., Espinoza, J., Pérez, M., Ramírez, R., Baier, C., and Morán, L. (2019). Shortest horizon fcs-mpc output voltage tracking in non-minimum phase boost-type converters. In *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 1, 4119–4124. IEEE.
- Villarroel, F.A., Espinoza, J.R., Perez, M.A., Ramirez, R.O., Baier, C.R., Sbarbaro, D., Silva, J.J., and Reyes, M.A. (2021). Stable shortest horizon fcs-mpc output voltage control in non-minimum phase boost-type converters based on input-state linearization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 36(2), 1378–1391.