



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO  
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS GABRIEL PEDROSO DE LIMA COSTA

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM RESTRIÇÃO  
DE FUNÇÃO CUSTO EM CONVERSORES CHAVEADOS**

Recife  
2025

LUCAS GABRIEL PEDROSO DE LIMA COSTA

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO EM  
CONVERSORES CHAVEADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador(a): Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Recife  
2025

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do programa de geração automática do SIB/UFPE

Costa, Lucas Gabriel Pedroso de Lima.

Aplicação de controle preditivo baseado em modelo com restrição de função custo em conversores chaveados / Lucas Gabriel Pedroso de Lima Costa. - Recife, 2025.

129 p. : il., tab.

Orientador(a): Rafael Cavalcanti Neto

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, Engenharia de Controle e Automação - Bacharelado, 2025.

Inclui referências, apêndices.

1. Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC). 2. Conjunto de Controle Finito. 3. Restrição de Função Custo. 4. Conversores Chaveados CC-CC. 5. Eletrônica de Potência. I. Cavalcanti Neto, Rafael. (Orientação). II. Título.

620 CDD (22.ed.)

LUCAS GABRIEL PEDROSO DE LIMA COSTA

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO EM  
CONVERSORES CHAVEADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em: 25/02/2025

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto (Orientador)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof. Dr. Fabrício Bradaschia (Examinador Interno)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof.<sup>a</sup> MSc. Camila Mendes Bandeira (Examinador Interno)  
Universidade Federal de Pernambuco

Este trabalho é dedicado à memória de Lenira Josefa Pedroso de Lima, uma pessoa incrível, que espalhava felicidades onde passava e tornava o mundo um lugar mais iluminado. Em especial, a melhor mãe que já existiu, uma fonte de inspiração e apoio. Dedico esta conquista a você, assim como todas as próximas.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer imensamente à minha esposa, Thaís Melissa Costa Barreto Pedroso. Sem ela, esse trabalho de conclusão não estaria finalizado. Ela é a minha motivação de acordar e levantar todos os dias. Por ela busco uma qualidade de vida melhor, lutando todos os dias para que, por meio da educação, possamos mudar de vida. Agradeço por sempre me incentivar a continuar no mundo acadêmica, na área de pesquisa. Também agradeço pelas coisas imensuráveis, maior que qualquer conquista possamos ter, que é compartilhar a vida com você. Seu amor, na verdade, é a maior conquista que poderia ter em qualquer vida, com isso minha vida já está realizada. Espero poder ser motivo de orgulho, assim como sinto orgulho de você todos os dias.

Agradeço à minha primeira família. Agradeço aos meus pais, que mesmo sem condições de proporcionar uma vida melhor para mim e para meu irmão, sacrificaram-se para permitir que possamos estudar. Ao meu pai, Gabriel Domingos de Lima, o homem que me mostrou que não existe faculdade que ensine mais que a vida e que me passou conhecimentos inestimáveis. E mais especial que tudo, agradeço à minha mãe, Lenira Josefa Pedroso de Lima, que me mostrou como a vida é bela e repleta de amor. Todos os momentos que vivi ao seu lado são os mais especiais. Sinto por você não estar mais conosco, mas, assim como esse trabalho, todos os próximos fazem parte do seu legado. Novamente, sem seus sacrifícios, nada disso seria possível. Meus privilégios são ter vocês como pais. Agradeço também ao meu irmão, Artur Vinícius Pedroso de Lima, por todos os momentos compartilhados em nossas vidas. Grande parte dela partilhamos o dia a dia, e todos esses dias são especiais.

Gostaria de agradecer ao professor Rafael Cavalcanti Neto, por toda orientação durante o trabalho de conclusão de curso. Além disso, foi o responsável por me apresentar ao mundo da pesquisa, propriamente dito, e, devido isso, hoje estou a poucos passos de entrar mestrado. Também agradeço à todo grupo do GEPAE, onde sempre aprendo novas coisa e convivo todos os dias com as melhores pessoas da UFPE.

Agradeço aos professores Fabrício Bradaschia e Camila Mendes Bandeira por aceitarem participar da banca examinadora antecipadamente e pelas contribuições feitas ao trabalho durante o processo de avaliação.

## RESUMO

Com a crescente necessidade de um uso mais consciente dos recursos energéticos do planeta, a adoção de fontes renováveis de energia tem se expandido continuamente, com o objetivo de reduzir os impactos ambientais. Nesse contexto, a conversão eficiente de energia torna-se fundamental. Os conversores chaveados desempenham um papel essencial na integração dessas fontes à rede elétrica, exigindo estratégias de controle que lidem com a intermitência das fontes renováveis. Quando aplicados a sinais de corrente contínua (CC), esses conversores são frequentemente controlados por malhas baseadas em ações proporcional-integral-derivativas (PID) ou em estruturas de avanço e atraso de fase. Este trabalho investiga o uso do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) com restrições na função custo como alternativa ao MPC convencional para o controle de conversores chaveados, propondo cinco funções custo diferentes. A pesquisa é realizada por meio de simulação computacional no ambiente MATLAB/Simulink. O conversor chaveado utilizado para aplicar o MPC aprimorado é o conversor *buck*. A partir da análise do funcionamento do conversor, são extraídos modelos matemáticos que representam sua dinâmica, essenciais para a operação do MPC. Devido à natureza discreta do conversor, utilizou-se a variação FCS-MPC, que emprega um conjunto de controle finito. Cinco variações de restrições de função custo foram propostas, com o objetivo de mitigar o sobressinal na resposta dinâmica, baseando-se em uma segunda previsão do comportamento do conversor em termos de tensão e corrente. As figuras de mérito utilizadas para garantir uma operação ótima do MPC foram: a Integral do Erro Absoluto (IAE), a Integral do Erro Quadrático (ISE), a Integral do Tempo multiplicado pelo Erro Absoluto (ITAE) e a Integral do Tempo multiplicado pelo Erro Quadrático (ITSE). Os resultados obtidos demonstraram que os cinco algoritmos FCS-MPC propostos apresentam respostas mais rápidas e melhores desempenhos dinâmicos do que o FCS-MPC convencional, além das estruturas de controle clássicas em malha simples e malha dupla. A aplicação do controle ótimo mostrou-se sensível a variações paramétricas, mas eficaz na rejeição de perturbações nas variáveis medidas do conversor.

**Palavras-chaves:** Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC); Conjunto de Controle Finito; Restrição de Função Custo; Conversores Chaveados CC-CC; Eletrônica de Potência.

## ABSTRACT

With the increasing need for a more sustainable use of the planet's energy resources, the adoption of renewable energy sources has been expanding to reduce environmental impacts. In this context, efficient energy conversion is essential. Switch-mode converters play a crucial role in integrating these sources into the electrical grid, requiring control strategies to handle the intermittency of renewable energy. For direct current (DC) applications, these converters are typically controlled using proportional-integral-derivative (PID) controllers or phase lead-lag structures. This study explores Model Predictive Control (MPC) with cost function constraints as an alternative to conventional MPC for switch-mode converter control, proposing five different cost functions. Computational simulations were conducted in MATLAB/Simulink. A buck converter was used to implement the enhanced MPC approach. Based on an analysis of the converter's operation, mathematical models were derived to represent its dynamics, which are essential for MPC implementation. Due to the discrete nature of the converter, the finite control set MPC (FCS-MPC) variation was used. Five cost function constraints were introduced to mitigate overshoot in the dynamic response, incorporating a secondary prediction of the converter's voltage and current behavior. Performance metrics used to evaluate the MPC effectiveness included the Integral of Absolute Error (IAE), Integral of Squared Error (ISE), Integral of Time-weighted Absolute Error (ITAE), and Integral of Time-weighted Squared Error (ITSE). Results demonstrate that the five proposed FCS-MPC algorithms achieved faster responses and superior dynamic performance compared to conventional FCS-MPC and classical single-loop and double-loop control structures. Although the optimal control approach was sensitive to parametric variations, it effectively rejected disturbances in the converter's measured variables.

**Keywords:** Model Predictive Control (MPC); Finite Control Set; Cost Function Constraint; Switching DC-DC Converters; Power Electronics.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Quantidade de resultados encontrados no Google Scholar (por ano) ao buscar palavras-chave relacionadas a controladores baseados em ações integral, ressonante, repetitiva e MPC. Pesquisa feita em 25/12/2024. . . . .	25
Figura 2 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha simples. . . . .	31
Figura 3 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha dupla. . . . .	32
Figura 4 – Princípio de funcionamento do MPC. . . . .	34
Figura 5 – Esquema geral do MPC. . . . .	35
Figura 6 – Comportamento ideal do FCS-MPC. . . . .	37
Figura 7 – Comportamento do FCS-MPC com compensação de atraso. . . . .	38
Figura 8 – Esquema geral do CCS. . . . .	39
Figura 9 – Quantidade de resultados encontrados no Google Scholar (por ano) ao buscar palavras-chave relacionadas as estratégias FCS-MPC e CCS-MPC. Pesquisa feita em 09/02/2025. . . . .	42
Figura 10 – Circuito ideal do conversor <i>buck</i> com carga resistiva. . . . .	46
Figura 11 – Circuito prático realizável do conversor <i>buck</i> com carga resistiva. . . . .	47
Figura 12 – Circuito elétrico equivalente para a etapa ativa do conversor <i>buck</i> com carga resistiva. . . . .	48
Figura 13 – Circuito elétrico equivalente para a etapa desativa do conversor <i>buck</i> com carga resistiva. . . . .	48
Figura 14 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 50,00% em $v_g(t)$ . . . . .	54
Figura 15 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 25,00% em $d(t)$ . . . . .	55
Figura 16 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 2,00% em $v_g(t)$ e 2,00% em $d(t)$ . . . . .	55
Figura 17 – Curvas de Bode da função de transferência $\hat{v}_C(s)/\hat{v}_g(s)$ . Comparação entre o conversor (vermelho) e o modelo linearizado (preto tracejado). . . . .	57
Figura 18 – Curvas de Bode da função de transferência $\hat{v}_C(s)/\hat{d}(s)$ . Comparação entre o conversor (vermelho) e o modelo linearizado (preto tracejado). . . . .	58
Figura 19 – Árvore de predições para implementação, para o conversor <i>buck</i> , de um FCS-MPC com dois horizontes de predição. . . . .	62
Figura 20 – Funcionamento do algoritmo FCS-MPC com dois horizontes de predição e compensação de atraso. . . . .	63
Figura 21 – Conversor <i>buck</i> no ambiente de simulação do MATLAB/Simulink. . . . .	75
Figura 22 – Subsistema de implementação do FCS-MPC no ambiente de simulação. . . . .	76
Figura 23 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC irrestrito operando com diversas frequências. . . . .	77

Figura 24 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC irrestrito operando com 100 kHz. . . . .	78
Figura 25 – Comportamento da corrente do indutor do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC irrestrito operando com 100 kHz. . . . .	79
Figura 26 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC com restrição condicional. . . . .	80
Figura 27 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição condicional. . . . .	81
Figura 28 – Distribuição da figura de mérito IAE em relação ao horizonte de predição $N_1$ e ao fator de ponderação $\lambda_1$ . . . . .	83
Figura 29 – Distribuição da figura de mérito ITAE em relação ao horizonte de predição $N_1$ e ao fator de ponderação $\lambda_1$ . . . . .	83
Figura 30 – Distribuição da figura de mérito ISE em relação ao horizonte de predição $N_1$ e ao fator de ponderação $\lambda_1$ . . . . .	84
Figura 31 – Distribuição da figura de mérito ITSE em relação ao horizonte de predição $N_1$ e ao fator de ponderação $\lambda_1$ . . . . .	84
Figura 32 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido. . . . .	85
Figura 33 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido. . . . .	86
Figura 34 – Curvas das figuras de mérito IAE e ITAE em relação ao fator de ponderação. . . . .	88
Figura 35 – Curvas das figuras de mérito ISE e ITSE em relação ao fator de ponderação. . . . .	88
Figura 36 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de corrente. . . . .	89
Figura 37 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de corrente. . . . .	90
Figura 38 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido. . . . .	92
Figura 39 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido. . . . .	93
Figura 40 – Resposta do conversor <i>buck</i> com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de corrente com horizonte de predição estendido. . . . .	96
Figura 41 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de tensão e correntes com horizonte de predição estendido. . . . .	97
Figura 42 – Resposta do conversor <i>buck</i> para todos os algoritmos propostos. . . . .	98

Figura 43 – Resposta dos melhores sistemas de controle FCS-MPC com variações de carga. . . . .	99
Figura 44 – Estrutura do controle em malha simples. . . . .	100
Figura 45 – Estrutura do controle em malha dupla. . . . .	102
Figura 46 – Comparação entre as respostas do conversor <i>buck</i> para o FCS-MPC restrito e para os controladores clássicos. . . . .	103
Figura 47 – Operação dos sistemas de controle sob perturbações na tensão de entrada. . . . .	104
Figura 48 – Respostas dos sistemas de controle sob perturbações na resistência de saída. . . . .	105

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação qualitativa entre as estratégias FCS-MPC e CCS-MPC. . .	41
Tabela 2 – Parâmetros gerais do conversor <i>buck</i> estudado. . . . .	51
Tabela 3 – Parâmetros para obtenção da resposta em frequência do conversor <i>buck</i> . . . . .	57
Tabela 4 – Parâmetros gerais do conversor <i>buck</i> implementado no MATLAB/Simulink. . . . .	76
Tabela 5 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC irrestrito. . . . .	79
Tabela 6 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição condicional. . . . .	80
Tabela 7 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido. . . . .	85
Tabela 8 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de corrente. . . . .	89
Tabela 9 – Desempenho das possíveis soluções para todos as figuras de mérito para o FCS-MPC restrito em termos de correntes. . . . .	92
Tabela 10 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido. . . . .	93
Tabela 11 – Desempenho das possíveis soluções para todos as figuras de mérito para o FCS-MPC restrito em termos de tensão e corrente. . . . .	95
Tabela 12 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido. . . . .	96
Tabela 13 – Desempenho relativo dos FCS-MPC com restrição de função custo. . .	98
Tabela 14 – Desempenho dos sistemas de controle clássicos. . . . .	104

## LISTA DE ALGORITMOS

1	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC. . . . .	65
2	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com restrição condicional. . .	67
3	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a primeira função custo restrita proposta. . . . .	69
4	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a segunda função custo restrita proposta. . . . .	71
5	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a terceira função custo restrita proposta. . . . .	72
6	Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a quarta função custo restrita proposta. . . . .	73

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA-CA	Conversão de Corrente Alternada para Corrente Alternada
CA-CC	Conversão de Corrente Alternada para Corrente Contínua
CC	Denota Sinais de Corrente Contínua
CC-CA	Conversão de Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Conversão de Corrente Contínua para Corrente Contínua
CCS-MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Contínuo ( <i>Continuous Control Set - Model Predictive Control</i> )
DC	Denota Sinais de Corrente Contínua ( <i>Direct Current</i> )
FCS-MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito ( <i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i> )
I	Integral
IAE	Integral do Erro Absoluto ( <i>Integral of the Absolute Error</i> )
ISE	Integral do Erro Quadrático ( <i>Integral of the Squared Error</i> )
ITAE	Integral do Tempo multiplicado pelo Erro Absoluto ( <i>Integral of Time-weighted Absolute Error</i> )
ITSE	Integral do Tempo multiplicado pelo Erro Quadrático ( <i>Integral of Time-weighted Squared Error</i> )
M <sup>2</sup> PC	Controle Preditivo Baseado em Modelo Modulado ( <i>Modulated Model Predictive Control</i> )
MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo ( <i>Model Predictive Control</i> )
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PI-MRI	Proporcional-Integral com Múltiplos Integradores Rotacionais ( <i>Multiple Rotating Integrators</i> )
PI-SRF	Proporcional-Integral com Referencial Síncrono ( <i>Synchronous Reference Frame</i> )

PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse-Width Modulation</i> )
SOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem ( <i>Second-Order Generalized Integrator</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$G_c(s)$	Função de transferência do controlador
$K_p$	Ganho proporcional
$K_i$	Ganho integral
$s$	Variável complexa
$K_d$	Ganho derivativo
$H(s)$	Sensor
$d(s), d(t)$	Ciclo de trabalho
$G(s)$	Planta do sistema de controle
$g(s), g, g', g(t)$	Gatilho das chaves eletrônicas
$v^*$	Referência da tensão de saída
$e(s)$	Erro de atuação do sistema de controle
$v(s)$	Tensão de saída
$H_1(s)$	Sensor da malha externa
$H_2(s)$	Sensor da malha interna
$G_{ce}(s)$	Controlador da malha externa
$G_{ci}(s)$	Controlador da malha interna
$G_{mi}(s)$	Planta da malha interna
$G_{me}(s)$	Planta da malha externa
$u, u(t), u(k)$	Vetores de entrada
$N$	Horizonte de predição
$x(k+1)$	Vetor de estado de uma amostra futura
$A, A_1, A_2, A_m, A_i$	Matrizes de estado
$x(t), x, x(k)$	Vetores de estado
$B, B_1, B_2, B_m, B_i$	Matrizes de entrada

$y(t), y, y(k)$	Vetores de saída
$C, C_1, C_2, C_m$	Matrizes de saída
$E, E_1, E_2, E_m$	Matrizes de transmissão direta
$J$	Função custo
$r(k), r$	Referência do sistema de controle
$u(k + N)$	Vetor de entrada de $N$ amostras futuras
$\arg \min_u$	Indica o valor de $u$ que minimiza a função analisada
$T_s$	Período de amostragem
$S_m$	Vetor de estados das chaves eletrônicas de um conversor
$y(k + 1)$	Saída do sistema de uma amostra futura
$y^*$	Referência da saída do sistema
$t_{k+1}$	Instante de tempo equivalente a uma amostra futura
$t_{k+2}$	Instante de tempo equivalente a duas amostras futuras
$T$	Limite superior da integral no tempo dos índices de desempenho
$e(t)$	Erro entre a variável controlada e sua referência
$L$	Indutor do conversor <i>buck</i>
$C_o$	Capacitor de saída do conversor <i>buck</i>
$R$	Resistência da carga do conversor <i>buck</i>
$T_{sw}$	Período de chaveamento do conversor <i>buck</i>
$t_{on}$	Tempo ativo do conversor <i>buck</i>
$d'(t)$	Complemento unitário do ciclo de trabalho
$t_{off}$	Tempo desativo do conversor <i>buck</i>
$V_C$	Tensão média de saída do conversor <i>buck</i>
$D$	Ciclo de trabalho médio
$V_g$	Tensão média de entrada do conversor <i>buck</i>
$D_1$	Diodo do conversor <i>buck</i>

$Q_1$	Chave eletrônica do conversor <i>buck</i>
$\dot{x}(t)$	Derivada no tempo do vetor de estado
$x_n(t)$	Variável de estado
$v_C(t), v_C(s)$	Tensão de saída do conversor <i>buck</i>
$i_L(t), i_L(s)$	Corrente do indutor do conversor <i>buck</i>
$v_g(t), v_g(s)$	Tensão de entrada do conversor <i>buck</i>
$i_R(t)$	Corrente de saída do conversor <i>buck</i>
$v_L(t)$	Tensão do indutor do conversor <i>buck</i>
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento do conversor <i>buck</i>
$X$	Componente estática do vetor de estado
$\hat{x}(t)$	Componente alternada do vetor de estado
$Y$	Componente estática do vetor de saída
$\hat{y}(t)$	Componente alternada do vetor de saída
$U$	Componente estática do vetor de entrada
$\hat{u}(t)$	Componente alternada do vetor de entrada
$D$	Componente estática do ciclo de trabalho
$\hat{d}(t)$	Componente alternada do ciclo de trabalho
$\hat{v}_C(t)$	Componente alternada da tensão de saída
$I_L$	Componente estática da corrente do indutor
$\hat{i}_L(t)$	Componente alternada da corrente do indutor
$\hat{v}_g(t)$	Componente alternada da tensão de entrada
$f$	Frequência dos sinais de pequenos sinais alternados
$k$	Amostra discreta
$I$	Matriz identidade
$v_C(k + 1)$	Tensão de saída de uma amostra futura
$i_L(k + 1)$	Corrente do indutor de uma amostra futura

$v_C(k+2)$	Tensão de saída de duas amostra futura
$v_C^*$	Referência da tensão de saída do conversor <i>buck</i>
$\Delta t^*$	Tempo decorrido após uma mudança de referência
$t'$	Tempo máximo de referência após uma mudança de referência
$\lambda, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	Fator de ponderação do termo restritivo da função custo
$\Phi(x, u)$	Termo restritivo da função custo
$N_1, N_2$	Horizonte de predição estendido para uma etapa fixa
$i_L^*$	Referência da corrente do indutor do conversor <i>buck</i>
$f_{MPC}$	Frequência de amostragem do MPC
$t_s$	Tempo de assentamento do sistema de controle
$M_s$	Máximo sobressinal do sistema de controle
$v_C$	Ondulação da tensão de saída do conversor <i>buck</i>
$G_{ca}(s)$	Função de transferência do controlador antecipatório da malha simples
$T_d(s)$	Função de transferência do atuador representado como tempo de atraso
$F_{AA}(s)$	Filtro <i>anti-aliasing</i> de medição
$G_{vv_g}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada
$G_{vd}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com o ciclo de trabalho
$G_{ca_1}(s), G_{ca_2}(s)$	Função de transferência de um controlador antecipatório da malha dupla

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>23</b>
1.1	MOTIVAÇÃO	26
1.2	OBJETIVOS	27
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	28
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>29</b>
2.1	CONTROLE DE CONVERSORES CHAVEADOS	29
2.1.1	<b>Estratégias de Controle Clássico</b>	<b>30</b>
2.1.2	<b>Estruturas de Controle Clássico</b>	<b>31</b>
2.1.3	<b>Desafios e Limitações</b>	<b>32</b>
2.2	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	33
2.2.1	<b>Controle por Modelo Preditivo na Eletrônica de Potência</b>	<b>35</b>
2.2.2	<b>MPC com Conjunto de Controle Finito</b>	<b>36</b>
2.2.3	<b>MPC com Conjunto de Controle Contínuo</b>	<b>39</b>
2.2.4	<b>Comparação entre Estratégias FCS-MPC e CCS-MPC</b>	<b>40</b>
2.3	MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE	42
2.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	43
<b>3</b>	<b>CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM RESTRIÇÃO DE FUNÇÃO CUSTO</b>	<b>45</b>
3.1	MODELAGEM DO CONVERSOR AVALIADO	45
3.1.1	<b>Descrição do Conversor <i>Buck</i></b>	<b>45</b>
3.1.2	<b>Modelagem do Conversor <i>Buck</i></b>	<b>47</b>
3.1.3	<b>Validação do Modelo</b>	<b>51</b>
3.1.3.1	Obtenção do Modelo Médio	52
3.1.3.2	Validação do Modelo no Domínio do Tempo	53
3.1.3.3	Validação do Modelo no Domínio da Frequência	56
3.1.4	<b>Discretização do Modelo em Espaço de Estados</b>	<b>59</b>
3.2	CONTROLE FCS-MPC IRRESTRITO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO DE DUAS AMOSTRAS	64
3.3	PROPOSTA DE CONTROLE FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDI- CIONAL	65
3.4	PROPOSTA DE CONTROLE FCS-MPC COM RESTRIÇÃO DE FUN- ÇÃO CUSTO COMPOSTA	68
3.4.1	<b>Restrição em Termos de Tensão de Saída</b>	<b>69</b>
3.4.2	<b>Restrições em Termos de Corrente do Indutor</b>	<b>70</b>
3.4.3	<b>Restrição em Termos de Tensão de Saída e Corrente do Indutor</b>	<b>72</b>
3.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	74
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>75</b>
4.1	DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	75

4.2	OPERAÇÃO DO FCS-MPC IRRESTRITO . . . . .	77
4.3	OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDICIONAL . . .	79
4.4	OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO . . . . .	82
4.4.1	Varredura dos Parâmetros $\lambda_1$ e $N_1$ . . . . .	82
4.4.2	Operação do Conversor . . . . .	85
4.5	OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTE . . . . .	87
4.5.1	Varredura do Parâmetro $\lambda_2$ . . . . .	87
4.5.2	Operação do Conversor . . . . .	88
4.6	OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTES COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO . . .	90
4.6.1	Varredura dos Parâmetros $\lambda_2, \lambda_3$ e $N_2$ . . . . .	91
4.6.2	Operação do Conversor . . . . .	92
4.7	OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO E CORRENTES COM HORIZONTES DE PREDIÇÃO ES- TENDIDOS . . . . .	94
4.7.1	Varredura dos Parâmetros $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, N_1$ e $N_2$ . . . . .	94
4.7.2	Operação do Conversor . . . . .	95
4.8	COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS FCS-MPC PROPOSTOS	97
4.8.1	Operação com Variação Paramétrica na Carga de Saída . . . . .	98
4.9	COMPARAÇÃO ENTRE O FCS-MPC RESTRITO E CONTROLA- DORES CLÁSSICOS LINEARES . . . . .	99
4.9.1	Controle Clássico Linear em Malha Simples . . . . .	100
4.9.2	Controle Clássico Linear em Malha Dupla . . . . .	101
4.9.3	Respostas dos Sistemas à Referências em Degraus . . . . .	103
4.9.4	Respostas dos Sistemas à Perturbações em Degraus na Tensão de Entrada . . . . .	104
4.9.5	Operação com Variação Paramétrica na Carga de Saída . . . . .	104
4.10	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	105
5	CONCLUSÕES . . . . .	107
5.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	107
	REFERÊNCIAS . . . . .	109
	APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OBTENÇÃO DO MODELO MÉDIO DO CONVERSOR . . . . .	112
	APÊNDICE B – CÓDIGO PARA A VARREDURA EM FREQUÊN- CIA DO CONVERSOR . . . . .	114
	APÊNDICE C – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC IRRESTRITO . . . . .	118

APÊNDICE D – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDICIONAL . . . . .	119
APÊNDICE E – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO . . . . .	122
APÊNDICE F – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTE . . . . .	124
APÊNDICE G – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTES COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO . . . . .	126
APÊNDICE H – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO E CORRENTES COM HORIZONTES DE PREDIÇÃO ESTENDIDOS . .	128

## 1 INTRODUÇÃO

O rápido crescimento populacional e os avanços da civilização resultaram em um aumento exponencial da demanda por energia. A principal fonte de energia na atualidade ainda provém dos combustíveis fósseis, os quais, embora amplamente utilizados, não são sustentáveis e acarretam sérios problemas ambientais, como mudanças climáticas, e riscos à saúde, não apenas da humanidade, mas também de todos os ecossistemas (OLABI; ABDELKAREEM, 2022). Em resposta a esses fatos, os governos de diversas nações têm revisado suas estratégias para minimizar os impactos negativos. Entre as abordagens implementadas, destacam-se a melhoria da eficiência das tecnologias atuais, o desenvolvimento de novas tecnologias que causem menos impactos ambientais e o avanço na transição das matrizes energéticas para fontes de energia renovável, como energia eólica, solar, biomassa, geotérmica, hidroelétrica e ondomotriz (TANG; YANG; BLAABJERG, 2021).

Um dos principais desafios para a utilização eficiente das fontes de energia renovável é o desenvolvimento de dispositivos que possam converter efetivamente essas fontes de energia em eletricidade, como revisado por Olabi e Abdelkareem (2022). Avanços tecnológicos são essenciais para melhorar a eficiência e a viabilidade econômica desses processos. Nesse contexto, a eletrônica de potência tem desempenhado e continuará desempenhando um papel significativo nessa transição energética, viabilizando a conversão eficiente de energia elétrica, sua distribuição, transmissão e utilização, sendo a principal tecnologia facilitadora para a integração das energias renováveis (TANG; YANG; BLAABJERG, 2021).

Os conversores chaveados, na área eletrônica de potência, desempenham o importante papel de interface entre as fontes de energia renovável e a rede elétrica. Um conversor chaveado é um dispositivo de processamento de energia elétrica que utiliza dispositivos eletrônicos para elevar ou reduzir níveis de tensão elétrica, converter uma tensão de natureza alternada em tensão contínua e vice-versa, entre outras aplicações, como apresentado em Erickson e Maksimović (2020). A integração das fontes renováveis é realizada por meio da injeção de potência na forma de corrente elétrica, visto que a tensão elétrica da rede é imposta pelo próprio sistema, como enfatizado por Tang, Yang e Blaabjerg (2021) e Blaabjerg et al. (2023). Para garantir uma operação adequada desses conversores, é necessário utilizar malhas de controle, especialmente considerando que a maior partes das operações são acometidas por variações na tensão elétrica de entrada e na carga de saída (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

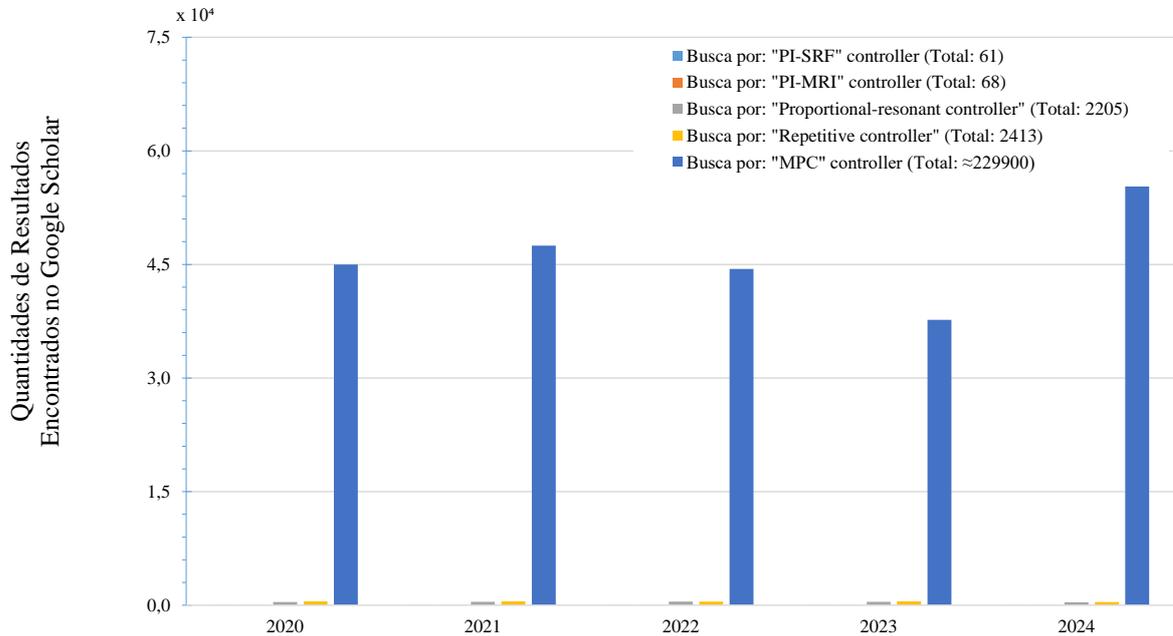
A função primordial dos sistemas de controle dos conversores chaveados aplicados a fontes de energia renovável é garantir qualidade na integração entre as fontes e a rede elétrica, considerando as características inerentes a essas fontes renováveis, bem como os requisitos e demandas de transmissão e distribuição da energia convertida. A investigação de Tang, Yang e Blaabjerg (2021) demonstrou que os aspectos de confiabilidade, eficiência,

robustez e custo do sistema podem ser aprimorados por meio do desenvolvimento de estratégias de controle mais avançadas para os conversores chaveados. Assim, fica evidente que o controle dos conversores é crucial para a conversão de energias renováveis, sendo que a estratégia adotada impacta significativamente a qualidade do processo, ressaltando sua importância.

A energia renovável é injetada na rede elétrica por meio do controle de corrente dos conversores conectados ao sistema de distribuição. Historicamente, conversões de potência eficientes e confiáveis foram inicialmente atendidas com o uso de controladores PI (Proporcional-Integral) no sistema de referência síncrono, também conhecido como PI-SRF (*Synchronous Reference Frame*). Outras estratégias de controle comumente utilizadas na literatura são (LIMONGI et al., 2009; NETO; NEVES; SOUZA, 2020; TANG; YANG; BLAABJERG, 2021; BLAABJERG et al., 2023): PI com múltiplos integradores rotacionais, ou PI-MRI (*Multiple Rotating Integrators*); controladores ressonantes, ou SOGI (*Second-Order Generalized Integrator*, que significa Integrador Generalizado de Segunda Ordem); e controladores repetitivos. Essas estratégias de controle atuam nos conversores chaveados por meio de moduladores PWM (Modulação por Largura de Pulso, do inglês *Pulse-Width Modulation*), que traduzem a ação de controle em um sinais de chaveamento para acionar os conversores. Por outro lado, estratégias não-lineares, como o controle preditivo baseado em modelo (MPC, do inglês *Model Predictive Control*), têm ganhado destaque no controle de conversores de potência, eliminando, em alguns casos, a necessidade do uso de moduladores PWM.

Para compreender a relevância do controle por modelo preditivo (MPC) no contexto atual de pesquisa, foi realizado um levantamento no *Google Scholar* dos resultados dos últimos cinco anos ao buscar palavras-chave relacionadas a diferentes estratégias de controle utilizadas em conversores chaveados normalmente conectados à rede. A Figura 1 apresenta a quantidade de resultados encontrados para cada uma das estratégias analisadas, as quais foram: PI aplicado em um referencial síncrono (PI-SRF); PI com múltiplos integradores rotacionais (PI-MRI); controladores ressonantes; controladores repetitivos; e controladores MPC. A análise da Figura 1 revela um número expressivo de trabalhos que utilizaram, propuseram ou mencionaram estratégias de controle MPC nos últimos cinco anos, superando significativamente as outras opções de controle. Esses resultados reforçam que o estudo de aplicações para o MPC representa uma área relevante e produtiva no atual cenário de pesquisa, o qual surge como uma promissora alternativa aos métodos de controle clássicos presentes na literatura.

Figura 1 – Quantidade de resultados encontrados no Google Scholar (por ano) ao buscar palavras-chave relacionadas a controladores baseados em ações integral, ressonante, repetitiva e MPC. Pesquisa feita em 25/12/2024.



Fonte: O Autor (2025).

O controle preditivo baseado em modelo é uma aplicação de teoria de controle ótimo. Esse sistema de controle consiste na utilização de um modelo matemático do sistema a ser controlado para prever seu comportamento futuro e, assim, tomar as melhores ações, visando à convergência das variáveis controladas no menor tempo possível. A escolha das melhores ações é feita utilizando uma função custo, que avalia os resultados das previsões obtidas do modelo em relação aos requisitos de operação, como o erro entre as variáveis controladas e os valores desejados.

Os primeiros trabalhos envolvendo o MPC foram realizados na indústria de processos químicos. No final dos anos 1970, surgiram artigos que citaram a implementação bem sucedida de “algoritmos com um modelo dinâmico explícito da planta que era usado para prever o efeito de ações futuras das variáveis manipuladas na saída”, de onde surgiu o nome dessa aplicação de controle (GARCÍA; PRETT; MORARI, 1989). O princípio de implementação do MPC justifica sua origem ser na indústria química, pois o algoritmo realiza a medição das variáveis do modelo para a previsão do comportamento futuro e a minimização de uma função custo para a determinação da atuação ótima do sistema, o que é repetido a cada período de amostragem. Dessa forma, o controle baseado em modelo era realizado com altos períodos de execução, sendo viável sua utilização somente em sistemas lentos, o caso dos processos químicos (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Na área de eletrônica de potência, as primeiras tentativas de implementar o MPC remetem à década de 1980. No entanto, essas aplicações se restringiram a sistemas de alta

potência e baixas frequências de comutação devido às limitações práticas dos processadores da época. Devidos esses desafios, o MPC recebeu pouca atenção, sendo subutilizado nesse campo. Contudo, mesmo com essas dificuldades, os algoritmos de controle preditivo foram implementados com sucesso e verificados experimentalmente (GEYER, 2016).

No início do anos 2000, com o desenvolvimento de microcontroladores mais rápidos, o interesse pelo MPC aumentou consideravelmente, como explicitado por Rodriguez e Cortes (2012). Ao mesmo tempo, na eletrônica de potência, surgiram aplicações mais complexas, como topologias multiníveis, e, conseqüentemente, as estruturas de controles também se tornaram mais complexas. Assim, o MPC passou a ser uma solução mais simples de ser implementada quando comparada às demais estruturas de controle clássicas (GEYER, 2016), evitando, muitas vezes, as estruturas em cascatas, comumente utilizadas em controle linear, e obtendo respostas transitórias muito rápidas.

O MPC surge como uma alternativa aos controladores clássicos devido a diversas características, não apenas pela facilidade de implementação em sistemas com topologias complexas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; GEYER, 2016). O controle preditivo baseado em modelo apresenta a capacidade de lidar com restrições, incorporando-as naturalmente, sem a necessidade de tratá-las de forma externa. Ademais, em sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, o MPC é plenamente aplicável.

O princípio de operação do MPC, que é baseado em predição, permite que o sistema de controle aja antecipadamente, evitando desvios indesejáveis, ao contrário dos métodos clássicos, que reagem ao erro presente. Outra característica importante é que o MPC pode ser aplicado a sistemas não lineares, sem a necessidade de linearizações, considerando integralmente as características do sistema. Além disso, com o avanço dos microprocessadores neste século, as implementações do MPC tornaram-se ainda mais acessíveis, e as barreiras computacionais, que antes favoreciam os métodos clássicos, foram significativamente reduzidas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

## 1.1 MOTIVAÇÃO

O desenvolvimento de estratégias de controle que considerem integralmente a natureza dos conversores chaveados é essencial para aprimorar o desempenho dos sistemas de potência e atender às exigências de integração das fontes de energia renováveis com a rede elétrica. Esses conversores são sistemas naturalmente não-lineares, apresentando um número finito de elementos de chaveamento e, conseqüentemente, um número finito de configurações de operações. A atuação do controle é realizada por sinais discretos, que definem o modo de condução de cada dispositivo chaveado. Além da natureza discreta dos conversores, eles apresentam diversas restrições de operação, algumas inerentes ao sistema e outras são definidas para garantir a segurança, como a limitação de corrente para proteger os seus dispositivos eletrônicos (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Atualmente, as estratégias de controle são implementadas em plataformas de controle em tempo discreto com alta capacidade computacional, permitindo a execução de algoritmos avançados, como o controle preditivo baseado em modelo. Dessa forma, as características dos conversores chaveados, bem como as características das plataformas de controle, convergem naturalmente para a aplicação do MPC (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Trabalhos recentes da literatura buscam explorar o uso do MPC (convencionais e aprimorados) em conversores chaveados, comparando-o com os métodos clássicos de controle para identificar suas vantagens e limitações. Nesse contexto, o presente trabalho concentra-se em propor estruturas de MPC com restrição de função custo para melhorar o desempenho obtido na aplicação do MPC convencional, em termos de máximo sobressinal. Para isso, é utilizado o conversor CC-CC *buck*, também conhecido como *step-down* (que significa “reduzir” ou “abaixar”), cujo princípio de funcionamento é converter uma tensão de entrada em uma tensão de saída média de menor nível (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). A escolha do conversor chaveado se deve à sua simplicidade, visto que o foco do estudo está no aprimoramento do desempenho do MPC. Utilizar um conversor básico permite priorizar o objetivo geral. A análise desenvolvida introduz o uso de restrições na função custo do MPC em sistemas de eletrônica de potência para aprimorar seu desempenho, contribuindo para a discussão sobre sua aplicabilidade e potencial.

## 1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é investigar o uso do controle preditivo baseado em modelo com restrições de função custo e compará-lo com a estrutura convencional do MPC. Para isso, esses algoritmos são aplicados no controle de conversores chaveados, através de uma abordagem baseada em simulação computacional. Para que o objetivo geral seja alcançado com êxito, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

1. Analisar os impactos no desempenho do MPC ao utilizar diferentes restrições de função custo;
2. Propor estruturas de função custo com restrição para melhor o desempenho do MPC em termos de máximo sobressinal;
3. Avaliar os benefícios e as limitações do MPC em termos de desempenho, capacidade de lidar com perturbações e robustez em relação a mudanças paramétricas; e
4. Propor melhorias e avanços nas estratégias de controle utilizadas em conversores chaveados, incluindo o aprimoramento do desempenho.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho de conclusão de curso é organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 2:** Neste capítulo, são apresentadas as estratégias de controle clássicas utilizadas em conversores chaveados. Posteriormente, são definidas as características e os princípios de funcionamento do MPC, além de explorar suas aplicações na eletrônica de potência. Em seguida, são brevemente descritas as duas variações de métodos MPC mais comumente aplicadas em eletrônica de potência e é realizada uma comparação entre elas. Por fim, são apresentadas algumas métricas utilizadas para avaliar sistemas de controle;
- **Capítulo 3:** Neste capítulo, inicialmente, apresenta-se o conversor avaliado, com uma breve descrição e a obtenção de seu modelo no domínio do tempo. Em seguida, o modelo é validado por dois métodos diferentes, um no domínio do tempo e o outro no domínio da frequência. Posteriormente, um modelo discreto é derivado a partir da modelagem realizada, permitindo a definição do modelo preditor do MPC. Por fim, são apresentadas as funções custo utilizadas no presente trabalho, juntamente com seus respectivos algoritmos de implementação;
- **Capítulo 4:** Neste capítulo, são apresentados os resultados em simulação computacional. Inicialmente, descreve-se o ambiente de simulação no MATLAB/Simulink utilizado para análise dos algoritmos. Em seguida, são apresentados os resultados obtidos para o FCS-MPC com função custo sem restrição. Posteriormente, são obtidos os resultados para a operação do FCS-MPC com restrição condicional e com as restrições de função custo propostas neste trabalho. Além disso, os algoritmos FCS-MPC propostos são comparados entre si para definir aquele com melhor desempenho. Por fim, os controladores clássicos são brevemente apresentados e suas estratégias de controle comparadas com o melhor FCS-MPC restrito;
- **Capítulo 5:** Neste capítulo, são apresentadas as conclusões obtidas durante o trabalho de conclusão de curso, bem como a análise do cumprimento do objetivo geral e dos objetivos específicos. Finalmente, também são sugeridas propostas de trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem como objetivo introduzir o leitor aos conceitos essenciais para a compreensão do conteúdo desenvolvido neste trabalho. Inicialmente, é revisado o controle de conversores chaveados, evidenciando as estratégias de controle clássico encontradas na literatura. Posteriormente, são apresentados os conceitos operacionais do MPC, seu panorama geral dentro da eletrônica de potência e algumas variações de algoritmos MPC, bem como suas vantagens e desvantagens. Para finalizar, são explanadas algumas métricas que podem ser utilizadas para avaliar o desempenho de sistemas de controle.

### 2.1 CONTROLE DE CONVERSORES CHAVEADOS

Os conversores chaveados são dispositivos eletrônicos utilizados para converter a energia elétrica de uma forma para outra, geralmente variando a tensão ou a corrente. Eles empregam componentes chaveadores, como transistores, que ligam e desligam rapidamente para regular o fluxo de energia, em vez de utilizar componentes resistivos ou lineares (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020). São dispositivos bastante utilizados devido à sua alta eficiência e à flexibilidade na ajustabilidade da tensão de saída (LEŠO et al., 2018)

Os conversores podem ser classificados conforme o tipo de conversão de energia que realizam, sendo categorizados da seguinte forma (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; HART, 2011; RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

- CC-CC: utilizado para converter uma tensão contínua (CC) de uma fonte para outra tensão CC, mantendo a regulação e a estabilidade da tensão de saída, com o objetivo de atender a necessidades específicas de carga que exigem uma fonte de energia contínua controlada;
- CC-CA: converte uma energia contínua (CC) em energia alternada (CA), permitindo a transferência de potência do domínio contínuo para o alternado. Este tipo de conversor realiza a inversão da corrente e é utilizado em sistemas que exigem a conversão de energia para um formato adequado ao funcionamento de equipamentos em corrente alternada;
- CA-CC: usado na conversão de uma tensão alternada (CA) de entrada em uma tensão contínua (CC) de saída, sendo essenciais em aplicações que necessitam de uma fonte de alimentação CC, a partir de uma rede elétrica que fornece energia alternada. Podem operar também de forma bidirecional, realizando a conversão de CC para CA quando necessário;
- CA-CA: Modificam a amplitude ou a frequência de um sinal de corrente alternada (CA), permitindo ajustes de características da onda alternada sem alterar seu tipo

de corrente. São frequentemente usados em sistemas que requerem ajustes precisos na forma do sinal CA, incluindo transformações de nível de tensão.

O presente trabalho tem foco no controle dos conversores CC-CC, classificação em que se encontra o conversor *buck*.

Os conversores chaveados são sistemas não-lineares e variantes no tempo (ANSARI; CHANDEL; TARIQ, 2021). Por outro lado, os métodos clássicos de controle são desenvolvidos para sistemas lineares e invariantes no tempo. Para viabilizar a aplicação desses métodos, os conversores chaveados são representados por um modelo linearizado, no qual as dinâmicas de alta frequência, como a ondulação dos sinais, são desprezadas. Esse processo permite obter um modelo baseado na dinâmica média do sistema, tornando possível a aplicação de técnicas de controle clássico.

### 2.1.1 Estratégias de Controle Clássico

Conforme Erickson e Maksimović (2020), as estratégias de controle clássicas são comumente aplicadas na forma de controladores de ação proporcional-integral-derivativo (PID), avanço de fase, atraso de fase e avanço e atraso de fase

No domínio da frequência complexa de Laplace, o controlador PID é definido como:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s. \quad (2.1)$$

Os valores dos ganhos de cada ação são definidos conforme requisitos de projeto e para garantir que o conversor em malha fechada apresenta boa estabilidade relativa. As variações do PID comumente utilizadas em conversores chaveados são: ação integral pura (I); e ação proporcional-integral (PI).

Segundo (OGATA, 1995) e (ANG; CHONG; LI, 2005), as implicações que a ação proporcional, ao aumentar o valor de  $K_p$ , no sistema de controle são:

- Aumenta a velocidade inicial de resposta;
- Implica em pequeno aumento no tempo de resposta;
- Aumenta a oscilação do sistema;
- Reduz o erro em regime permanente;
- Diminui a estabilidade relativa do sistema.

Já para ação integral, ao aumentar o valor de  $K_i$ , tem-se que:

- Pequeno aumento na velocidade inicial de resposta;
- Torna a resposta dinâmica mais lenta;
- Aumenta a oscilação do sistema;

- Elimina erros em regime permanente;
- Reduz a estabilidade relativa do sistema.

Por fim, os impactos do termo  $K_d$  no sistema de controle, ao aumentar seu valor, são:

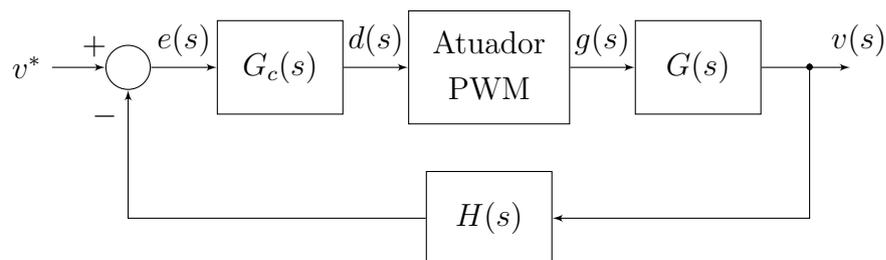
- Moderado aumento na velocidade inicial de resposta;
- Diminui a oscilação do sistema;
- Melhora a resposta transitória do sistema;
- Melhora a velocidade de resposta;
- Nenhuma redução significativa no erro em regime permanente;
- Aumenta a estabilidade relativa do sistema.

Em síntese, no controlador PID, a ação proporcional aumenta o sobressinal e reduz o erro estacionário, a ação integral aumenta tanto o sobressinal quanto o tempo de acomodação, além de anular o erro estacionário, enquanto a ação derivativa reduz a oscilação do sistema e o tempo de acomodação.

### 2.1.2 Estruturas de Controle Clássico

No controle de conversores chaveados, é possível utilizar as estratégias clássicas descritas anteriormente em duas estruturas de controle. Conforme ilustrado na Figura 2, a primeira é utilizando um controlador com uma malha de realimentação, em que é medida a variável principal da aplicação (neste caso a tensão) pelo sensor  $H(s)$  e o erro entre o valor desejado e o atual valor de saída é enviado para um controlador  $G_c(s)$ , o qual gera um sinal contínuo de atuação  $d(s)$ . Para o controlador atuar no conversor chaveado, a planta  $G(s)$ , é necessário a presença de um modulador PWM, para sintetizar o valor contínuo enviado pela controlador em um sinal de gatilho,  $g(s)$ , enviado para as chaves eletrônicas.

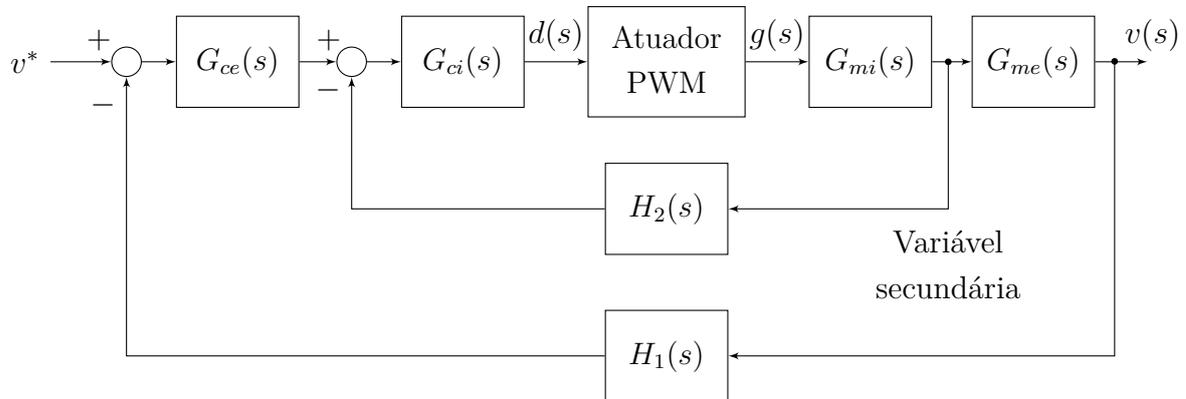
Figura 2 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha simples.



Fonte: O Autor (2025).

A segunda estrutura de controle comumente utilizada em conversores chaveados é o controle em malha dupla, também chamada de controle em cascata. Essa estrutura consiste em controlar a variável de interesse (a tensão de saída), chamada de variável principal, por meio da dinâmica de uma variável secundária. Essa estrutura apresenta duas malhas de realimentações, onde as respectivas variáveis são medidas por sensores ( $H_1(s)$  e  $H_2(s)$ ). O controlador responsável pela variável principal faz parte da malha externa e sua ação de controle corresponde ao valor de referência da variável da malha interna (malha da variável secundária).

Figura 3 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha dupla.



Fonte: O Autor (2025).

Quando comparadas, as duas estruturas de controle apresentam vantagens e desafios distintos. A malha simples tem a vantagem de exigir um número menor de sensores e requer apenas um projeto de controlador. Por outro lado, a malha dupla apresenta maior complexidade, pois exige dois projetos de controladores. No entanto, a malha simples pode ser menos robusta a perturbações e incertezas no modelo do sistema (OGATA et al., 2009).

O uso da estrutura em cascata permite obter respostas mais rápidas e maior estabilidade relativa. Em contrapartida, a implementação da malha dupla nem sempre é viável, pois exige que a dinâmica da variável secundária seja significativamente mais rápida que a da variável principal (OGATA et al., 2009).

### 2.1.3 Desafios e Limitações

Os desafios e limitações do uso de controladores clássicos em conversores chaveados podem ser resumidos em dois pontos principais (GEYER, 2016): (i) a dinâmica não-linear dos conversores e (ii) a limitação em controlar múltiplas variáveis simultaneamente. O primeiro desafio está relacionado ao fato de o comportamento de comutação do conversor de potência ser negligenciado por meio do uso de um modelo médio, o que impede o sistema de controle de considerar integralmente a natureza não-linear do sistema. Dessa

forma, as soluções baseadas em controladores clássicos estão limitadas ao controle das dinâmicas de baixas frequências.

Em relação à segunda limitação, as estratégias de controle clássicas não conseguem lidar adequadamente com os requisitos operacionais de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, como é o caso dos conversores mais modernos. Ao utilizar a estrutura de controle em malha dupla, é possível desacoplar as interações entre duas variáveis de interesse, dividindo o problema de múltiplas variáveis em dois laços de controle. No entanto, essa solução apresenta limitações, pois é necessário garantir que a variável secundária tenha uma dinâmica muito mais rápida que a variável principal. Dessa forma, o controle simultâneo de múltiplas variáveis não pode ser verdadeiramente atendido por controladores clássicos.

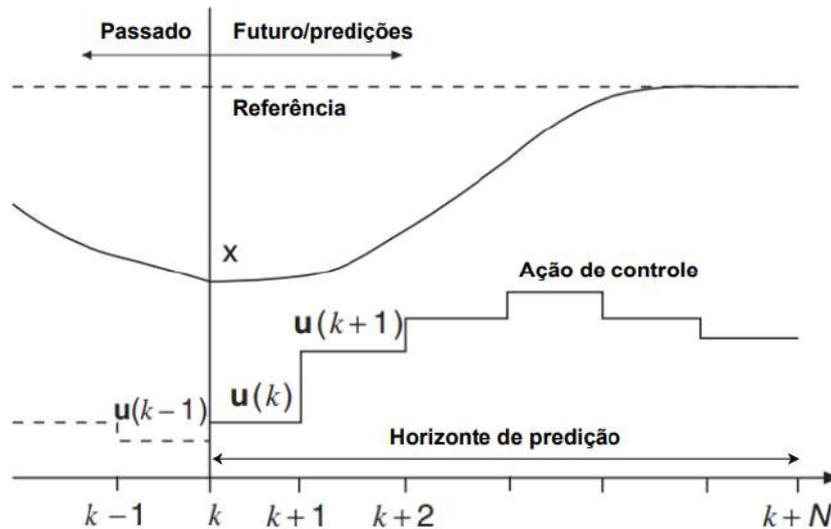
Novas estratégias de controle não-lineares têm sido aplicadas em conversores de potência para superar estes desafios e limitações. Esses métodos foram desenvolvidos para lidar com as complexidades dos sistemas não lineares, visando aprimorar o desempenho dos conversores, especialmente em termos de estabilidade, eficiência e resposta transitória. Entre esses métodos, destacam-se o controle por modo deslizante, o controle adaptativo, o controle com o uso de inteligência artificial (como redes neurais e lógica difusa) e o controle preditivo baseado em modelo, sendo este último a abordagem investigada neste trabalho.

## 2.2 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

O controle preditivo baseado em modelo descreve uma família de controladores e não somente uma estratégia específica de controle ótimo. Essa família de controladores tem como alicerce o uso de um modelo matemático da planta para prever seu comportamento futuro, em função das medições passadas, ao longo de uma quantidade predefinidas de amostras, chamada de horizonte de predição. Com essas predições, o controlador seleciona a atuação ótima ao minimizar uma função custo. A principal característica analisada pela função custo é o erro de atuação do sistema, cuja sua minimização objetiva um sistema de controle com erro nulo em regime permanente (CAMACHO; BORDONS; NORMEY-RICO, 2003). Outras características, como o sobressinal do sistema, podem ser adicionadas à função custo e são denominadas de “restrições”.

O algoritmo MPC é executado a cada nova amostragem, atualizando suas informações e prevendo o comportamento do sistema para determinar as melhores ações de controle. O funcionamento do MPC, de forma geral, pode ser sintetizado conforme a Figura 4, na qual as ações de controle são representadas pela variável  $u$ , e o horizonte de predição é definido pela quantidade de amostras futuras, representado por  $N$ .

Figura 4 – Princípio de funcionamento do MPC.



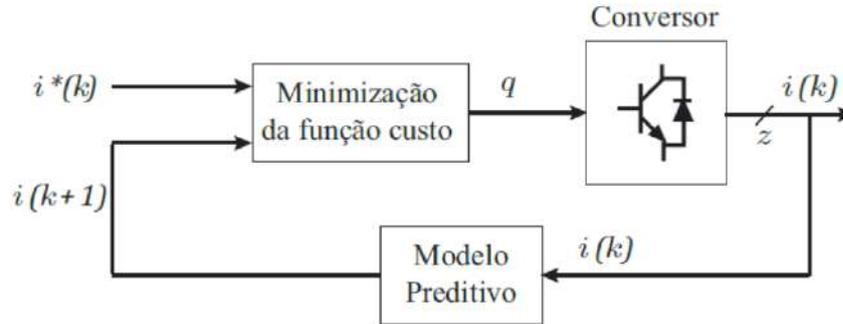
Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Essa estrutura de controle apresenta algumas vantagens em relação aos sistemas de controle clássicos, como a possibilidade de adicionar restrições à função custo para atender a requisitos operacionais mais amplos, a aplicabilidade a sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, e a facilidade de inclusão de não-linearidades no modelo preditor. Essas características permitem que o MPC possa ser usado em uma grande variedade de sistemas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Entretanto, essas mesmas características fazem o MPC depender bastante do modelo preditivo utilizado, o que, por consequência, o torna sensível a variações paramétricas. Quando ocorrem mudanças nos parâmetros da planta, o modelo continua prevendo o comportamento do sistema considerando os parâmetros iniciais, resultando em predições divergentes.

Dessa forma, o MPC é, em síntese, um problema de otimização de uma função custo com um horizonte de predição predefinido, sujeito ao modelo preditivo e às restrições do sistema. O resultado dessa otimização é uma sequência de atuações ótimas correspondentes aos instantes de amostragem do horizonte de predição, sendo que somente o primeiro elemento é aplicado como ação de controle. O algoritmo é resolvido novamente para cada instante de amostragem, sendo atualizado com as medições e corrigindo as predições realizadas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). O sistema de controle utilizando o modelo preditivo é descrito na Figura 5, em que as saídas são medidas, utilizadas no modelo preditor e suas predições, juntamente com as referências de controle, são analisadas conforme uma função custo para definir a ação de controle.

Figura 5 – Esquema geral do MPC.



Fonte: (RODRIGUES, 2020).

O modelo preditivo utilizado no MPC é representado em tempo discreto no espaço de estados da seguinte forma (BORDONS; MONTERO, 2015; RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Eu(k) \end{cases}, \quad (2.2)$$

na qual  $x$  representa o vetor de estado,  $u$  o vetor de entrada e  $y$  representa o vetor de saída do sistema modelado. As matrizes são definidas da seguinte forma:  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  é a matriz de estado, onde  $n$  representa a ordem do sistema;  $B \in \mathbb{R}^{n \times p}$  é a matriz de entrada, com  $p$  sendo o número de entradas;  $C \in \mathbb{R}^{q \times n}$  é a matriz de saída, onde  $q$  corresponde a quantidade de saídas; e  $E \in \mathbb{R}^{q \times p}$  é a matriz de transmissão direta (OGATA, 1995).

A função custo é definida com base no comportamento desejado do sistema e considera termos como o sinal de referência, a saída do sistema, as variáveis de estado e as ações de controle atuais e futuras. Dessa forma, ela pode ser representada genericamente como

$$J = f(r(k), y(k), x(k), u(k), \dots, u(k+N)), \quad (2.3)$$

em que  $r$  é referência do sistema. A otimização da função custo resulta na ação de controle ótima, sendo esta definida como o primeiro elemento da sequência de ações ótimas obtidas para o horizonte de predição (RODRIGUEZ; CORTES, 2012), isto é,

$$u(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \arg \min_u J. \quad (2.4)$$

Nessa última equação, o termo  $\arg \min_u J$  indica o argumento  $u$  correspondente à minimização da função custo.

### 2.2.1 Controle por Modelo Preditivo na Eletrônica de Potência

Ao longo dos anos, as estratégias de controle presentes na eletrônica de potência têm se baseado no uso de controladores proporcional-integral-derivativo (PID) combinados com alguma técnica de modulação, como a modulação por largura de pulso (PWM). As diversas técnicas de modulação propostas, atreladas aos controladores clássicos, permitem

uma operação em frequência fixa, possibilitando o desacoplamento entre a amostragem e o chaveamento dos elementos eletrônicos (BORDONS; MONTERO, 2015).

Os métodos MPC aplicados à eletrônica de potência podem ser classificados em função do princípio de controle adotado. Assim, existem os métodos que atuam diretamente nas plantas eletrônicas, controlando os estados de comutação das chaves eletrônicas, e os métodos que geram uma ação de controle contínua, a qual é sintetizada por um modulador para atuar no conversor. O primeiro método é denominado de FCS-MPC (*Finite Control Set - Model Predictive Control*, ou MPC com conjunto de controle finito), enquanto o segundo método é chamado de CCS-MPC (*Continuous Control Set - Model Predictive Control*), ou MPC com conjunto de controle contínuo. Em Bordons e Montero (2015), ambos os métodos são revisados em aplicações na eletrônica de potência. A seguir, esses tipos de MPC são brevemente descritos.

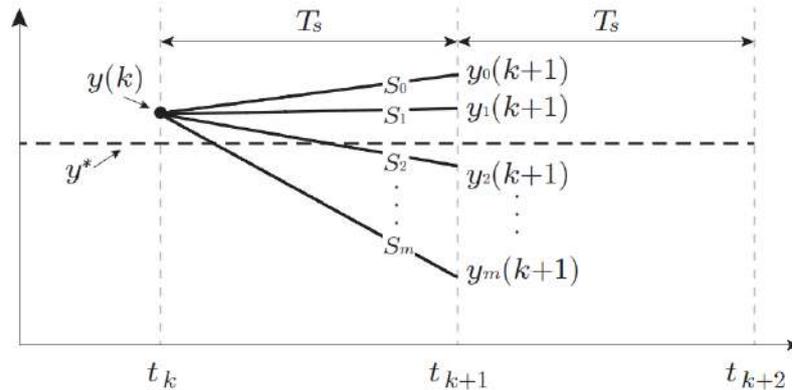
### 2.2.2 MPC com Conjunto de Controle Finito

Como os conversores de potência apresentam um número finito de chaves eletrônicas, também há um número finito de combinações possíveis para os estados das chaves. Assim, o problema de otimização pode ser reduzido à análise de uma função custo do formato da Equação (2.3) para um conjunto finito de comportamentos limitados pelo sistema. O modelo preditivo da Equação (2.2) é utilizado para cada combinação possível, e o estado ou a sequência de estados que minimizar a função custo é selecionado para definir as posições das chaves do conversor no próximo instante de tempo.

Dessa forma, a cada período de amostragem, as respostas correspondentes às combinações possíveis são previstas, avaliadas pela função custo, e a sequência ótima é selecionada. O comportamento ideal do FCS-MPC pode ser observado na Figura 6, na qual o horizonte de predição é de uma amostra (determinado pelo período de amostragem  $T_s$ ), e o vetor  $S_m$  representa as posições das chaves eletrônicas para uma configuração  $m$  qualquer.

Conforme exibido na Figura 6, o FCS-MPC busca prever a saída do sistema,  $y(k+1)$ , considerando as possíveis combinações dos estados das chaves eletrônicas ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_m$ ). Ou seja, a partir do estado atual  $y(k)$ , o controlador utiliza o modelo preditivo para calcular a resposta do sistema para cada configuração  $S_m$ , comparando as previsões com o valor de referência  $y^*$ . Após a avaliação da função custo para cada trajetória, a combinação  $S_m$  que minimiza o erro em relação ao valor de referência é selecionada para definir o estado das chaves no próximo instante de tempo  $t_{k+1}$  (no exemplo ilustrado, seria  $S_2$ ). Na Figura 6, observa-se que o horizonte de predição considerado é de uma amostra, correspondente ao período de amostragem  $T_s$ , e que o processo se repete a cada instante de tempo para garantir o controle ótimo do sistema.

Figura 6 – Comportamento ideal do FCS-MPC.



Fonte: (RODRIGUES, 2020).

A metodologia é simples e intuitiva, entretanto, está limitada a pequenos horizontes de predição. À medida que o horizonte de predição aumenta, o número de decisões aumenta, resultando em um aumento exponencial do tempo de cálculo, o que pode exceder o período de amostragem do sistema (BORDONS; MONTERO, 2015). Na eletrônica de potência, horizontes curtos são preferidos devido às limitações práticas dos algoritmos de escolha, assim, os problemas causados pelo aumento do horizonte de predição pode ser contornado.

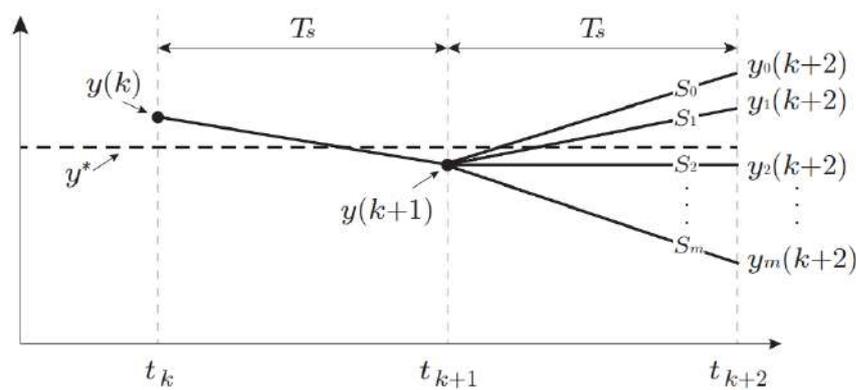
Em (WANG et al., 2020), é proposto um esquema FCS-MPC que suspende a otimização e mantém a ação de controle anterior enquanto a saída de interesse não excede limites predefinidos. Esse método resultou em menor carga computacional, ao mesmo tempo que garantiu um desempenho satisfatório. Além disso, estudos recentes investigam formas alternativas de aplicar o FCS-MPC com longos horizontes, o que proporciona benefícios em termos de desempenho, estabilidade e perdas de comutação (ZAFRA et al., 2023; ZAFRA et al., 2024).

Trabalhos como os de Zafra et al. (2023), Keusch, Loeliger e Geyer (2023) e Zafra et al. (2024) demonstram os impactos que os algoritmos de seleção e os fatores de ponderamentos da função custo têm no esforço computacional. Apesar das vantagens associadas aos algoritmos com longos horizontes de predição, baseados na abordagem de decodificação por esfera, a complexidade computacional ainda representa um desafio.

O método de FCS-MPC não necessita de uma etapa de modulação, pois sua natureza discreta atua diretamente nas chaves eletrônicas, resultando em um controle com frequência de chaveamento variável e, conseqüentemente, um espectro de frequência também variável (RODRIGUES, 2020). Ao operar um conversor de potência dessa forma, o sistema pode apresentar variações na eficiência, com aumento de perdas em baixa frequência e diminuição de perdas em alta frequência (ZHOU; PREINDL, 2023). Além disso, essa característica torna o sistema mais susceptível a distorções nos formatos de ondas, resultando em redução na qualidade de energia (ARRANZ-GIMON et al., 2021).

Como enfatizado em Rodrigues (2020), na implementação real com microcontroladores, a quantidade de cálculos realizados na otimização resulta em um atraso de um período de amostragem. Em termos práticos, é inviável realizar a medição das variáveis de saída, calcular as atuações ótimas e enviar os sinais para a planta durante um intervalo infinitesimal de tempo. Assim, torna-se necessário compensar esse atraso, o que é feito ajustando a estrutura do FCS-MPC para operar em um instante de tempo discreto à frente, como mostrado na Figura 7. A compensação de atraso é realizada ao prever o comportamento do sistema duas amostras a frente ( $t_{k+2}$ ) e determinar as ações de controle ótimas para o instante  $t_{k+1}$ . No instante  $t_k$  a ação de controle definida em  $t_{k-1}$  é aplicada, é realizada a medição de todas as variáveis de interesse e, entre o intervalo  $t_k$  e  $t_{k+1}$ , é previsto o comportamento da saída duas amostras a frente e definido a ação de controle que será tomada na próxima amostragem.

Figura 7 – Comportamento do FCS-MPC com compensação de atraso.



Fonte: (RODRIGUES, 2020).

Alguns exemplos de trabalhos recentes que abordam a aplicação de FCS-MPC em conversores estáticos de potência foram desenvolvidos por Vazquez et al. (2022), Baier et al. (2021) e Gonzalez-Prieto et al. (2022). No estudo de Vazquez et al. (2022), o FCS-MPC foi aplicado a um inversor de fonte de tensão, analisando a influência do modelo preditor no desempenho do controle. Um dos desafios enfrentados foi a inclusão da carga conectada à planta no modelo, uma vez que, comumente, essa informação é desconhecida. Para solucionar essa limitação, foi empregado um observador de estado para complementar o modelo preditor.

Por outro lado, o trabalho de Baier et al. (2021) aplicou o MPC com conjunto de controle finito em um inversor multinível em ponte H em Cascata, propondo um esquema aprimorado de FCS-MPC para operar em baixas frequências sem comprometer o erro em regime permanente. Por fim, Gonzalez-Prieto et al. (2022) aplicaram o FCS-MPC em uma máquina elétrica com seis fases alimentada por um conversor de fonte de tensão, onde algoritmos convencionais apresentam deterioração na qualidade da corrente. Para

mitigar esse problema, foi proposta a combinação de duas variações de FCS-MPC, o que também permitiu uma melhor utilização da tensão contínua do barramento.

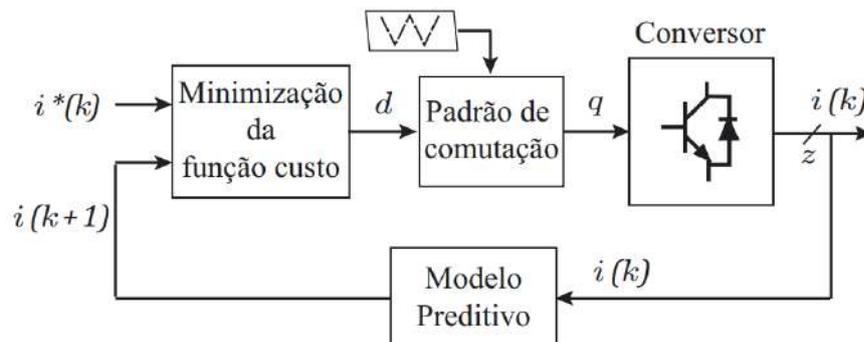
### 2.2.3 MPC com Conjunto de Controle Contínuo

Como alternativa à aplicação do FCS-MPC em conversores estáticos, diversos trabalhos com CCS-MPC foram realizados. Nesse método, também conhecido como M<sup>2</sup>PC (do inglês *Modulated Model Predictive Control*, ou MPC Modulado), o sistema de controle utiliza sinais contínuos como ações de controle, os quais são enviados a um modulador que atua na planta. O CCS-MPC pode ser classificado com relação à presença de restrições em sua função custo. Em um caso irrestrito, a função custo é otimizada sem considerar limitações nas variáveis de controle ou na planta. Por outro lado, em um caso com restrições, a função custo é formulada de modo a incluir limitações operacionais, como limites nos sinais de controle ou nas variáveis de estado, garantindo que a solução obtida satisfaça as restrições impostas pelo sistema físico ou pela aplicação.

Para o caso irrestrito, o problema de otimização é resolvido analiticamente ao definir a derivada da função custo igual a zero, obtendo-se uma equação explícita que define a ação de controle ótima (BORDONS; MONTERO, 2015). Como esse método fornece uma solução analítica, horizontes de predição maiores que a aplicação do FCS-MPC podem ser utilizados.

Nos casos em que o CCS-MPC apresenta restrições incluídas em sua função custo, o algoritmo de otimização se torna consideravelmente mais complexo, sendo necessário utilizar métodos numéricos para definir as ações ótimas do sistema, em vez de uma equação explícita, o que aumenta o tempo de cálculo. Devido à utilização de um modulador para atuar no conversor, o sistema apresenta uma frequência de comutação fixa. Isso elimina o espectro harmônico espalhado que é responsável pela redução na qualidade de energia, característica observada no FCS-MPC (RODRIGUES, 2020). O esquema geral do CCS-MPC é ilustrado na Figura 8 tendo como diferencial, em relação ao FCS-MPC, a adição de uma etapa de modulação para atuar nos conversores de potência.

Figura 8 – Esquema geral do CCS.



Fonte: (RODRIGUES, 2020).

Alguns exemplos de trabalhos recentes que abordam a aplicação do algoritmo CCS-MPC em conversores de potência foram desenvolvidos por Ni et al. (2023), Jiang, Mao e Cheng (2023) e Alkasir et al. (2021). No estudo de Ni et al. (2023), foi aplicada uma estrutura de controle híbrida em uma máquina elétrica polifásica por meio de um inversor polifásico. O controle da corrente fundamental foi realizado por um controlador PI-SRF, enquanto o plano harmônico foi controlado pelo CCS-MPC, resultando em um sistema com resposta dinâmica rápida e boa robustez a variações paramétricas.

Já Jiang, Mao e Cheng (2023) propuseram o desacoplamento de potência ativa em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica por meio do uso do CCS-MPC para controlar a tensão CC de um inversor monofásico. Essa abordagem eliminou a malha de controle de corrente na etapa de conversão CC-CC e obteve bons resultados tanto computacionais quanto experimentais. Por fim, com o objetivo de garantir que veículos elétricos sejam carregados de forma rápida e suave, Alkasir et al. (2021) aplicaram o CCS-MPC à estratégia de carregamento de baterias. O MPC proposto foi utilizado no controle de um inversor em ponte H, cujo modelo preditor empregou um estimador para a carga de saída.

#### 2.2.4 Comparação entre Estratégias FCS-MPC e CCS-MPC

Além da natureza da ação de controle das estratégias MPC na eletrônica de potência, esses algoritmos apresentam diversas características distintas. Como revisado por Rodrigues (2020), a frequência de operação do FCS-MPC é comumente maior que a frequência utilizada nas estruturas de controle clássicas.

Como o algoritmo FCS-MPC aplica somente uma ação de controle a cada intervalo de amostragem, naturalmente, o sistema apresenta ondulações em baixas frequências. Por outro lado, o CCS-MPC, ao incluir uma etapa de modulação, opera com uma frequência próxima à dos controladores clássicos, atendendo melhor aos requisitos de ondulação em baixas frequências. Isso significa que, normalmente, o CCS-MPC opera em frequências mais baixas do que o FCS-MPC (PREINDL; BOLOGNANI, 2013).

Além disso, como o CCS-MPC opera em frequência fixa, os problemas relacionados à qualidade de energia e às perdas por comutação, frequentemente observados no FCS-MPC, são menos comuns. Em relação ao esforço computacional das variações do MPC, ambas as estratégias apresentam tempos de cálculo similares. No entanto, ao adicionar restrições à função custo e manter o horizonte de predição de uma amostra, o FCS-MPC continua otimizando considerando um número finito de opções (GARAYALDE et al., 2019). Em contrapartida, o CCS-MPC exige um maior esforço computacional para otimizar a função custo de forma implícita.

A seguir, as informações apresentadas anteriormente são organizadas na Tabela 1, que realiza uma comparação qualitativa entre as estratégias FCS-MPC e CCS-MPC.

As características avaliadas incluem: a natureza da atuação de controle; a frequência de amostragem; a frequência de chaveamento; e o esforço computacional dos algoritmos.

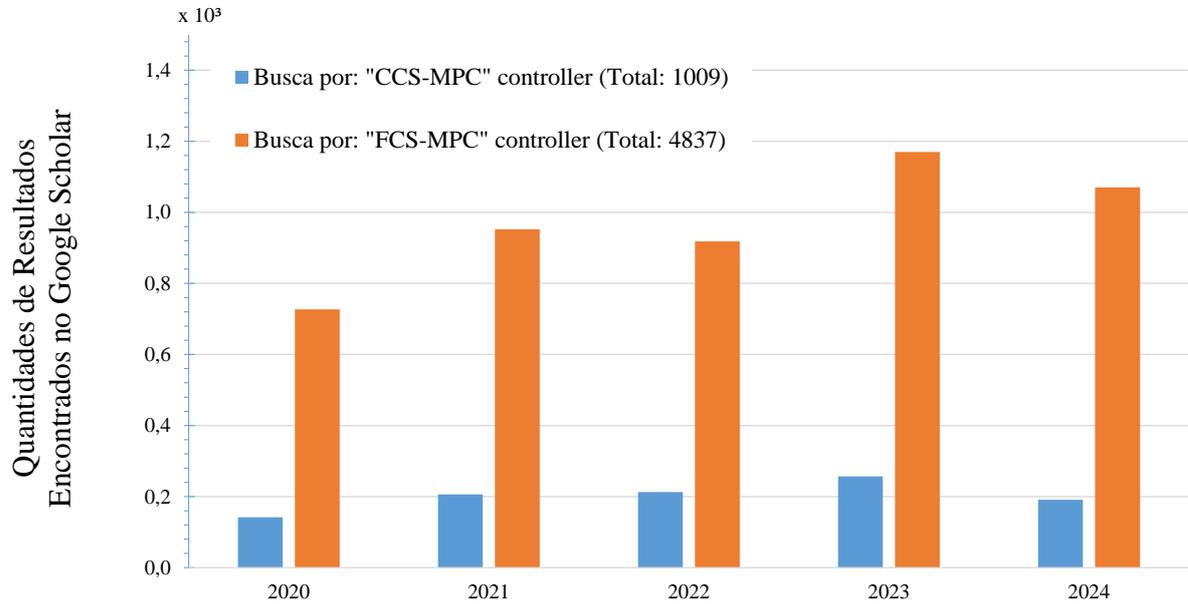
Tabela 1 – Comparação qualitativa entre as estratégias FCS-MPC e CCS-MPC.

<b>Característica</b>	<b>FCS-MPC</b>	<b>CCS-MPC</b>
Natureza de atuação	Sinal discreto. Sem necessidade de modulador.	Sinal contínuo. Com necessidade de modulador.
Frequência de amostragem	Alta. Comumente opera em altas frequências.	Baixa. Comumente opera com valores menores que o FCS-MPC.
Frequência de chaveamento	Variável.	Fixa.
Esforço computacional (para $N = 1$ )	Baixo. Independente da presença de restrições.	Baixo para casos irrestritos. Alto para casos restritos.

Fonte: Adaptado de (RODRIGUES, 2020; PREINDL; BOLOGNANI, 2013; GARAYALDE et al., 2019; RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Para compreender a importância dessas duas variações de MPC na eletrônica de potência, foi realizada uma pesquisa sobre os estudos conduzidos nos últimos cinco anos que citaram, utilizaram ou propuseram estratégias de controle MPC com conjunto de controle finito e com conjunto de controle contínuo. A Figura 9 ilustra a quantidade de resultados encontrados no *Google Scholar* ao pesquisar controladores FCS-MPC e CCS-MPC. A análise da figura demonstra que, nos últimos anos, o número de trabalhos relacionados ao FCS-MPC supera em quase cinco vezes a quantidade de estudos voltados ao CCS-MPC. Esse resultado é significativo, ressaltando que explorar o uso de FCS-MPC em conversores chaveados é uma alternativa bastante consolidada, simples e com execução direta e viável.

Figura 9 – Quantidade de resultados encontrados no Google Scholar (por ano) ao buscar palavras-chave relacionadas as estratégias FCS-MPC e CCS-MPC. Pesquisa feita em 09/02/2025.



Fonte: O Autor (2025).

### 2.3 MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE

Um sistema de controle é considerado ótimo quando, de alguma forma, seus parâmetros são ajustados de forma a minimizar algum índice de desempenho. Esses índices são métricas quantitativa que avaliam o desempenho do sistema e deve representar as especificações mais relevantes para sua operação. As métricas de avaliação de sistemas de controle são geralmente definidas de modo a sempre resultar em valores positivos ou zero, permitindo o acúmulo contínuo de informações (DORF; BISHOP, 1998). Algumas dos índices mais comuns na literatura para avaliação do erro são IAE, ITAE, ISE e ITSE, os quais são descritos a seguir.

A integral do erro quadrático (ISE – *Integral of the Squared Error*) é uma métrica de desempenho definida como:

$$ISE = \int_0^T e(t)^2 dt. \quad (2.5)$$

O limite superior  $T$  é normalmente escolhido de forma arbitrária, mas, em geral, corresponde ao tempo de assentamento do sistema. Da forma como é calculada, a métrica ISE distingue sistemas muito subamortecidos (com grandes oscilações) e sobreamortecidos (respostas lentas que inicialmente apresentam grandes erros). O valor mínimo dessa integral representa um compromisso entre o tempo de resposta e o sobressinal excessivo, resultando em um sistema que oscile pouco, mas que não seja excessivamente lento (DORF; BISHOP, 1998).

Outra métrica comumente utilizada é obtida ao integrar o erro absoluto do sistema de controle (IAE – *Integral of the Absolute Error*), que pode ser expressa como:

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt. \quad (2.6)$$

Diferentemente o ISE, que penaliza mais fortemente erros de maior magnitude, o IAE atribui penalizações iguais a erros grandes e pequenos. Dessa forma, otimizações utilizando o IAE tendem a resultar em sistemas com menor oscilação do que aqueles que usam o ISE, mas com um tempo de resposta maior.

As figuras de mérito ISE e IAE penalizam os grande erros iniciais, avaliando positivamente resposta com bons transitório. Para avaliar melhor a resposta em regime permanente, é necessário diminuir a contribuição dos erros iniciais. Isso pode ser feito ao adicionar uma variável de tempo na integral, gerando, assim, dois outros índices de desempenho. Uma primeira alternativa para a implementação dessa abordagem é o ITAE (*Integral of Time-weighted by Absolute Error*, ou a integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto), que é definido da seguinte forma:

$$\text{ITAE} = \int_0^T t|e(t)| dt. \quad (2.7)$$

Alternativamente, também pode-se utilizar o ITSE, definido como:

$$\text{ITSE} = \int_0^T te(t)^2 dt, \quad (2.8)$$

que representa a integral do erro quadrático multiplicado pelo tempo (*Integral of Time-weighted by Squared Error*). Entre as quatro figuras de mérito apresentadas, o ITAE é o índice com maior sensibilidade, em que pequenas variações nos parâmetros do sistema resultam em um grande afastamento do valor mínimo anterior e o valor após as variações (DORF; BISHOP, 1998; CARMO et al., 2006).

Um sistema de controle ótimo é obtido ao minimizar sua operação para um índice de desempenho. Entretanto, os valores ótimo dos parâmetros do sistema depende diretamente do índice utilizado. Isso também significa que, ao utilizar uma outra métrica de desempenho nesse controle ótimo, a nova figura de mérito não necessariamente será minimizada. Dessa forma, o IAE, ITAE, ISE e ITSE indicam uma faixa de parâmetros que resultam em um sistema com bom desempenho, em que alguns apresentam respostas transitórias melhores, enquanto outros proporcionam melhor comportamento em regime permanente.

## 2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram apresentadas algumas estratégias de controle que podem ser usadas em conversores chaveados, visando proporcionar um melhor entendimento do cenário

atual na literatura. Além disso, também foram apresentando alguns conceitos operacionais relacionados ao MPC, o que permitiu um melhor entendimento da sua aplicabilidade em sistemas de controle. Ao aprofundar a utilização do MPC na eletrônica de potência e revisar trabalhos recentes da literatura, foi possível compreender a compatibilidade dessa estratégia com o controle de conversores chaveados.

Ao comparar os estudos realizados com MPC na área de eletrônica de potência, foi possível observar que o FCS-MPC é a aplicação mais promissora, sendo amplamente trabalhada na literatura. Trabalhos como os desenvolvidos por Zafra et al. (2024), Keusch, Loeliger e Geyer (2023), e Zafra et al. (2023), que focam em utilizar o FCS-MPC com longos horizontes de predição a partir do uso de algoritmos de escolha, demonstram alguns dos avanços recentes realizados nessa linha de pesquisa. Dessa forma, o presente trabalho se concentrará em investigar o uso do FCS-MPC no conversor *buck*, visando compreender as aplicações básicas e, assim, expandir o estudo para algoritmos mais complexos. Por fim, a explanação das métricas de desempenho serve de base para a aplicação da estratégia FCS-MPC, sendo utilizadas para avaliar os resultados obtidos no Capítulo 4.

### 3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM RESTRIÇÃO DE FUNÇÃO CUSTO

Este capítulo apresenta o desenvolvimento da aplicação do modelo preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito a um conversor chaveado *buck*. São abordados a modelagem do conversor, a metodologia utilizado para a validação da modelagem matemática e o desenvolvimento necessário para a obtenção do modelo preditivo no domínio do tempo discreto. Também é exposto o desempenho dos sistemas de controle utilizando o FCS-MPC com função custo de erro quadrático, FCS-MPC com restrição condicional e FCS-MPC com restrições na função custo. Estes dois últimos representam contribuições propostas neste trabalho.

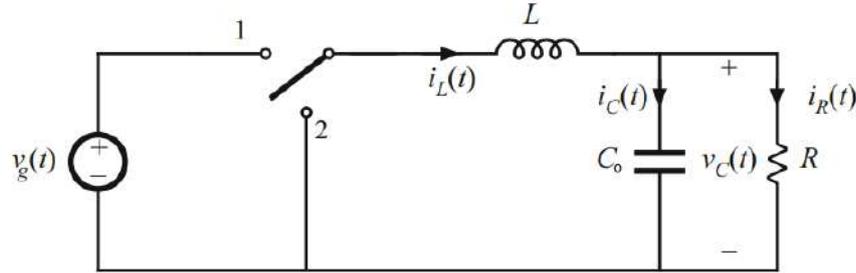
#### 3.1 MODELAGEM DO CONVERSOR AVALIADO

O modelo preditivo utilizado pelo algoritmo do MPC é uma representação em espaço de estados no tempo discreto, sendo necessário obter as equações dinâmicas que representam totalmente o conversor avaliado (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Entretanto, devido ao fato de ser um conversor chaveado, o mesmo não pode ser representado somente por uma equação dinâmica, pois os estados de condução e não-condução da chave eletrônica modificam a natureza da planta e, conseqüentemente, sua representação em espaço de estados.

Com o objetivo de aplicar o MPC com um conjunto finito de controle (FCS-MPC), o modelo do sistema pode ser representado conforme a natureza discreta do conversor, em que cada configuração possível do circuito é descrita por um modelo matemático. Assim, esta seção apresenta o conversor avaliado, em termos de topologia e operação, e o processo de obtenção dos modelos inicialmente no domínio do tempo contínuo. Para aplicação do algoritmo, é detalhada a discretização dos modelos para o tempo discreto.

##### 3.1.1 Descrição do Conversor *Buck*

O conversor *buck*, também denominado de conversor abaixador, tem como princípio converter uma tensão de entrada, idealmente constante, em uma tensão de saída com valor médio inferior (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). O circuito ideal desse conversor pode ser visto na Figura 10, sendo composto por uma chave ideal de duas posições, um indutor ( $L$ ), um capacitor ( $C_o$ ) e uma resistência para representar a carga ( $R$ ).

Figura 10 – Circuito ideal do conversor *buck* com carga resistiva.

Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

Para a compreensão da operação do conversor *buck*, é conveniente definir o ciclo de trabalho, denominada pela variável  $d(t)$ , a qual representa a fração de tempo que a chave está em condução, ou seja, em sua etapa ativa (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020). O ciclo de trabalho é um valor escalar entre 0 e 1, isto é, ele define o percentual do período de chaveamento ( $T_{sw}$ ) que representa a etapa ativa. Sua relação com o período de chaveamento e o tempo em que a chave está ativa ( $t_{on}$ ) é dada pela seguinte equação:

$$d(t) = \frac{t_{on}}{T_{sw}}. \quad (3.1)$$

Também convém definir o complemento do ciclo de trabalho, que define a fração de tempo em que a chave não está conduzindo (na etapa desativa), denominado pela variável  $d'(t)$  e equacionado como:

$$d'(t) = 1 - d(t) = \frac{t_{off}}{T_{sw}}, \quad (3.2)$$

em que  $t_{off}$  é o tempo em que o sistema permanece na etapa desativa. Por fim, o período de chaveamento é determinado pela soma do tempo ativo e do tempo desativo, ou seja,

$$T_{sw} = t_{on} + t_{off}. \quad (3.3)$$

Em regime permanente, o conversor *buck* apresenta a seguinte relação entrada-saída:

$$V_C = D \cdot V_g, \quad (3.4)$$

em que  $D$  é o valor médio de operação da razão cíclica,  $V_C$  é a tensão média de saída e  $V_g$  a tensão média de entrada. Como a variável  $d(t)$  varia entre 0 e 1, a tensão de saída apresenta a excursão máxima:

$$0 \leq V_C \leq V_g. \quad (3.5)$$

O desenvolvimento das equações em regime permanente do conversor *buck* pode ser encontrado em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) e (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

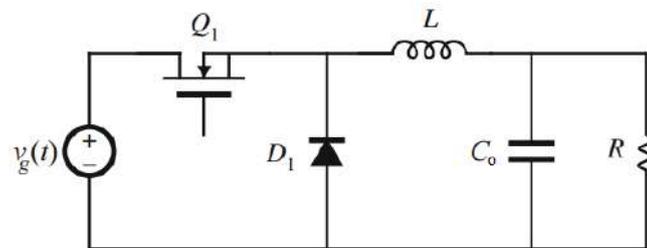
Como enfatizado por Mohan, Undeland e Robbins (2003), o circuito ideal da Figura 10 apresenta duas desvantagens notáveis:

1. Em sistemas práticos, a carga pode se apresentar com uma parcela indutiva, mesmo em cargas idealmente resistivas. Em decorrência disso, a chave absorve e dissipa energia, o que pode resultar em danos irreparáveis;

2. A tensão de saída, limitada entre zero e o valor médio da tensão de entrada, restringe as aplicações do conversor.

Nesse contexto, o problema da absorção de energia pela chave é resolvido adicionando-se um diodo ao circuito, além da presença do MOSFET (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor, do inglês *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*), como descrito por Erickson e Maksimović (2020), resultando na sua topologia não-ideal. A Figura 11 ilustra a topologia não-ideal do conversor *buck*, com o diodo representado por  $D_1$  e a chave eletrônica representada por  $Q_1$ . Dessa forma, a conversão de energia consiste no fornecimento de energia da fonte de entrada para os componentes da saída quando o diodo estiver reversamente polarizado e o MOSFET conduzindo. Quando o MOSFET não estiver conduzindo, a corrente do indutor flui através do diodo, transferindo parte de sua energia para a carga (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Figura 11 – Circuito prático realizável do conversor *buck* com carga resistiva.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

Nessa topologia, o indutor ( $L$ ) e o capacitor ( $C_o$ ) operam como um filtro passa-baixa, que é comumente projetado para apresentar uma frequência de corte muito menor que a frequência de chaveamento do conversor, diminuindo assim bastante a ondulação da tensão de saída. Quando não é possível o projeto de um indutor e capacitor que resultem em uma frequência de corte suficientemente baixa, o projeto é feito para menor frequência de corte possível, a fim de simplificar o projeto de um outro filtro de saída (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

### 3.1.2 Modelagem do Conversor *Buck*

O modelo do conversor *buck* pode ser obtido avaliando separadamente suas etapas ativa e desativa. Com base na Figura 10, observa-se que a etapa ativa corresponde à chave na posição 1 e, conseqüentemente, a etapa desativa corresponde à chave na posição 2. Assim, considerando que a representação em espaço de estados da etapa ativa é indicada pelo subíndice 1 e que a representação da etapa desativa é indicada pelo subíndice 2, tem-se que o sistema como um todo é representado por

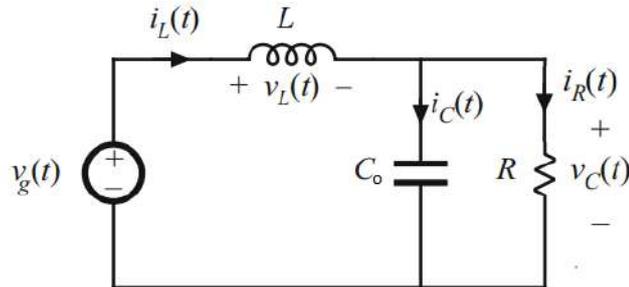
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) \\ y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \end{cases}, \quad (3.6)$$

para a etapa ativa, e por

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \end{cases}, \quad (3.7)$$

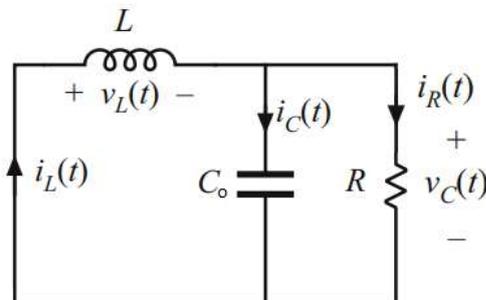
para a etapa desativa. A configuração do circuito para a etapa ativa pode ser observada na Figura 12, enquanto a etapa desativa é ilustrada na Figura 13.

Figura 12 – Circuito elétrico equivalente para a etapa ativa do conversor *buck* com carga resistiva.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

Figura 13 – Circuito elétrico equivalente para a etapa desativa do conversor *buck* com carga resistiva.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

A quantidade de variáveis de estado está intimamente relacionada à ordem do sistema, ou seja, se o sistema for de ordem  $n$ , existem  $n$  variáveis  $x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)$  que determinam por completo a dinâmica do sistema (OGATA, 1995). Além disso, em um sistema físico, a ordem do sistema é definido pela quantidade de elementos armazenadores de energia (desde que não sejam redundantes). Dessa forma, as variáveis de estado podem ser definidas como grandezas que estão associados a esses elementos armazenadores de energia.

O equacionamento do circuito equivalente para a etapa ativa (Figura 12) baseia-se na aplicação das Leis de Kirchhoff das Correntes e Tensões para encontrar equações que relacionem a derivada no tempo das variáveis de estado com expressões que contêm essas variáveis e as entradas do sistema. Os elementos armazenadores de energia do conversor são o indutor e o capacitor, assim, uma escolha adequada é definir  $v_C(t)$  e  $i_L(t)$  como variáveis de estado. Além disso, a entrada do sistema é definida como  $v_g(t)$ , enquanto a

saída corresponde à tensão sobre a carga,  $v_C(t)$ . Assim, define-se os vetores de estados, entrada e saída como:

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}, \quad (3.8a)$$

$$u(t) = v_g(t), \quad (3.8b)$$

$$y(t) = v_C(t). \quad (3.8c)$$

A partir das correntes do indutor, capacitor e resistor, obtém-se:

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) = C_o \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{R} v_C(t), \quad (3.9)$$

que pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} v_C(t) + \frac{1}{C_o} i_L(t). \quad (3.10)$$

Ao aplicar a Lei das Tensões de Kirchhoff no circuito da Figura 12, observa-se que a tensão de entrada deve ser igual à soma da tensão no capacitor com a tensão do indutor. Ou seja, a aplicação da Lei das Tensões de Kirchhoff resulta em:

$$v_g(t) = v_L(t) + v_C(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t), \quad (3.11)$$

que pode ser reorganizada como:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_C(t) + \frac{1}{L} v_g(t). \quad (3.12)$$

Dessa forma, a etapa ativado do conversor *buck* é representada completamente pelas seguintes equações dinâmicas:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} v_C(t) + \frac{1}{C_o} i_L(t), \quad (3.13a)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_C(t) + \frac{1}{L} v_g(t), \quad (3.13b)$$

que, no formato matricial, são representadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_C(t) \\ \dot{i}_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} v_g(t). \quad (3.14)$$

Por outro lado, a etapa desativa do sistema resulta no circuito equivalente exposto na Figura 13 e apresenta a seguinte expressão para a Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) = C_o \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{R} v_C(t), \quad (3.15)$$

a qual pode ser reescrita como:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} v_C(t) + \frac{1}{C_o} i_L(t). \quad (3.16)$$

Para a etapa desativa, ao aplicar a Lei das Tensões de Kirchhoff no circuito da Figura 13, observa-se que a relação entre as tensões do sistema é dada por:

$$0 = v_L(t) + v_C(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t), \quad (3.17)$$

que pode ser reorganizada de modo a obter:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_C(t). \quad (3.18)$$

Portanto, as seguintes equações representam completamente o sistema quando está operando na etapa desativa:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} v_C(t) + \frac{1}{C_o} i_L(t), \quad (3.19a)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_C(t), \quad (3.19b)$$

que, no formato matricial, são representadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_C(t) \\ \dot{i}_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t). \quad (3.20)$$

Uma vez que a saída do sistema, definida anteriormente, é uma variável de estado, sua expressão é relativamente simples, permanecendo a mesma em ambas etapas de chaveamento:

$$y(t) = v_C(t). \quad (3.21)$$

Assim, ao utilizar o vetor de estados e o vetor de saída para representar a equação de saída no formato matricial, tem-se que:

$$v_C(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} v_g(t). \quad (3.22)$$

Finalmente, conforme a representação descrita pelas Equações (3.6) e (3.7), as matrizes de interesse das etapas de chaveamento do conversor *buck* são definidas como:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.23a)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad (3.23b)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.23c)$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.23d)$$

$$E_1 = E_2 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}. \quad (3.23e)$$

### 3.1.3 Validação do Modelo

A validação do modelo obtido anteriormente é realizada por meio da comparação da resposta dinâmica do conversor *buck*, em simulação, com a resposta dinâmica de um modelo linear obtido a partir das Equações (3.6) e (3.7). As respostas dinâmicas são comparadas de duas formas distintas: a primeira consiste em observar a resposta no domínio, comparando a evolução das variáveis de estados no tempo; e a segunda forma envolve a obtenção do diagrama de Bode a partir de uma varredura em frequência nos sinais de entrada dos sistemas.

Antes de discutir a validação do modelo, é necessário obter um modelo médio que represente o conversor alvo. Este modelo deve combinar as etapas ativa e desativa do conversor em um único conjunto de equações. Para isso, é necessário integrar as dinâmicas das duas etapas e expressá-las de forma que representem o comportamento médio do sistema. Para tanto, o conversor *buck* estudado é implementado considerando os parâmetros expostos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros gerais do conversor *buck* estudado.

Símbolo	Descrição	Valor
$R$	Resistência da carga de saída do conversor	10 $\Omega$
$L$	Indutância do conversor	3 $\mu\text{H}$
$C_o$	Capacitância de saída do conversor	30 $\mu\text{F}$
$V_g$	Tensão de entrada do conversor	200 V
$D$	Ponto de operação do ciclo de trabalho	50,00%
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento do conversor	10 kHz

Fonte: O Autor (2025).

### 3.1.3.1 Obtenção do Modelo Médio

Conforme exposto em Erickson e Maksimović (2020), é possível obter um modelo linear que representa a dinâmica média dos conversores chaveados ao ponderar os modelos obtidos para cada etapa de condução por um fator que representa o percentual de tempo que cada configuração permanece durante um período de chaveamento. Para garantir que o modelo médio seja linear, é necessário operar considerando que os sinais do sistema apresentem apenas pequenas variações em torno de valores médios, para os quais é definido um ponto de operação, e o modelo é linearizado em torno desse ponto. Além de ser utilizado na validação dos modelos de cada etapa, o modelo médio também é aplicado no projeto de controladores clássicos.

Em relação ao conversor *buck*, o sistema apresenta somente dois modos de operação, com o primeiro durando  $d(t)T_{sw}$  e o segundo durando  $d'(t)T_{sw}$ . Assim, o conversor pode ser descrito pelas seguintes equações:

$$\dot{x}(t) = \frac{d(t)}{d(t) + d'(t)} \cdot (A_1x(t) + B_1u(t)) + \frac{d'(t)}{d(t) + d'(t)} \cdot (A_2x(t) + B_2u(t)), \quad (3.24a)$$

$$y(t) = \frac{d(t)}{d(t) + d'(t)} \cdot (C_1x(t) + E_1u(t)) + \frac{d'(t)}{d(t) + d'(t)} \cdot (C_2x(t) + E_2u(t)), \quad (3.24b)$$

onde as equações são divididas pela unidade, visto que  $d(t) + d'(t) = 1$ . Assim, reorganizando as Equações (3.24a) e (3.24b), é possível obter o modelo médio não-linear descrito a seguir:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + (A_1 - A_2)d(t)x(t) + (B_1 - B_2)d(t)u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) + (C_1 - C_2)d(t)x(t) + (E_1 - E_2)d(t)u(t) \end{cases}. \quad (3.25)$$

Esse modelo resulta em uma representação não-linear no espaço de estados, refletindo as características médias do conversor ao longo do período de chaveamento.

Devido às não-linearidades, é necessário definir o sistema em pequenos sinais, onde os sinais de interesse, presentes nas equações anteriores, são representados pela soma de uma componente estática (seu ponto quiescente) e uma componente alternada de baixíssima amplitude. Assim, são definidas as seguintes condições de pequenos sinais:

$$x(t) = X + \hat{x}(t), \quad \text{com } |\hat{x}(t)| \ll |X|, \quad (3.26a)$$

$$y(t) = Y + \hat{y}(t), \quad \text{com } |\hat{y}(t)| \ll |Y|, \quad (3.26b)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t), \quad \text{com } |\hat{u}(t)| \ll |U|, \quad (3.26c)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t), \quad \text{com } |\hat{d}(t)| \ll |D|. \quad (3.26d)$$

Ao aplicar as condições definidas pela Equação (3.26) na Equação (3.25) e desprezar os termos de ordem elevada, fazendo  $\hat{d}(t)\hat{x}(t) \approx 0$  e  $\hat{d}(t)\hat{u}(t) \approx 0$ , obtém-se a representação

de pequenos sinais no espaço de estados médio, dada por:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_m \hat{x}(t) + \begin{bmatrix} B_m & (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \\ \hat{y}(t) = C_m \hat{x}(t) + \begin{bmatrix} E_m & (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \end{cases}, \quad (3.27)$$

na qual as matrizes médias são definidas como:

$$A_m = DA_1 + (1 - D)A_2, \quad (3.28a)$$

$$B_m = DB_1 + (1 - D)B_2, \quad (3.28b)$$

$$C_m = DC_1 + (1 - D)C_2, \quad (3.28c)$$

$$E_m = DE_1 + (1 - D)E_2, \quad (3.28d)$$

e as equações de regime permanente do conversor são obtidas da seguinte forma:

$$\begin{cases} 0 = A_m X + B_m U \\ Y = C_m X + E_m U \end{cases}. \quad (3.29)$$

É importante destacar que, para o conversor *buck* analisado neste trabalho, as variáveis de interesse são:

$$X + \hat{x}(t) = \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{v}_C(t) \\ \hat{i}_L(t) \end{bmatrix}, \quad (3.30a)$$

$$Y + \hat{y}(t) = V_C + \hat{v}_C(t), \quad (3.30b)$$

$$U + \hat{u}(t) = V_g + \hat{v}_g(t). \quad (3.30c)$$

### 3.1.3.2 Validação do Modelo no Domínio do Tempo

Para a avaliação do modelo no domínio do tempo, o conversor em simulação é comparado com as funções de transferência do modelo linear quanto ao comportamento das variáveis de estados, que são a corrente do indutor e a tensão de saída do conversor. Para isso, os dois sistemas são submetidos a três condições, enumeradas a seguir:

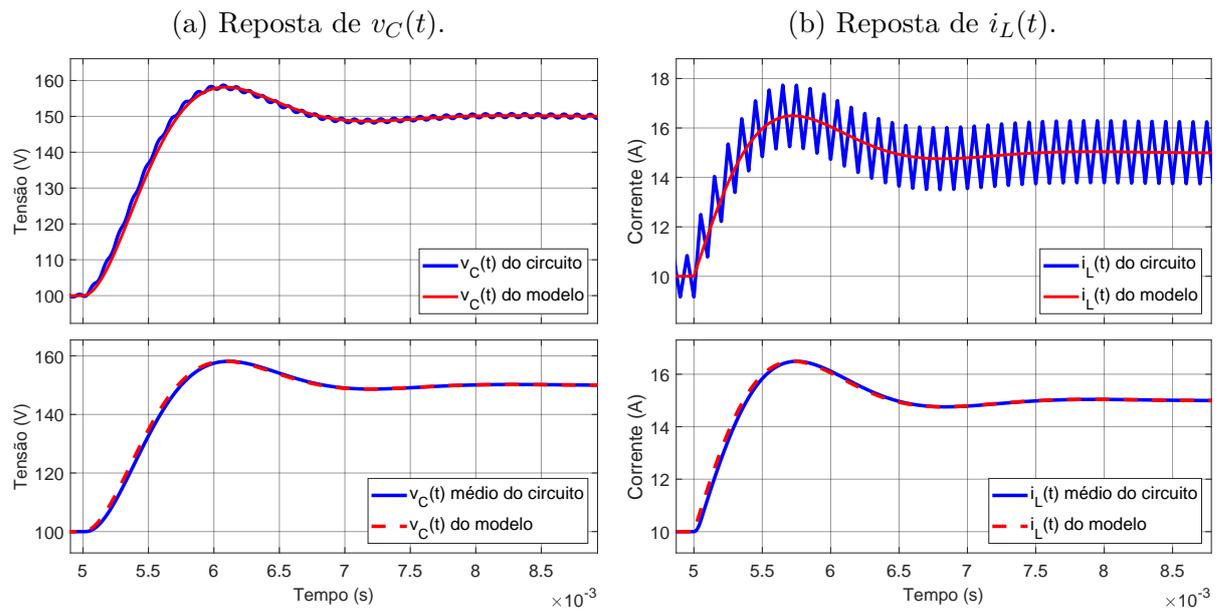
1. Degrau em  $V_g$  da forma  $\hat{v}_g(t) = 0,5 \cdot V_g$ , com  $\hat{d}(t) = 0$ ;
2. Degrau em  $D$  da forma  $\hat{d}(t) = 0,25 \cdot D$ , com  $\hat{v}_g(t) = 0$ ;
3. Degrau em  $V_g$  e  $D$  das formas  $\hat{v}_g(t) = 0,02 \cdot V_g$  e  $\hat{d}(t) = 0,02 \cdot D$ .

Cada degrau é realizado após o sistema entrar em regime permanente no ponto de operação definido na Tabela 2. Em seguida, são observadas as curvas no tempo de  $v_C(t)$  e  $i_L(t)$ .

A operação do sistema para Item 1 é exposta na Figura 14. Como o valor da componente alternada do ciclo de trabalho é nulo, o sistema se reduz exatamente à dinâmica

média do conversor, o que pode ser visto ao fazer  $\hat{d}(t) = 0$  na Equação (3.27). Os pequenos desvios presentes na resposta transitória é devido a presença de um modulador PWM na operação do conversor e um filtro para calcular o valor médio da sua tensão de saída, o que contribui com atrasos no tempo. Isso se repete para os outros itens analisados, mas não compromete a acurácia das respostas obtidas. O código desenvolvido para extrair as funções de transferência lineares das equações em espaço de estados pode ser encontrado no Apêndice A.

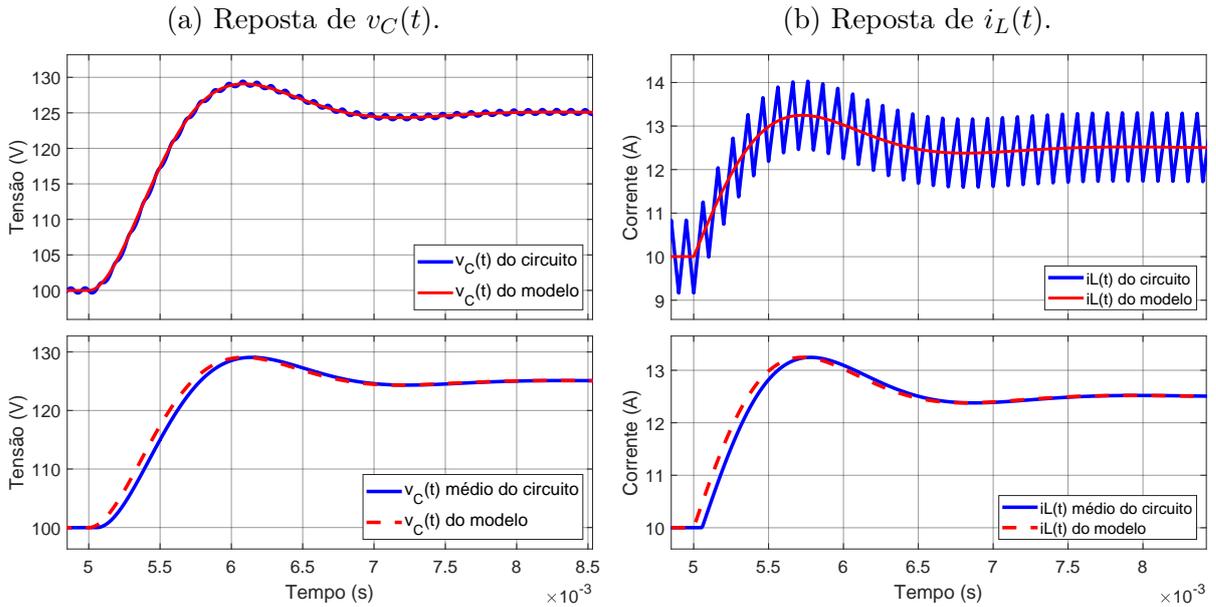
Figura 14 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 50,00% em  $v_g(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

A avaliação do Item 2 resulta na Figura 15. Como o conversor *buck* apresenta as matrizes  $A_1$  e  $A_2$  iguais, o erro devido à linearização seria dado pelo fator  $(B_1 - B_2)\hat{v}_g(t)\hat{d}(t)$ . Porém, como o Item 2 define  $\hat{v}_g(t) = 0$ , o modelo continua representando a dinâmica média do conversor. Assim, mesmo com um aumento de 25,00% em  $D$ , o modelo médio se mantém acurado.

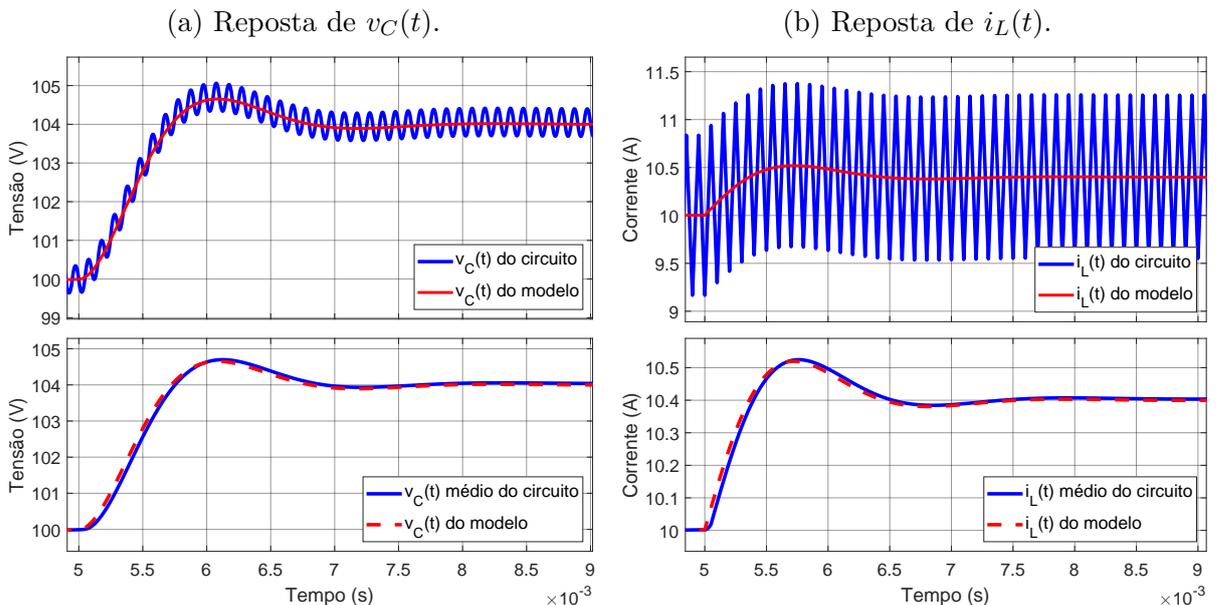
Figura 15 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 25,00% em  $d(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

Por fim, a validação pelo Item 3 aplica pequenas variações nos pontos de operações, simultaneamente, nas duas entradas do sistema. As respostas das variáveis de estados estão presentes na Figura 16. A dinâmica do modelo apresenta um desvio ligeiramente maior, em regime permanente, quando comparado com as avaliações anteriores, o que ocorre devido à variação simultânea nas duas entradas do sistema. Dessa forma, as avaliações no domínio do tempo demonstram que o modelo linear para pequenos sinais converge para a resposta do conversor *buck*.

Figura 16 – Resposta do conversor e do modelo para um degrau de 2,00% em  $v_g(t)$  e 2,00% em  $d(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

### 3.1.3.3 Validação do Modelo no Domínio da Frequência

A validação do modelo no domínio da frequência consiste em aplicar na entrada do conversor a componente estática somada a uma componente senoidal de baixíssima amplitude, cuja frequência é variada dentro de uma faixa predefinida. O sinal de saída do conversor é medido e, em seguida, a transformada de Fourier é aplicada para avaliar o impacto da componente senoidal na saída. Por fim, a magnitude e fase da componente senoidal presente no sinal de saída são comparadas com as da respectiva entrada para determinar o ganho e o defasamento do conversor para a frequência avaliada.

A varredura em frequência é feita em duas partes separadas: uma para obter a resposta em frequência em relação à tensão de entrada; e a outra para obter a resposta devido ao ciclo de trabalho. O Apêndice B apresenta o código na linguagem MATLAB utilizado para validar os modelos. Para a resposta da função de transferência  $\hat{v}_C(s)/\hat{v}_g(s)$ , os sinais de entrada foram definidos como:

$$v_g(t) = V_g + \frac{V_g}{100} \cdot \text{sen}(2\pi ft), \quad (3.31a)$$

$$d(t) = D. \quad (3.31b)$$

Por outro lado, para obter a resposta da função de transferência  $\hat{v}_C(s)/\hat{d}(s)$ , os sinais de entrada foram definidos como:

$$v_g(t) = V_g, \quad (3.32a)$$

$$d(t) = D + \frac{D}{100} \cdot \text{sen}(2\pi ft). \quad (3.32b)$$

Os sinais alternados apresentam uma amplitude igual à 1,00% da componente quiescente e a frequência do sinal alternado ( $f$ ) varia conforme definido na Tabela 3. Além disso, a tabela também apresenta os demais parâmetros utilizados para a varredura em frequência do conversor. A faixa de frequência abrange valores a partir de 10 Hz, tendo como limite superior a frequência de chaveamento do conversor. Os resultados foram obtidos a partir de 100 simulações realizadas na faixa de 10 Hz a 10 kHz.

Para a implementação dessa avaliação, a frequência de chaveamento do PWM foi atualizada conforme o valor atual da frequência  $f$ , mantendo sempre uma relação de pelo menos 100 vezes maior. No entanto, essa frequência não pode ser menor que o valor mínimo definido para a operação (Tabela 3), garantindo que o conversor *buck* opere no modo de condução contínua. Além disso, o tempo de duração das simulações foi definido como 14 vezes o período do sinal alternado, mas não podendo durar menos que 13,2 ms, intervalo de tempo equivalente a cinco constantes de tempo do conversor em malha aberta. Por fim, cada nova simulação foi iniciada a partir do regime permanente obtido na simulação anterior, e um tempo mínimo foi estabelecido para assegurar que o conversor atinja o regime permanente antes da coleta dos resultados.

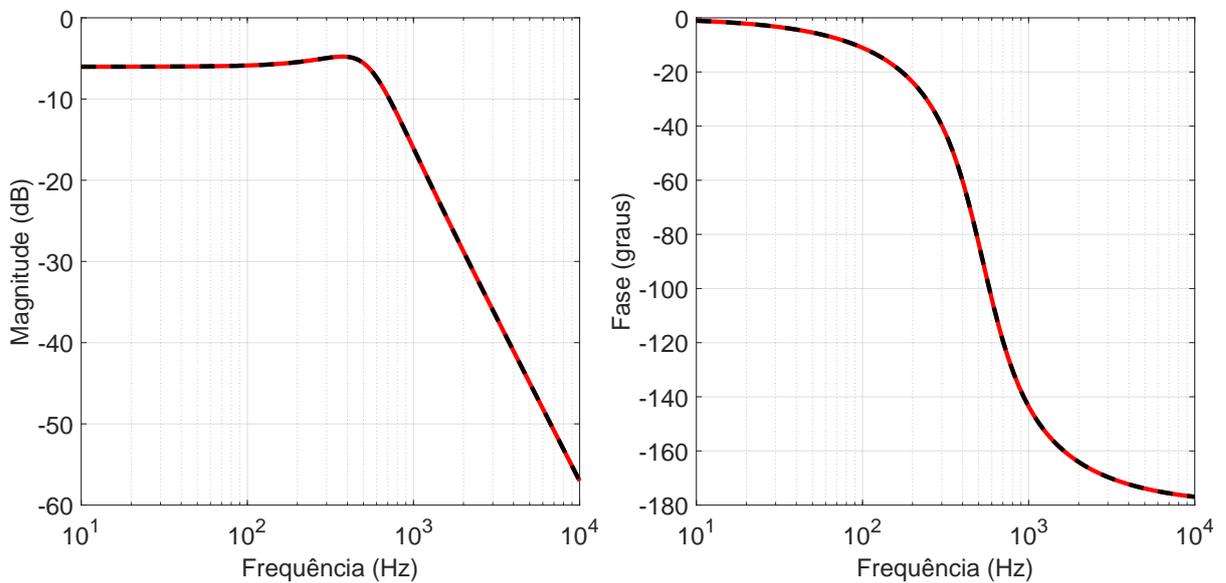
Tabela 3 – Parâmetros para obtenção da resposta em frequência do conversor *buck*.

Parâmetro	Valor
Faixa de frequência ( $f$ ) para $v_g(t)$	10 Hz a 10000 Hz
Faixa de frequência ( $f$ ) para $d(t)$	10 Hz a 10000 Hz
Quantidade de simulações	100
Frequência mínima do PWM	10 kHz
Frequência máxima do PWM	$100 \cdot f$
Tempo mínimo de simulação	13,2 ms
Tempo máximo de simulação	$14/f$
Valor percentual da componente alternada	1,00%
Condições iniciais	Regime permanente

Fonte: O Autor (2025).

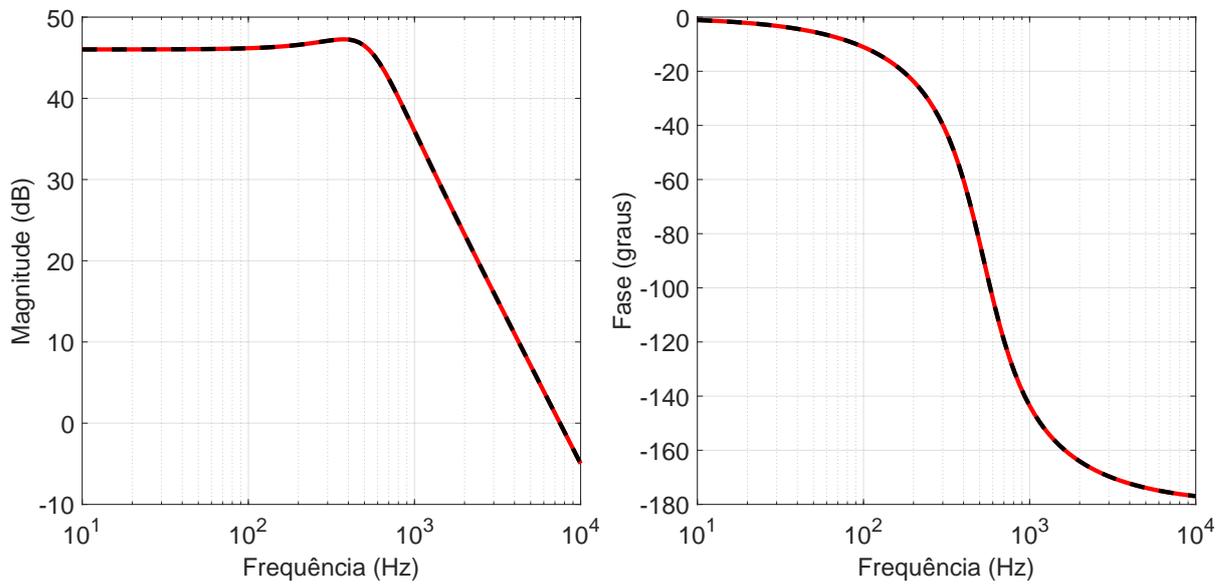
Os resultados da varredura em frequência estão expostos nas Figuras 17 e 18, demonstrando uma alta acurácia entre o modelo linearizado obtido e a operação do conversor *buck*. As curvas refletem a ressonância causada pelos polos complexos conjugados, bem como a correspondente queda de  $180^\circ$  na curva de fase.

Figura 17 – Curvas de Bode da função de transferência  $\hat{v}_C(s)/\hat{v}_g(s)$ . Comparação entre o conversor (vermelho) e o modelo linearizado (preto tracejado).



Fonte: O Autor (2025).

Figura 18 – Curvas de Bode da função de transferência  $\hat{v}_C(s)/\hat{d}(s)$ . Comparação entre o conversor (vermelho) e o modelo linearizado (preto tracejado).



Fonte: O Autor (2025).

### 3.1.4 Discretização do Modelo em Espaço de Estados

Como enfatizado anteriormente, o MPC é uma aplicação de controle ótimo, cuja implementação ocorre de forma digital, que demanda o uso do modelo que representa a planta (obtido previamente no domínio da amostra  $k$ ). Nessa estratégia de controle, o modelo discreto atua como preditor, sendo utilizado para obter uma previsão futura do valor das variáveis de estado. Para isso, idealmente, o método de discretização utilizado deve aproximar a derivada contínua por uma expressão que explicitamente seu valor futuro. Com base nessa necessidade, o método de discretização conhecido como “Euler *Forward*” é amplamente utilizado nessa aplicação, sendo considerado o método canônico (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; GEYER, 2016).

O método Euler *Forward*, ou método das diferenças para frente, consiste em aproximar a derivada de uma variável contínua, neste caso, o vetor de estado  $x(t)$ , por seus valores futuros, da seguinte forma (OGATA, 1995):

$$\dot{x}(t) \cong \frac{x(kT_s + T_s) - x(kT_s)}{T_s}, \quad (3.33)$$

ou, no domínio da amostra,

$$\dot{x}(t) \cong \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}, \quad (3.34)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem e  $k$  indica o instante de tempo discreto. Dessa forma, os modelos apresentados anteriormente neste trabalho podem ser representados no tempo discreto como:

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} = A\mathbf{x}(k) + B\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) + E\mathbf{u}(k) \end{cases}. \quad (3.35)$$

É importante perceber que a Equação (3.35) pode ser manipulada de modo obter a seguinte representação discreta em espaço de estados:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = (I + T_s A)\mathbf{x}(k) + T_s B\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) + E\mathbf{u}(k) \end{cases}. \quad (3.36)$$

Existem diversos métodos de discretização de sistemas contínuos em sistemas discretos. Entretanto, visando obter as amostras futuras (um modelo preditor), o método das diferenças para frente satisfaz os requisitos, além de permitir a fácil obtenção da matriz de estado, da matriz de entrada, da matriz de saída e da matriz de transmissão direta, agora no domínio discreto.

Nesse contexto, a representação em espaço de estados discreto para a etapa ativa é obtida conforme desenvolvimento a seguir:

$$x(k+1) = \left( \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \right) x(k) + T_s \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u(k), \quad (3.37a)$$

$$\therefore \begin{bmatrix} v_C(k+1) \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC_o} & \frac{T_s}{C_o} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} v_g(k). \quad (3.37b)$$

Dessa forma, o modelo preditor de uma amostra futura para a etapa ativa apresenta as seguintes predições para a corrente do indutor e a tensão de saída:

$$i_L(k+1) = -\frac{T_s}{L}v_C(k) + i_L(k) + \frac{T_s}{L}v_g(k), \quad (3.38a)$$

$$v_C(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)v_C(k) + \frac{T_s}{C_o}i_L(k). \quad (3.38b)$$

Analogamente, as matrizes correspondentes à etapa desativa, presente na Equação (3.23), são substituídas na Equação (3.36), resultando em:

$$x(k+1) = \left( \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \right) x(k) + T_s \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k), \quad (3.39a)$$

$$\therefore \begin{bmatrix} v_C(k+1) \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC_o} & \frac{T_s}{C_o} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix}, \quad (3.39b)$$

Portanto, o modelo preditor de uma amostra futura para a etapa desativa apresenta as seguintes predições para a corrente do indutor e a tensão de saída:

$$i_L(k+1) = -\frac{T_s}{L}v_C(k) + i_L(k), \quad (3.40a)$$

$$v_C(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)v_C(k) + \frac{T_s}{C_o}i_L(k). \quad (3.40b)$$

Ao comparar as Equações (3.38b) e (3.40b), é possível notar que as duas predições para uma amostra futura são iguais. Ou seja, independentemente do modo de condução da chave do conversor *buck*, os modelos obtidos para uma amostra discreta à frente terão sempre o mesmo valor, fazendo com que a chave permaneça em uma única posição e tornando inviável a aplicação desse modelo em específico. A solução desse problema consiste em aumentar o horizonte de predição em uma amostra, fazendo o preditor retornar a tensão de saída em  $k+2$ . Para isso, é necessário obter as equações para as quatro possibilidades de chaveamento em dois períodos de amostragem. Ou seja, das etapas ativa e desativa, a ação de controle  $g(k+1)$  pode manter ou mudar o estado da chave.

Para a sequência de ações definidas por  $g(k) = 1$  e  $g(k + 1) = 1$ , tem-se a seguinte predição de tensão:

$$v_C(k + 2) = \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k + 1) + \frac{T_s}{C_o} i_L(k + 1), \quad (3.41a)$$

$$\therefore v_C(k + 2) = \left[\left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s^2}{LC_o} v_g(k), \quad (3.41b)$$

em que as variáveis no instante  $k + 1$  foram determinadas pela ação  $g(k)$ , ou seja, são definidas pela Equação (3.38). Da mesma forma, para a corrente do indutor a predição resulta em:

$$i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} v_C(k + 1) + i_L(k + 1) + \frac{T_s}{L} v_g(k + 1), \quad (3.42a)$$

$$\therefore i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s}{L} v_g(k) + \frac{T_s}{L} v_g(k + 1). \quad (3.42b)$$

Outra possibilidade de atuação é realizar  $g(k + 1) = 0$  a partir da etapa ativa anterior, resultando na seguinte previsão de tensão e corrente:

$$v_C(k + 2) = \left[\left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s^2}{LC_o} v_g(k), \quad (3.43a)$$

$$i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s}{L} v_g(k). \quad (3.43b)$$

Na Equação (3.43), as variáveis no instante  $k + 1$  foram determinadas pela Equação (3.38).

Nos casos em que  $g(k) = 0$ , tem-se mais duas possibilidades de atuação. A primeira consiste em mudar o estado da chave, da etapa desativa para a etapa ativa. Assim, as variáveis no instante  $k + 1$  estão definidas na Equação (3.40), resultando na seguinte previsão da tensão de saída:

$$v_C(k + 2) = \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k + 1) + \frac{T_s}{C_o} i_L(k + 1), \quad (3.44a)$$

$$\therefore v_C(k + 2) = \left[\left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k). \quad (3.44b)$$

Equivalentemente, para a corrente do indutor, tem-se:

$$i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} v_C(k + 1) + i_L(k + 1), \quad (3.45a)$$

$$\therefore i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s}{L} v_g(k + 1). \quad (3.45b)$$

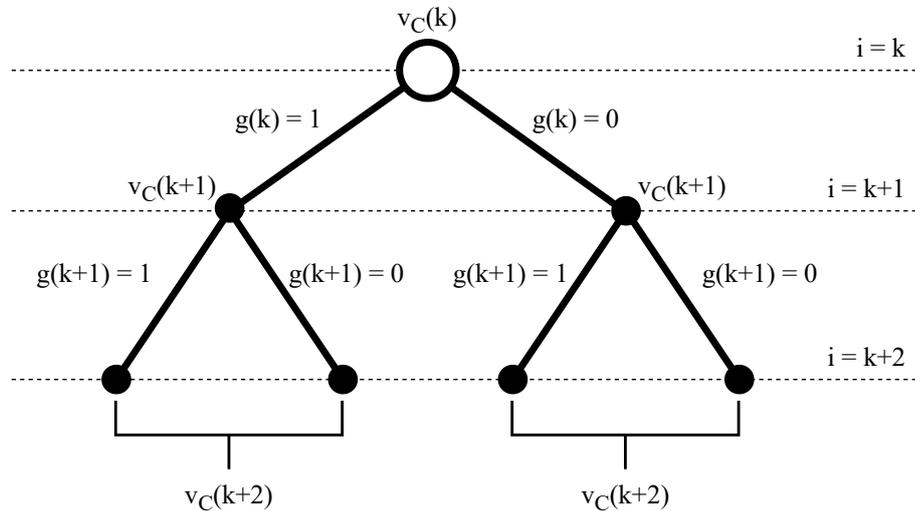
Por fim, a combinação restante é derivada da sequência  $g(k) = 0$  e  $g(k + 1) = 0$ . A predição das variáveis de estado resulta em:

$$v_C(k + 2) = \left[\left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k), \quad (3.46a)$$

$$i_L(k + 2) = -\frac{T_s}{L} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) v_C(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{LC_o}\right) i_L(k). \quad (3.46b)$$

A Figura 19 ilustra a árvore de predições calculada para a avaliação da função custo na implementação (para o conversor *buck*) do FCS-MPC com dois horizontes de predição.

Figura 19 – Árvore de predições para implementação, para o conversor *buck*, de um FCS-MPC com dois horizontes de predição.



Fonte: O Autor (2025).

Ademais, com base na Figura 19 e nas Equações (3.41), (3.42), (3.43), (3.44), (3.45) e (3.46), é possível perceber que, no instante  $k+2$ , os quatro resultados apresentam predições distintas para a corrente do indutor, enquanto que, para a tensão de saída, existem apenas dois valores distintos, os quais dependem exclusivamente da ação de controle tomada em  $k$ . Assim, finalmente, tem-se que o modelo preditor, para a tensão de saída, pode ser definido como:

$$v_C(k+2) = \begin{cases} \left[ \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o} \right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k) + \frac{T_s^2}{LC_o} v_g(k), & \text{para } g(k) = 1, \\ \left[ \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o} \right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k), & \text{para } g(k) = 0, \end{cases} \quad (3.47)$$

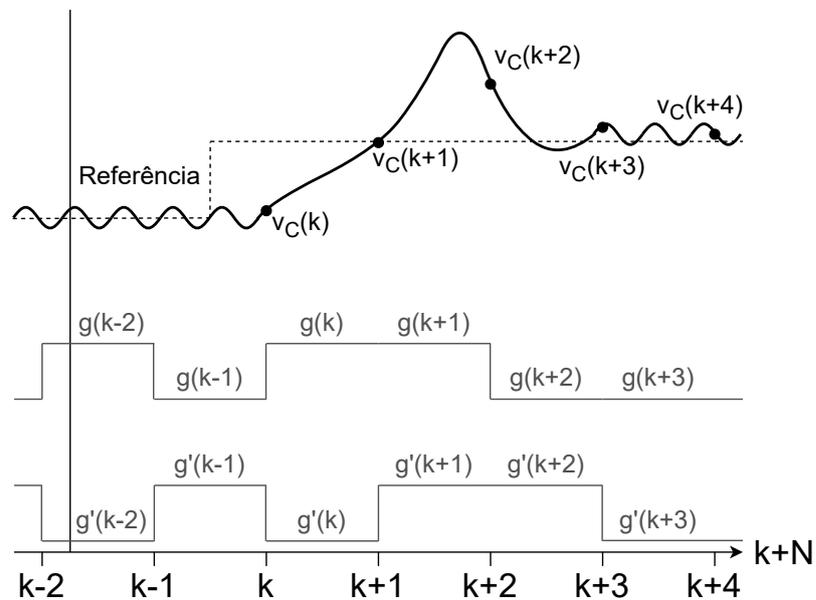
em que  $g(k)$  é definido como o estado da chave eletrônica, que será aplicado no próximo instante de amostragem. Dessa forma, o FCS-MPC é naturalmente implementado com compensação de atraso, ao prever duas amostras à frente.

Devido a compensação de atraso, a ação de controle realizada em  $k+1$  foi definida no instante  $k$ . Dessa forma, no momento de medição atual ( $k$ ) o algoritmo FCS-MPC prevê o comportamento de duas amostras futuras, define qual etapa é ótima e a ação de controle  $g(k)$  associada à esta etapa. Entretanto, devido o atraso de cálculo de uma amostra, o gatilho de chaveamento não atua no instante  $k$ , mas sim em  $k+1$ , levando, idealmente, a tensão  $v_C(k+1)$  ao valor necessário para garantir que  $v_C(k+2)$  convirja

para sua predição. Assim, a compensação de atraso é realizada ao prevê  $v_C(k+2)$  e tomar as ações de controle  $g(k)$  correspondentes como o gatilho da chave.

A Figura 20 esclarece essa operação, na qual os termos  $g$  representam as ações de controle utilizadas no algoritmo para prever o comportamento do conversor e os termos  $g'$  são as ações de controle real, com atraso de uma amostra, que atuam diretamente na chave eletrônica. Sendo assim, o FCS-MPC está sempre escolhendo a melhor ação para que a saída siga a referência desejada duas amostras à frente. Esse valor é atribuído ao gatilho de chaveamento e, devido ao atraso, a ação só é efetivamente tomada na próxima amostragem. Essa ação corresponde ao termo  $g(k)$  presente na definição do modelo preditor (Equação (3.47)).

Figura 20 – Funcionamento do algoritmo FCS-MPC com dois horizontes de predição e compensação de atraso.



Fonte: O Autor (2025).

### 3.2 CONTROLE FCS-MPC IRRESTRITO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO DE DUAS AMOSTRAS

O objetivo básico de um sistema de controle é manter a variável de interesse em um valor desejado, minimizando o erro entre a variável controlada e o seu valor de referência. Assim, o requisito fundamental do controle pode ser escrito na forma de uma função custo que considere o erro de atuação do sistema, sendo dois exemplos (RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

$$J = |v_C^* - v_C(k + 2)| \text{ e} \quad (3.48a)$$

$$J = (v_C^* - v_C(k + 2))^2. \quad (3.48b)$$

Nesses exemplos, são consideradas a predição realizada para duas amostras futuras, necessária para implementar a compensação do atraso de implementação digital. A tensão de referência  $v_C^*$  pode ser considerada constante durante a predição de duas amostras futuras quando o algoritmo do FCS-MPC opera em alta frequência, pois a mudança no valor da referência não é suficientemente alta para impactar de forma negativa no sistema de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

As duas funções custo presentes na Equação (3.48) não apresentam restrições em sua formulação. As restrições são termos adicionais que consideram esforços de controle e finalidades adicionais, como redução de perdas por chaveamento ou penalização por sobressinal excessivo. Na presença de termos restritivos funções custo que apresentam erros quadráticos são preferíveis, pois apresentam melhor desempenho que funções custo baseadas em erro absoluto, conforme evidenciado por Rodrigues (2020). Nesse contexto, a função custo básica escolhida é o erro quadrático da variável controlada.

A implementação geral do algoritmo de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito para o conversor *buck* é apresentada no Algoritmo 1. Como o sistema a ser controlado apresenta somente duas possibilidades de operação, o modelo preditor de cada etapa é utilizado para prever o comportamento da tensão de saída e as duas previsões são avaliadas pela função custo. Assim, a etapa que apresenta o valor mínimo para  $J$  é escolhida para a ação de controle. O algoritmo exposto é utilizado para todas as aplicações de FCS-MPC, sendo necessário somente atualizar a função custo de avaliação.

---

**Algoritmo 1:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC.
 

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

**1 Início**

- |   |   |
|---|---|
| 2 | Medir as variáveis $v_C(k)$ , $i_L(k)$ e $v_g(k)$ ;                                   |
| 3 | Calcular $v_C(k+2)$ associado ao modelo preditor da etapa ativa;                      |
| 4 | Calcular a função custo para a predição da etapa ativa;                               |
| 5 | Calcular $v_C(k+2)$ associado ao modelo preditor da etapa desativa;                   |
| 6 | Calcular a função custo para a predição da etapa desativa;                            |
| 7 | Comparar os valores retornados pelas funções custo e definir o valor mínimo;          |
| 8 | Definir a ação de controle $g$ associada à etapa que apresenta a função custo mínima. |
| 9 | <b>Retorna</b> $g$  |
- 

Fonte: O Autor (2025).

### 3.3 PROPOSTA DE CONTROLE FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDICIONAL

A primeira modificação proposta para o algoritmo do MPC é a adição de um termo restritivo condicional, em que a restrição penaliza a função custo somente no transitório inicial. O objetivo dessa restrição condicional é evitar um sobressinal excessivo na operação do conversor. Isso ocorre devido à inércia dos elementos armazenadores de energia do conversor, os quais, quando estão com uma elevada energia acumulada, fazem com que a grandeza de saída ultrapasse a referência estabelecida, mesmo que o sistema de controle realize uma mudança no estado da chave, pois os elementos não carregam nem descarregam de forma instantânea. Dessa forma, é necessário realizar uma previsão de amostras futuras para fazer com que o conversor reaja de forma antecipada.

Para isso, é avaliado o comportamento da tensão de saída para uma amostra  $k+N$  caso a etapa de condução permaneça a mesma durante esse tempo. Ou seja, não são consideradas as  $2^N$  combinações de chaveamento possíveis do conversor, mas somente a dinâmica futura ao manter a chave na mesma posição (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Assim, a etapa que apresenta a tendência de ultrapassar a referência de controle é penalizada para evitar sobressinais no sistema. A seguir, é apresentada a função custo com restrição condicional para variações positivas de referência:

$$J = \begin{cases} \infty, & \text{se } v_C(k+N) > v_C^*, \text{ para } \Delta t^* \leq t', \\ (v_C^* - v_C(k+2))^2, & \text{para os outros casos.} \end{cases} \quad (3.49)$$

Por outro lado, a função custo com restrição condicional para variações negativas de

tensão é dada por:

$$J = \begin{cases} \infty, & \text{se } v_C(k+N) < v_C^*, \text{ para } \Delta t^* \leq t', \\ (v_C^* - v_C(k+2))^2, & \text{para os outros casos.} \end{cases} \quad (3.50)$$

Nas Equações (3.49) e (3.50),  $\Delta t^*$  é definido como o tempo decorrido após uma mudança no valor da referência e  $t'$  é a duração de tempo em que essa restrição atua. O valor de  $t'$  é um parâmetro ajustável pelo projetista do sistema de controle, sendo necessário defini-lo previamente, o qual se manterá constante durante a operação do FCS-MPC.

O pseudocódigo de implementação da função custo com restrição condicional é apresentada no Algoritmo 2. Nesse código, é possível notar um aumento de tarefas quando comparado ao caso irrestrito. Além disso, observa-se também que agora é necessário utilizar memória para salvar informações de referência passadas e para a contagem do tempo decorrido, juntamente com diversas avaliações lógicas.

---

**Algoritmo 2:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com restrição condicional.

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

```

1 Início
2   Medir as variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$ ;
3   Calcular  $v_C(k + 2)$  associado ao modelo preditor da etapa ativa;
4   Calcular a função custo do erro quadrático para a predição da etapa ativa;
5   Calcular  $v_C(k + 2)$  associado ao modelo preditor da etapa desativa;
6   Calcular a função custo do erro quadrático para a predição da etapa desativa;
7   Se ocorreu mudança no valor de referência  $v_C^*$ , então
8     └ Zerar a contagem do tempo decorrido  $\Delta t^*$ ;
9   Verificar se a atual variação de referência é positiva ou negativa;
10  Enquanto  $\Delta t^* \leq t'$  faça
11    └ Prever a tensão de saída para  $N$  amostras futuras para as etapas ativa e
12      desativa;
13      Se a predição  $v_C(k + N)$  ultrapassa o valor de referência no mesmo
14        sentido da atual variação de  $v_C^*$ , para as etapas ativa e desativa, então
15          └ Em caso afirmativo, substituir o valor da função custo calculada
16            anteriormente por  $\infty$ , para a correspondente etapa prevista (ativa ou
17              desativa);
18          Senão
19            └ Não modificar os valores calculados anteriormente;
20  Comparar os valores retornados pela função custo das etapas ativa e desativa
21  e definir o valor mínimo;
22  Definir a ação de controle  $g$  associada à etapa que apresenta a função custo
23  mínima.
24  Retorna  $g$ 

```

---

Fonte: O Autor (2025).

O cálculo do vetor de estados para uma amostra qualquer no momento  $k+N$  é realizada utilizando um procedimento recursivo definido por:

$$x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k), \quad (3.51a)$$

$$x(k+2) = A_i x(k+1) + B_i u(k+1) = A_i x(k+1) + B_i u(k), \quad (3.51b)$$

$$x(k+3) = A_i x(k+2) + B_i u(k+2) = A_i x(k+2) + B_i u(k), \quad (3.51c)$$

$$x(k+4) = A_i x(k+3) + B_i u(k+3) = A_i x(k+3) + B_i u(k), \quad (3.51d)$$

$$\vdots \quad (3.51e)$$

$$x(k+N) = A_i x(k+N-1) + B_i u(k+N-1) = A_i x(k+N-1) + B_i u(k), \quad (3.51f)$$

no qual, a entrada do conversor é considerada constante durante todo o horizonte de predição, e o subíndice  $i$  determina se a análise é feita para a etapa ativa ( $i = 1$ ) ou para a etapa desativa ( $i = 2$ ). Essa solução pode ser aplicada utilizando um laço de repetição presente nas linguagens de programação mais comuns.

### 3.4 PROPOSTA DE CONTROLE FCS-MPC COM RESTRIÇÃO DE FUNÇÃO CUSTO COMPOSTA

De forma geral, uma função custo com restrição apresenta a seguinte estrutura:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda \Phi(x, u), \quad (3.52a)$$

na qual  $\lambda$  é o fator de ponderação da restrição  $\Phi$ , que depende de variáveis do modelo. O fator de ponderação define o equilíbrio entre o objetivo principal de controle (manter a saída em um nível desejado) e o cumprimento das finalidades adicionais, de forma que valores altos de  $\lambda$  podem impactar negativamente o desempenho do controle principal (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Ao incluir um termo restritivo na própria função custo, é possível atingir objetivos secundários de controle ou satisfazer novos requisitos com um esforço computacional menor que o apresentado no Algoritmo 2. Esse esforço computacional reduzido ocorre porque o próprio cálculo da função custo incorpora as restrições, eliminando a necessidade de avaliações posteriores e do uso de memória auxiliar para armazenar informações adicionais. O pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com restrição de função custo composta é o mesmo do caso irrestrito, apresentado no Algoritmo 1, sendo necessário apenas modificar a função custo utilizada e adicionar as etapas associadas aos novos cálculos.

A seguir, são apresentadas as quatro restrições  $\Phi(x, u)$  propostas neste trabalho:

1. Restrição em termos de tensão de saída com horizonte de predição estendido;
2. Restrição em termos de corrente do indutor com horizonte de predição de duas amostras futuras;

3. Restrição em termos de corrente do indutor com horizonte de predição de duas amostras futuras e estendido;
4. Restrição resultante da unificação das restrições dos itens anteriores.

### 3.4.1 Restrição em Termos de Tensão de Saída

A primeira proposta de aplicação do FCS-MPC com restrição apresenta a seguinte função custo, conforme descrito no Item 1,

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_1(v_C^* - v_C(k+N_1))^2, \quad (3.53)$$

em  $\lambda_1$  é um termo de ponderação e  $N_1$  representa o horizonte de predição estendido, que pode ser maior ou igual a dois.

Esse termo restritivo tem o objetivo de penalizar a etapa de condução que apresenta tendência de divergir do valor de referência  $N_1$  amostras à frente. Isso significa que, caso o sistema permaneça em uma única etapa, aquela que apresentar maior divergência da referência será evitada. A motivação dessa função custo é minimizar um sobressinal excessivo, antecipando um possível distanciamento futuro entre a variável controlada e seu valor desejado. A implementação dessa estratégia pode ser feita conforme ilustrado no Algoritmo 3.

---

**Algoritmo 3:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a primeira função custo restrita proposta.

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

1 **Início**

- 2 Medir as variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$ ;
  - 3 Calcular  $v_C(k+2)$  e  $v_C(k+N_1)$  associados ao modelo preditor da etapa ativa;
  - 4 Calcular a função custo para a predição da etapa ativa;
  - 5 Calcular  $v_C(k+2)$  e  $v_C(k+N_1)$  associados ao modelo preditor da etapa desativa;
  - 6 Calcular a função custo para a predição da etapa desativa;
  - 7 Comparar os valores retornados pela função custo e definir o valor mínimo;
  - 8 Definir a ação de controle  $g$  associada à etapa que apresenta a função custo mínima.
  - 9 **Retorna**  $g$
-

### 3.4.2 Restrições em Termos de Corrente do Indutor

A segunda restrição utiliza a predição da corrente do indutor de duas amostras futuras para penalizar a ação de controle que tem a tendência de apresentar sobressinal na corrente do indutor. A função custo correspondente é dada por:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2. \quad (3.54)$$

A escolha de duas amostras futuras é feita para manter a compensação de atraso do sistema. Ou seja, a corrente prevista é aquela associada à tensão  $v_C(k+2)$ , a fim de penalizar as ações que levam o sistema a altos valores de corrente e, conseqüentemente, irá aumentar o valor da tensão futura.

Valores elevados de corrente resultam em tensões mais altas. Assim, ao incluir um termo que avalia o erro entre o valor futuro da corrente e sua referência, a penalização evita escolhas que induzem sobressinais na variável controlada, objetivando um sistema com menor sobressinal que a aplicação irrestrita.

A relação entre corrente e tensão pode ser avaliada a partir do modelo preditivo e das equações dinâmicas no domínio do tempo. O modelo preditivo indica que:

$$v_C(k+2) = \left[ \left(1 - \frac{T_s}{RC_o}\right)^2 - \frac{T_s^2}{LC_o} \right] v_C(k) + \frac{T_s}{C_o} \left(2 - \frac{T_s}{RC_o}\right) i_L(k) + (1-g) \frac{T_s^2}{LC_o} v_g(k), \quad (3.55)$$

em que  $g$  é a ação de controle finita.

Como descrito anteriormente, o filtro de saída do conversor é projetado para ter uma frequência de corte muito menor que a frequência de chaveamento e, conseqüentemente, à frequência de amostragem. Isso implica que a constante de tempo do filtro de saída é significativamente maior que o período de chaveamento e amostragem. Dessa forma, o termo  $T_s/RC_o$  é menor que 1, garantindo que a corrente  $i_L(k)$  sempre contribua positivamente para a tensão de saída. A implementação dessa estratégia é ilustrada no Algoritmo 4.

---

**Algoritmo 4:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a segunda função custo restrita proposta.

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

**1 Início**

- |          |   |
|----------|---|
| <b>2</b> | Medir as variáveis $v_C(k)$ , $i_L(k)$ e $v_g(k)$ ;                                   |
| <b>3</b> | Calcular $v_C(k+2)$ e $i_L(k+2)$ associados ao modelo preditor da etapa ativa;        |
| <b>4</b> | Calcular a função custo para a predição da etapa ativa;                               |
| <b>5</b> | Calcular $v_C(k+2)$ e $i_L(k+2)$ associados ao modelo preditor da etapa desativa;     |
| <b>6</b> | Calcular a função custo para a predição da etapa desativa;                            |
| <b>7</b> | Comparar os valores retornados pela função custo e definir o valor mínimo;            |
| <b>8</b> | Definir a ação de controle $g$ associada à etapa que apresenta a função custo mínima. |
| <b>9</b> | <b>Retorna <math>g</math></b>   |
- 

Fonte: O Autor (2025).

Outra forma de extrair a relação entre a corrente do indutor e a tensão de saída é por meio das equações dinâmicas do conversor *buck*. Para as duas etapas de condução, a equação que descreve a variação de tensão é dada por:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o}v_C(t) + \frac{1}{C_o}i_L(t). \quad (3.56)$$

Valores elevados de corrente contribuem para variações positivas de tensão, embora isso também dependa do valor de  $v_C(t)$ . Esse fato reforça as motivações para a formulação da função custo analisada.

O valor de referência da corrente do indutor é obtido das equações de regime permanente do conversor *buck*. De acordo Mohan, Undeland e Robbins (2003) e Erickson e Maksimović (2020), a corrente do indutor em regime permanente é igual à corrente de saída do conversor, que, nesse caso, corresponde à corrente da carga resistiva. Conseqüentemente, se o valor desejado para a tensão de saída é  $v_C^*$ , a corrente de saída desejada é  $v_C^*/R$ , ou seja:

$$i_L^* = \frac{v_C^*}{R}. \quad (3.57)$$

A terceira proposta de restrição é uma extensão da anterior, adicionando um segundo termo de corrente que introduz um novo grau de liberdade, representado pelo horizonte de predição estendido. O objetivo desse termo restritivo permanece o mesmo: penalizar a ação de controle que resulta em um grande erro entre o valor da corrente atual e seu valor de regime permanente esperado. Assim, a terceira função custo proposta é definida por:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2 + \lambda_3(i_L^* - i_L(k+N_2))^2. \quad (3.58)$$

A implementação dessa função custo é apresentada no Algoritmo 5.

### 3.4.3 Restrição em Termos de Tensão de Saída e Corrente do Indutor

Com objetivo de desenvolver um sistema de controle baseado em FCS-MPC que seleccione as melhores ações de controle para atingir rapidamente o valor desejado, ao mesmo tempo em que opere com baixos sobressinais, foram propostos três termos restritivos voltados para a minimização desses sinais. Com base nesses três termos restritivos, uma quarta modificação na função custo irrestrita consiste na unificação desses termos. Como todos compartilham a mesma motivação, é razoável supor que sua unificação manterá o mesmo objetivo. Assim, a função custo resultante é expressa por:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_1(v_C^* - v_C(k+N_1))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2 + \lambda_3(i_L^* - i_L(k+N_2))^2, \quad (3.59)$$

e sua implementação é apresentada no Algoritmo 6.

---

**Algoritmo 5:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a terceira função custo restrita proposta.

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

**1 Início**

**2** Medir as variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$ ;

**3** Calcular  $v_C(k+2)$ ,  $i_L(k+2)$  e  $i_L(k+N_2)$  associados ao modelo preditor da etapa ativa;

**4** Calcular a função custo para a predição da etapa ativa;

**5** Calcular  $v_C(k+2)$ ,  $i_L(k+2)$  e  $i_L(k+N_2)$  associados ao modelo preditor da etapa desativa;

**6** Calcular a função custo para a predição da etapa desativa;

**7** Comparar os valores retornados pela função custo e definir o valor mínimo;

**8** Definir a ação de controle  $g$  associada à etapa que apresenta a função custo mínima;

**9 Retorna**  $g$

---

Fonte: O Autor (2025).

---

**Algoritmo 6:** Pseudocódigo de implementação do FCS-MPC com a quarta função custo restrita proposta.

---

**Entrada:** Variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$

**Saída:** Ação de controle  $g$

**1 Início**

- 2** Medir as variáveis  $v_C(k)$ ,  $i_L(k)$  e  $v_g(k)$ ;
  - 3** Calcular  $v_C(k+2)$ ,  $v_C(k+N_1)$ ,  $i_L(k+2)$  e  $i_L(k+N_2)$  associados ao modelo preditor da etapa ativa;
  - 4** Calcular a função custo para a predição da etapa ativa;
  - 5** Calcular  $v_C(k+2)$ ,  $v_C(k+N_1)$ ,  $i_L(k+2)$  e  $i_L(k+N_2)$  associados ao modelo preditor da etapa desativa;
  - 6** Calcular a função custo para a predição da etapa desativa;
  - 7** Comparar os valores retornados pela função custo e definir o valor mínimo;
  - 8** Definir a ação de controle  $g$  associada à etapa que apresenta a função custo mínima;
  - 9** **Retorna**  $g$
- 

Fonte: O Autor (2025).

### 3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, o conversor avaliado neste trabalho foi descrito, explicando suas etapas de operação, e, posteriormente, foi realizada sua modelagem matemática. Os modelos das etapas de condução foram unificados em um modelo linearizado, que representa o comportamento médio do conversor *buck*, desconsiderando as ondulações de alta frequência, com o objetivo de validar as equações obtidas. Para isso, o modelo linearizado foi submetido a avaliações do seu comportamento no domínio do tempo e da frequência, apresentando alta acurácia em ambos os domínios.

Após a validação do modelo, com a confirmação do desenvolvimento adequado das equações matemáticas, foi realizada sua discretização. O modelo preditor utilizado pelo MPC foi obtido a partir da discretização do modelo inicialmente realizado no domínio do tempo. Posteriormente, foram propostas quatro variações de algoritmos FCS-MPC, com foco em melhorar o desempenho transitório do conversor *buck*, as quais foram:

- Uma função custo com restrição condicional, na qual a função custo varia conforme as condições de operação, comutando entre duas funções de custo sempre que as condições forem atendidas; e
- Quatro variações de FCS-MPC com restrição de função custo composta, que consistem no uso de termos restritivos na função custo.

A criação dos termos restritivos foi baseada na conversão da motivação (reduzir sobressinal), expressa em termos de desempenho operacional, para condições físicas do conversor. Dessa forma, as variáveis físicas associadas a variável de saída foram adicionadas à função de custo. Esse desenvolvimento demonstrou que a criação das funções custo com restrição dependem muito da experiência do projetista. Além disso, o uso de termos restritivos, em vez de restrições condicionais, é mais eficiente em termos de esforço computacional.

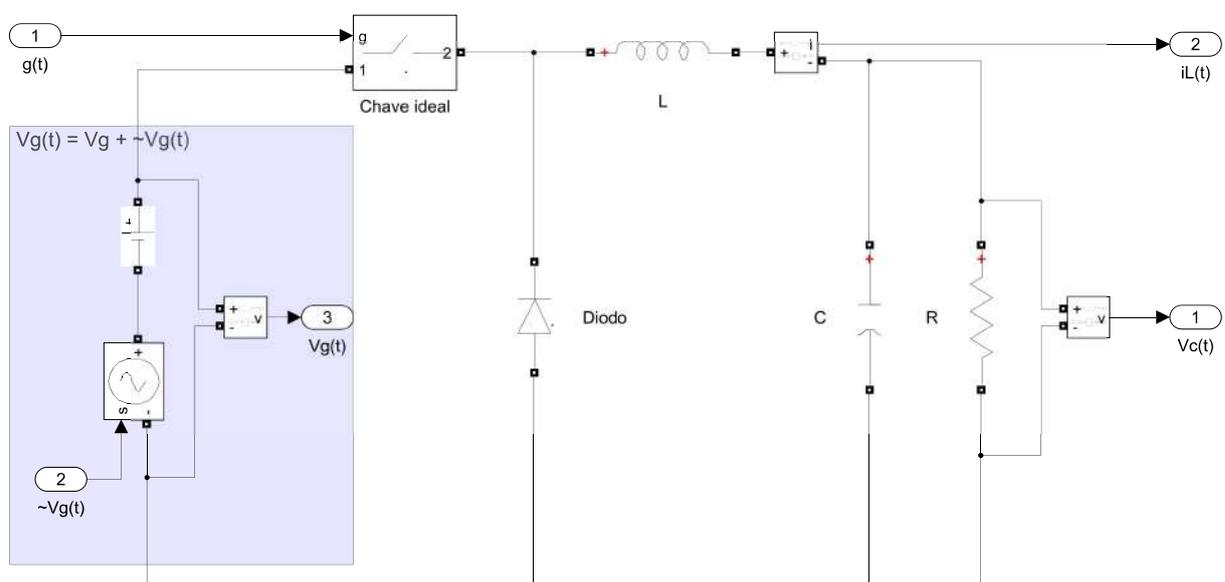
## 4 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados obtidos ao operar o conversor *buck* com os algoritmos FCS-MPC propostos. Inicialmente, é definida a frequência de operação do controle preditivo baseado em modelo, e, a partir dessa definição, são obtidas as respostas dos sistemas de controle. Posteriormente, é observada a resposta da tensão de saída e o comportamento da corrente do indutor para cada algoritmo de controle. O desempenho das estratégias de controle é definido em termos de tempo de assentamento, máximo sobressinal percentual e ondulação da tensão de saída. A operação do FCS-MPC com restrição de função custo é comparada com o caso irrestrito para observar as melhorias e avanços obtidos para as restrições propostas. Os parâmetros das restrições, como horizonte de predição e fator de ponderação, são ajustados para minimizar os valores das figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE. Por fim, o algoritmo FCS-MPC restrito com o melhor desempenho é comparado com as aplicações de controladores clássicos.

### 4.1 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Primeiramente, antes de se aprofundar no uso das estratégias de controle implementadas neste trabalho, faz-se necessário apresentar o ambiente de simulação utilizado para realizar a operação do conversor *buck* e a implementação de seus respectivos sistemas de controle. A configuração ideal do conversor *buck* foi implementada no ambiente de simulação MATLAB/Simulink, conforme ilustrada na Figura 21, a qual é utilizada para obter os resultados em simulação apresentados neste trabalho.

Figura 21 – Conversor *buck* no ambiente de simulação do MATLAB/Simulink.



Fonte: O Autor (2025).

Além da estrutura do conversor, também é necessário definir seus parâmetros gerais. Assim, na Tabela 4, são apresentados os parâmetros do conversor buck implementado no ambiente de simulação do MATLAB/Simulink. As frequências de chaveamento e de amostragem dependem da estratégia de controle implementada e, por isso, não estão explicitadas na tabela.

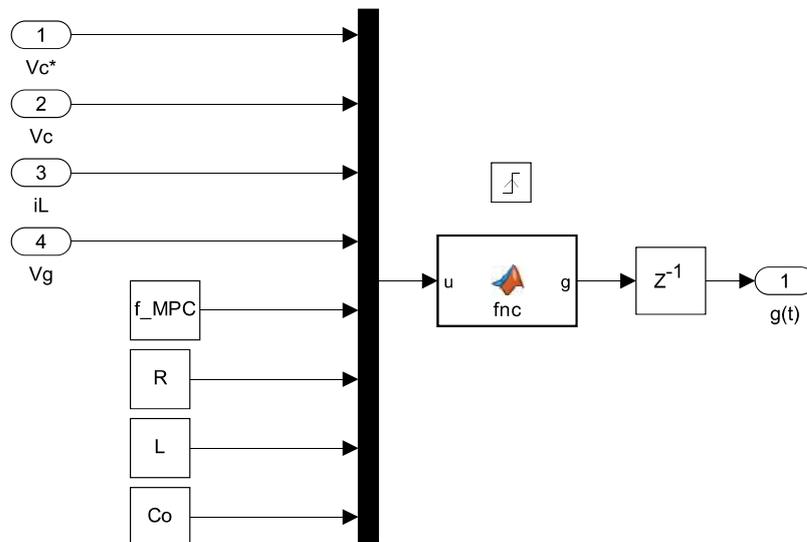
Tabela 4 – Parâmetros gerais do conversor *buck* implementado no MATLAB/Simulink.

Símbolo	Descrição	Valor
$R$	Resistência da carga de saída do conversor	$10 \Omega$
$L$	Indutância do conversor	$3 \mu\text{H}$
$C_o$	Capacitância de saída do conversor	$30 \mu\text{F}$
$V_g$	Tensão de entrada do conversor	$200 \text{ V}$

Fonte: O Autor (2025).

Com relação à implementação dos algoritmos FCS-MPC, esses são executados periodicamente, visto que o MPC é naturalmente digital, em uma frequência fixa de amostragem denominada de  $f_{MPC}$ . No ambiente de simulação do MATLAB/Simulink, isso pode ser garantido ao utilizar um “subsistema disparado” (*Triggered Subsystem*), que executa o código inserido nele a cada transição de borda de um sinal de gatilho (que apresenta frequência  $f_{MPC}$ ). Neste subsistema, o algoritmo FCS-MPC é implementado no bloco de simulação “MATLAB *Function*”, que executa o que foi programado em linguagem MATLAB. A ação de controle  $g(t)$  do sistema é atrasada em uma amostra discreta, visando emular o atraso computacional da implementação digital. A Figura 22 apresenta o conteúdo desse subsistema disparado.

Figura 22 – Subsistema de implementação do FCS-MPC no ambiente de simulação.



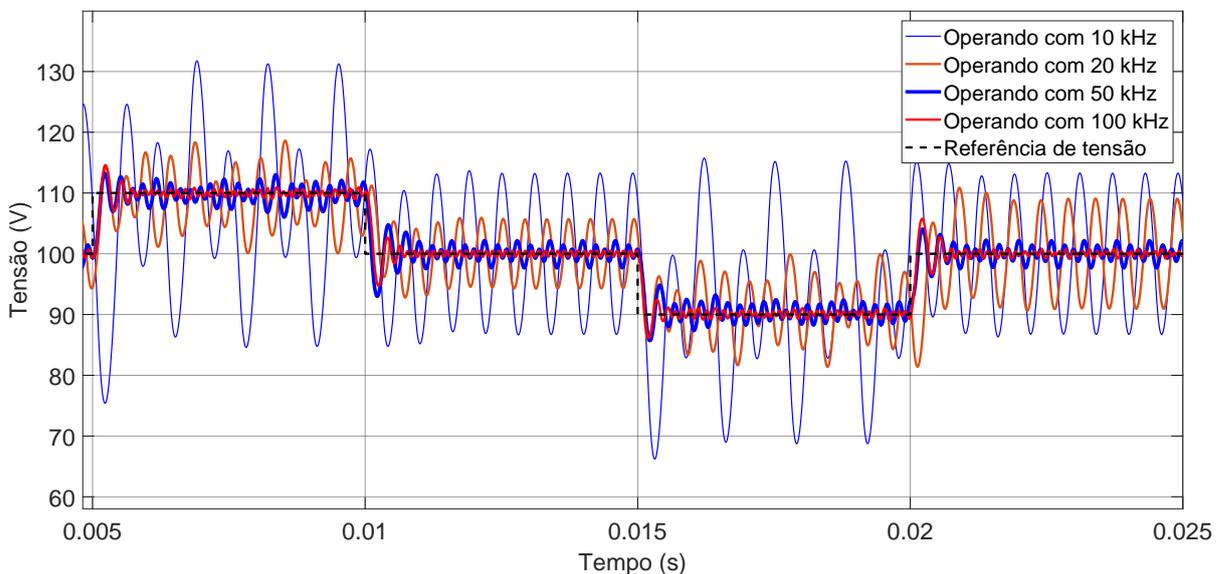
Fonte: O Autor (2025).

Os sinais de referência são padronizados em variações de  $\pm 10,00\%$  em torno do ponto de operação projetado, que é de 100,00 V. Assim, inicialmente, o conversor é conduzido até o regime permanente em 100,00 V e, após isso, as referências de tensão são: 110,00 V; 100,00 V; 90,00 V; e 100,00 V. Dessa forma, os resultados são analisados para quatro degraus de referência aplicados a cada 5 ms decorridos.

## 4.2 OPERAÇÃO DO FCS-MPC IRRESTRITO

Inicialmente, para a implementação do FCS-MPC irrestrito, foi necessário definir a frequência de amostragem  $f_{MPC}$  a ser utilizada. Para isso, o algoritmo irrestrito foi submetido a quatro valores diferentes de frequência de amostragem, são eles: 10 kHz; 20 kHz; 50 kHz; e 100 kHz. A Figura 23 expõe o comportamento da tensão para cada frequência, em que as respostas obtidas para  $f_{MPC}$  igual a 10 kHz e 20 kHz apresentam uma ondulação de saída excessiva. Para 50 kHz e 100 kHz, a ondulação é amenizada, apresentando tendência de queda a medida que a frequência de operação aumenta. A ondulação média do sistema ao operar com 50 kHz é aproximadamente três vezes maior que a operação em 100 kHz. Dessa forma, a fim de operar o FCS-MPC sem penalizar o sistema, a frequência de amostragem foi definida como 100 kHz.

Figura 23 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC irrestrito operando com diversas frequências.

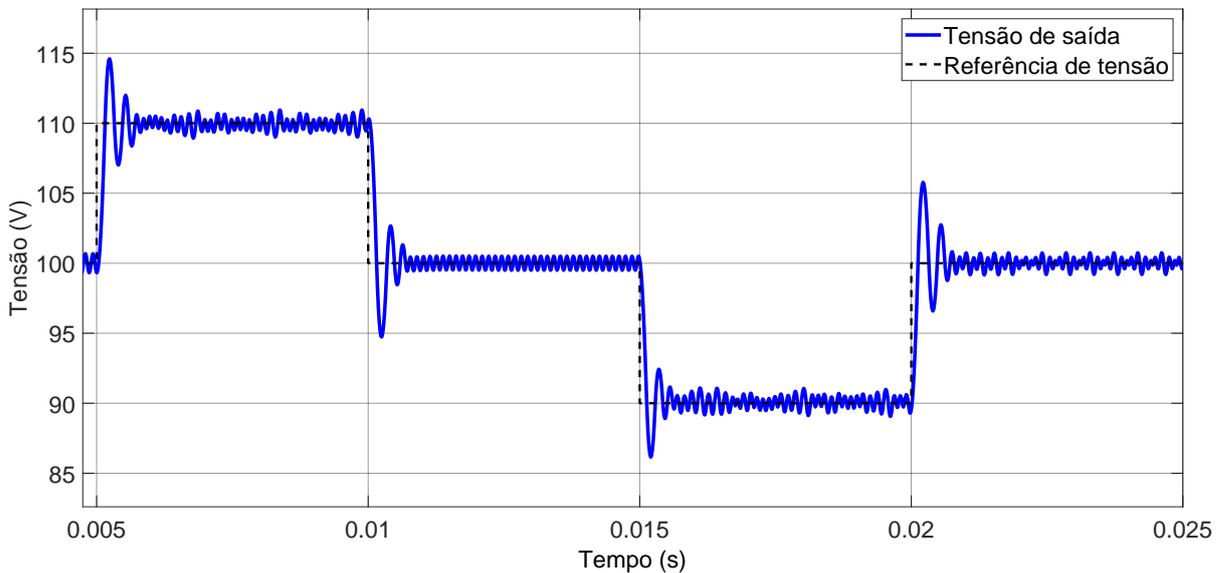


Fonte: O Autor (2025).

Ao submeter as referências definidas anteriormente ao conversor *buck*, considerando o controle FCS-MPC sem restrições operando a 100 kHz, obtém-se o comportamento apresentado na Figura 24. para essa configuração, observa-se que o sistema de controle segue as referências com êxito.

A fim de extrair os parâmetros de desempenho no sistema, são analisados o tempo de assentamento ( $t_s$ ) do conversor, definido como o tempo necessário para que o sistema atinja uma oscilação sustentada em regime permanente, o máximo sobressinal do sistema ( $M_p$ ) e a ondulação de saída ( $\Delta v_C$ ). Como a frequência de chaveamento do conversor é variável ao operar com o FCS-MPC, o valor médio de saída não pode ser obtido de forma trivial. Assim, o tempo de resposta é determinado considerando a faixa máxima e mínima igual à ondulação e o máximo sobressinal é calculado em relação à curva de tensão real, que leva em conta a própria ondulação de tensão como parte do sobressinal.

Figura 24 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC irrestrito operando com 100 kHz.



Fonte: O Autor (2025).

A Tabela 5 organiza os dados obtidos para o FCS-MPC com função custo de erro quadrático em relação às variações de referência aplicadas. É perceptível que o desempenho do sistema varia conforme a referência aplicada, sendo mais rápida no início, mas mantendo o tempo de resposta na ordem de 3 ms nos degraus restantes. É importante observar que o conversor também apresentou um sobressinal significativo.

Em relação à ondulação de tensão, segundo Mohan, Undeland e Robbins (2003), a ondulação decorrente de uma operação com modulação em frequência fixa é definido por:

$$\Delta v_C = \frac{V_C}{8f_{sw}^2 LC_o} \left(1 - \frac{V_C}{V_g}\right). \quad (4.1)$$

Essa equação resulta em uma ondulação de 0,69 V para uma frequência de 10 kHz e ciclo de trabalho de 50,00%, que corresponde ao ponto de operação projetado para o conversor. Isso significa que a ondulação obtida para o FCS-MPC irrestrito é alta, especialmente ao considerar que a frequência do algoritmo é da ordem de dez vezes maior que a frequência utilizada para implementação de controladores clássicos.

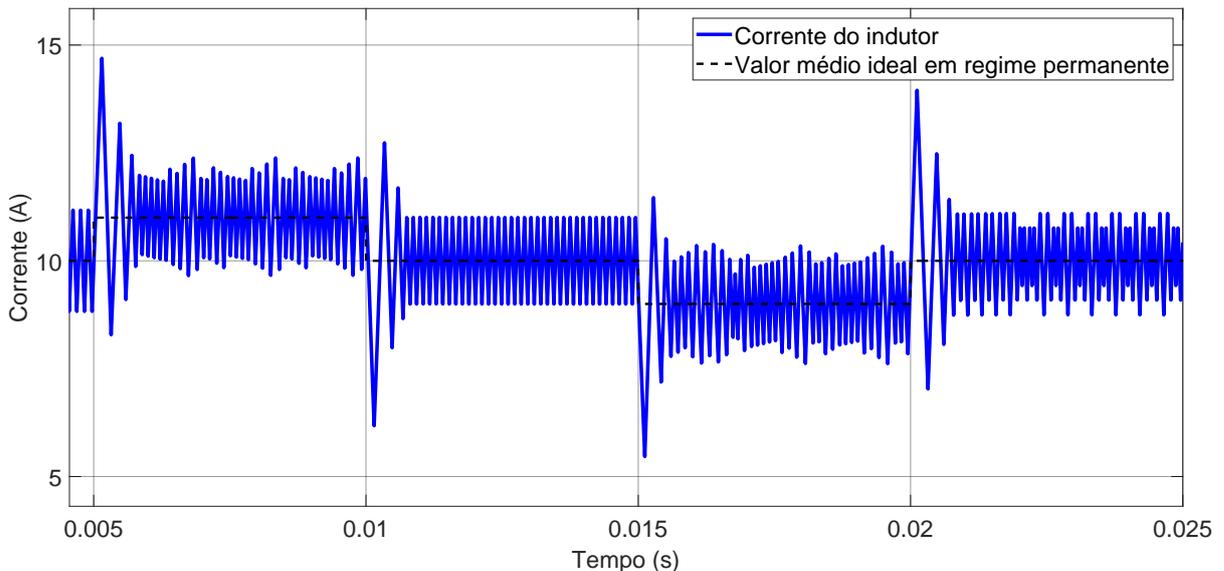
Tabela 5 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC irrestrito.

Variação relativa de referência	$t_s$ (ms)	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	1,83	46,00	1,93
-10%	3,15	52,60	1,00
-10%	3,04	38,40	1,93
+10%	3,34	53,00	1,00

Fonte: O Autor (2025).

A Figura 25 apresenta o comportamento da corrente do indutor, evidenciando a presença de sobressinais expressivos, que estão diretamente relacionados aos picos de tensão no capacitor. Esse comportamento indica uma resposta transitória agressiva do sistema, e deve ser levado em consideração ao compará-lo com outras abordagens de FCS-MPC. A operação do FCS-MPC irrestrito é implementada por meio do Algoritmo 1, cujo código está apresentado no Apêndice C.

Figura 25 – Comportamento da corrente do indutor do conversor *buck* com controle FCS-MPC irrestrito operando com 100 kHz.



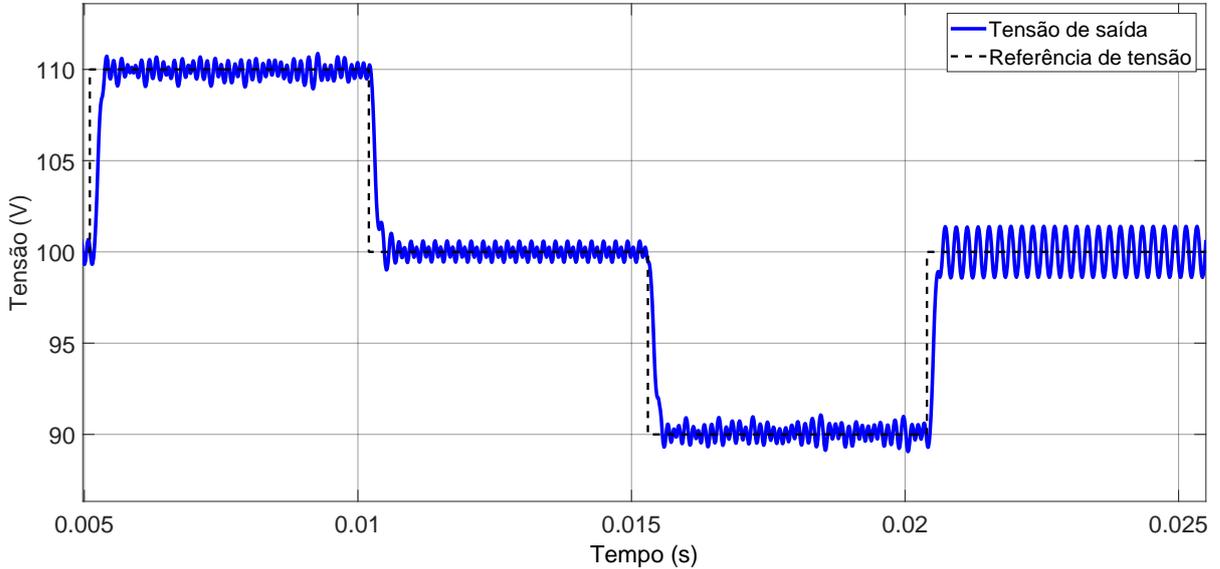
Fonte: O Autor (2025).

#### 4.3 OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDICIONAL

O FCS-MPC com restrição condicional, descrito no Algoritmo 2, é implementado utilizando o código apresentado no Apêndice D. O valor do tempo de referência foi definido em 0,2 ms e o horizonte de predição estendido,  $N$ , foi fixado em seis amostras futuras. Esses parâmetros foram obtidos a partir de ajustes finos até que a resposta dinâmica se torna-se satisfatória. Dessa forma, durante 200  $\mu$ s após uma mudança de referência, o FCS-MPC analisa qual das ações de controle apresenta a tendência de desviar do valor desejado 60  $\mu$ s futuros e atua de forma apostada. A resposta do conversor com esse controlador é

ilustrada na Figura 26, na qual o sistema de controle proposto opera com êxito ao seguir as referências de tensão.

Figura 26 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC com restrição condicional.



Fonte: O Autor (2025).

O desempenho do algoritmo com restrição condicional é apresentado na Tabela 6. Ao compará-lo com o caso irrestrito, percebe-se uma resposta mais rápida, no entanto, ainda há uma inconstância, com variações na ordem de grandeza de microssegundos para milissegundos. Além disso, o sobressinal é reduzido, mas a ondulação da tensão permanece elevada.

Tabela 6 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição condicional.

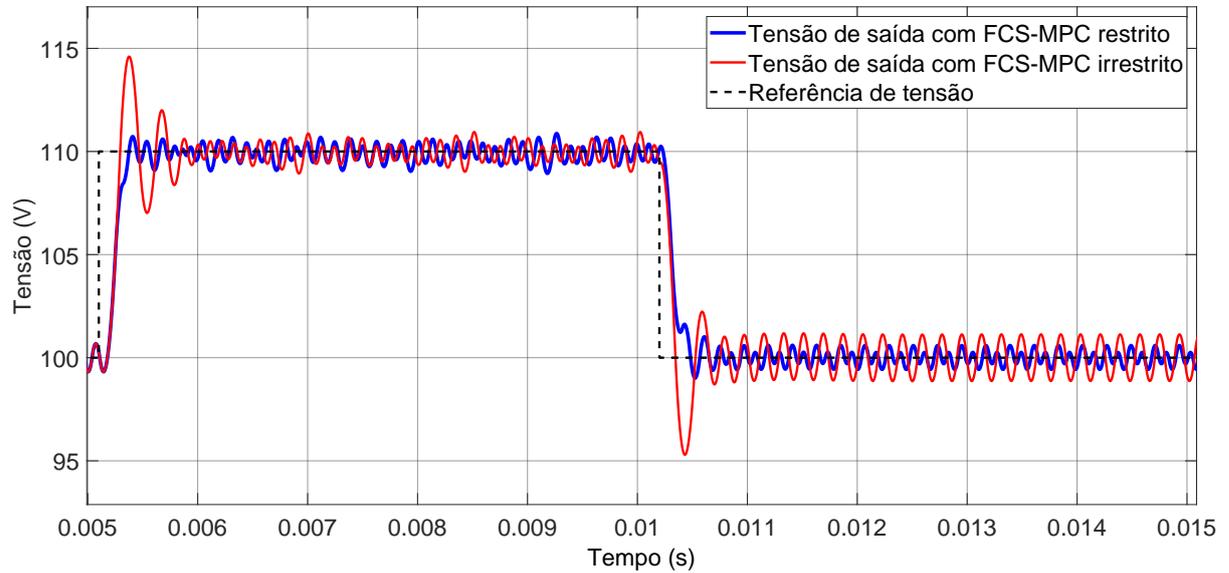
Varição relativa de referência	$t_s$ ( $\mu\text{s}$ )	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	246,94	7,00	1,94
-10%	990,60	9,90	1,16
-10%	237,67	9,30	1,94
+10%	835,40	13,85	2,80

Fonte: O Autor (2025).

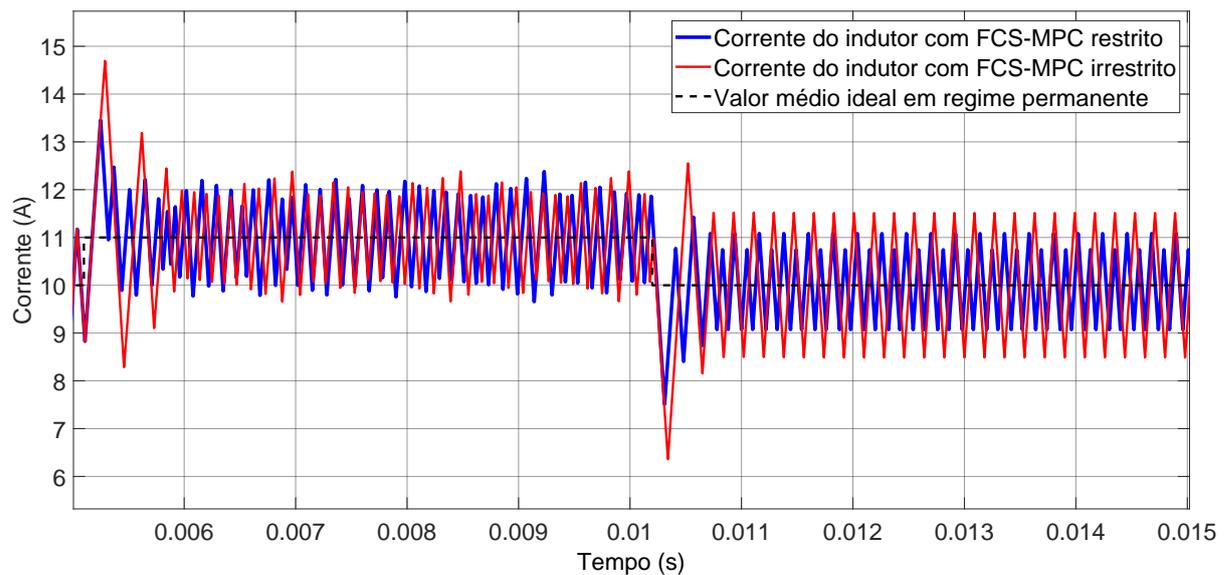
A Figura 27 ilustra a melhoria no desempenho do conversor ao operar com um FCS-MPC restrito, em comparação com a solução irrestrita. Além disso, observa-se uma leve redução no sobressinal da corrente do indutor.

Figura 27 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição condicional.

(a) Reposta de  $v_C(t)$ .



(b) Reposta de  $i_L(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

#### 4.4 OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO

Para a implementação do FCS-MPC com restrição em termos de tensão, com horizonte de predição estendido, definido no Capítulo 3 como

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_1(v_C^* - v_C(k+N_1))^2, \quad (4.2)$$

faz-se necessário definir o termo de ponderação  $\lambda_1$  e do horizonte de predição estendido  $N_1$ . A definição desses parâmetros é feita a partir de uma varredura automática, em que seus valores são variados em uma faixa predefinida e as figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE são calculadas para uma resposta em degrau de 100,00 V para 120,00 V. As faixas analisadas e seus respectivos passo foram:

$$0,00 \leq \lambda_1 \leq 10,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,05; \quad (4.3a)$$

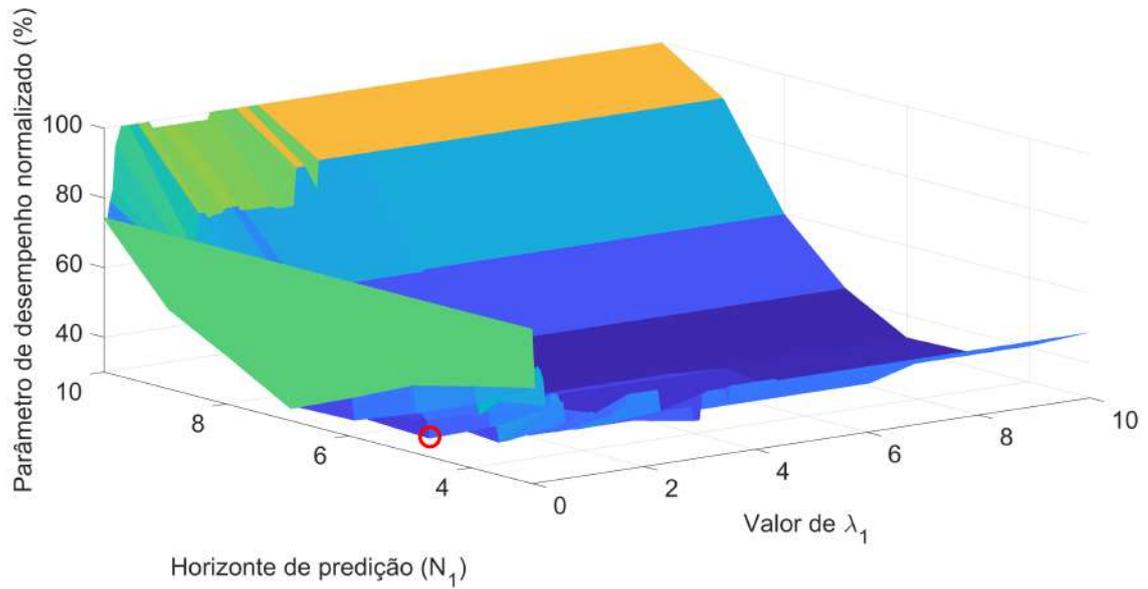
$$3 \leq N_1 \leq 10, \quad \text{com } \Delta N = 1. \quad (4.3b)$$

Os demais algoritmos de FCS-MPC restritivos são ajustados pela mesma metodologia, na qual é definida uma faixa de valores em que o desempenho do sistema é obtido em termos das figuras de mérito, e é extraído o conjunto de valores que apresenta o melhor desempenho. Esses valores são utilizados para definir o algoritmo do FCS-MPC restrito.

##### 4.4.1 Varredura dos Parâmetros $\lambda_1$ e $N_1$

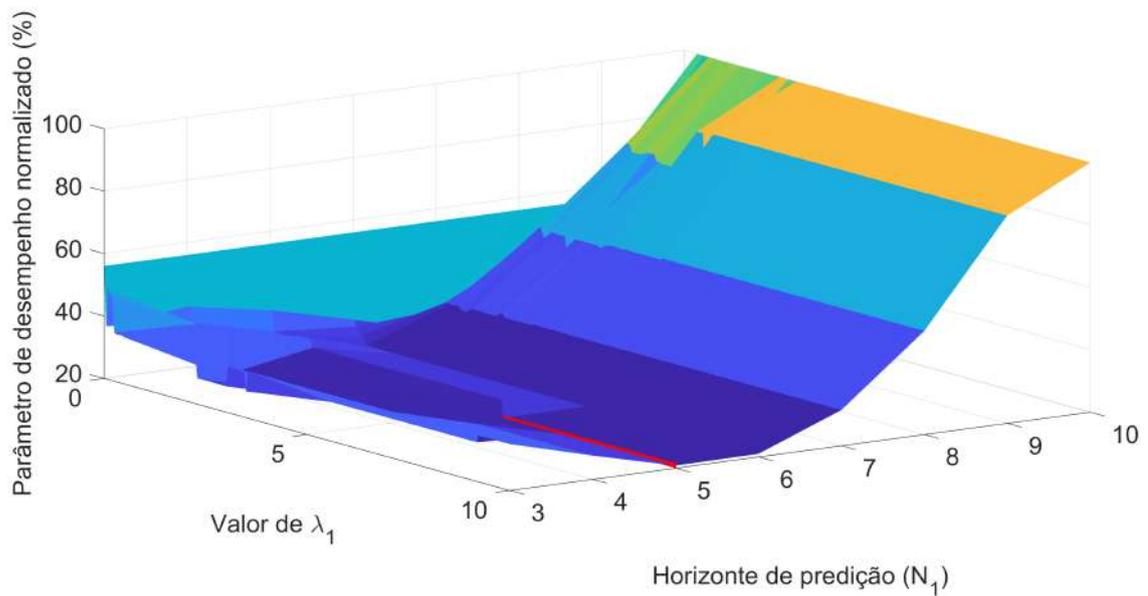
As Figuras 28, 29, 30 e 31 mostram as superfícies compostas pelos dois parâmetros ajustáveis e suas respectivas figuras de mérito: IAE, ITAE, ISE e ITSE. O valor do parâmetro de desempenho é normalizado em relação à seu maior valor, ou seja, é indicado o percentual da figura de mérito em relação ao pior caso possível. A informação mais importante extraída desses gráficos é que todos apresentam uma região com valores mínimos dentro das faixas estabelecidas, as quais estão destacadas em vermelho na superfície dos índices de desempenho.

Figura 28 – Distribuição da figura de mérito IAE em relação ao horizonte de predição  $N_1$  e ao fator de ponderação  $\lambda_1$ .



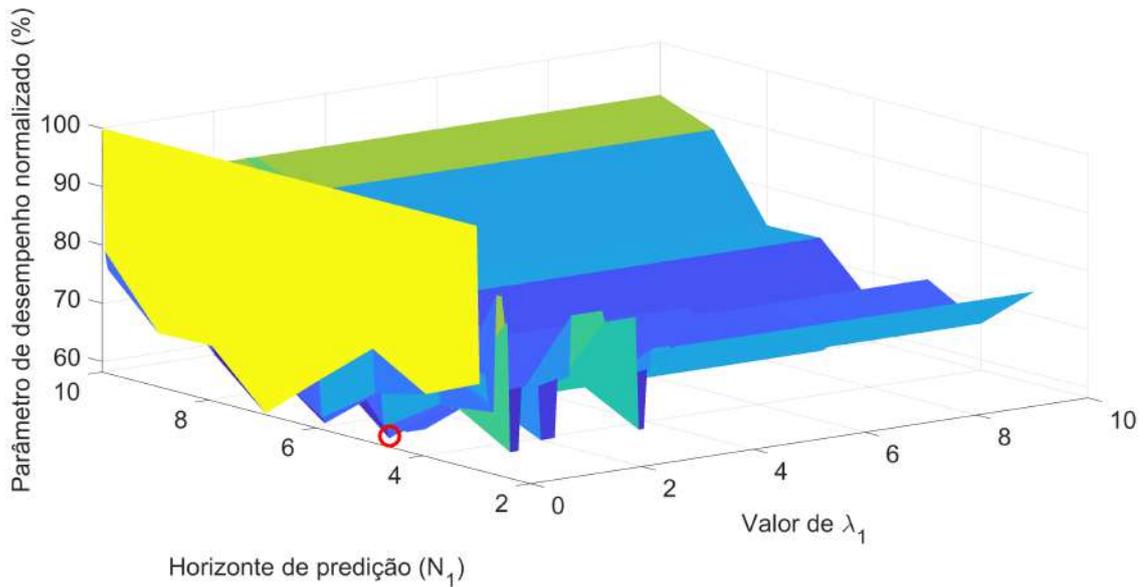
Fonte: O Autor (2025).

Figura 29 – Distribuição da figura de mérito ITAE em relação ao horizonte de predição  $N_1$  e ao fator de ponderação  $\lambda_1$ .



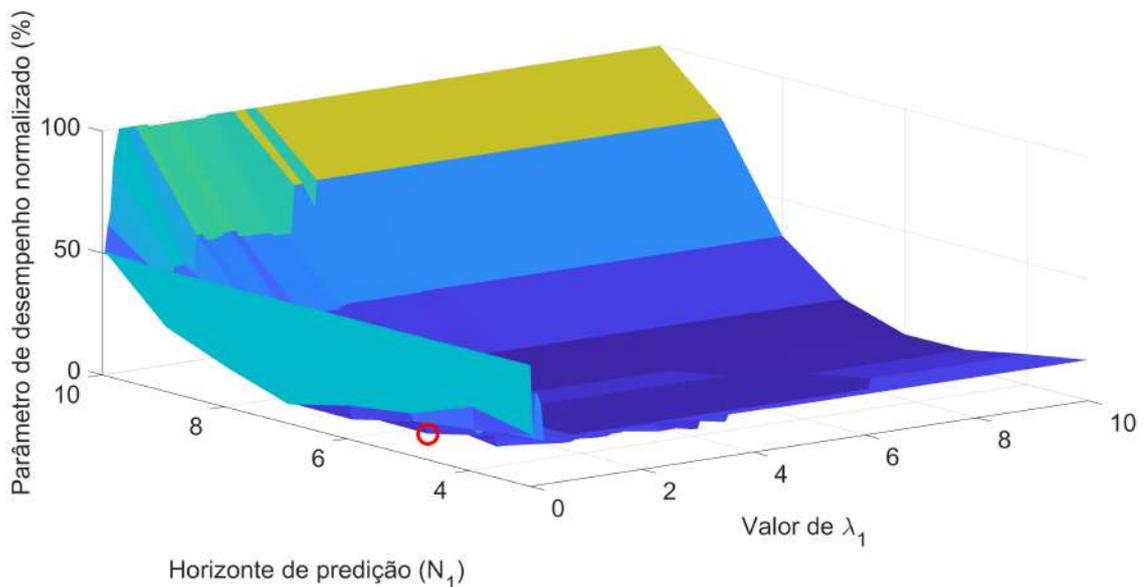
Fonte: O Autor (2025).

Figura 30 – Distribuição da figura de mérito ISE em relação ao horizonte de predição  $N_1$  e ao fator de ponderação  $\lambda_1$ .



Fonte: O Autor (2025).

Figura 31 – Distribuição da figura de mérito ITSE em relação ao horizonte de predição  $N_1$  e ao fator de ponderação  $\lambda_1$ .



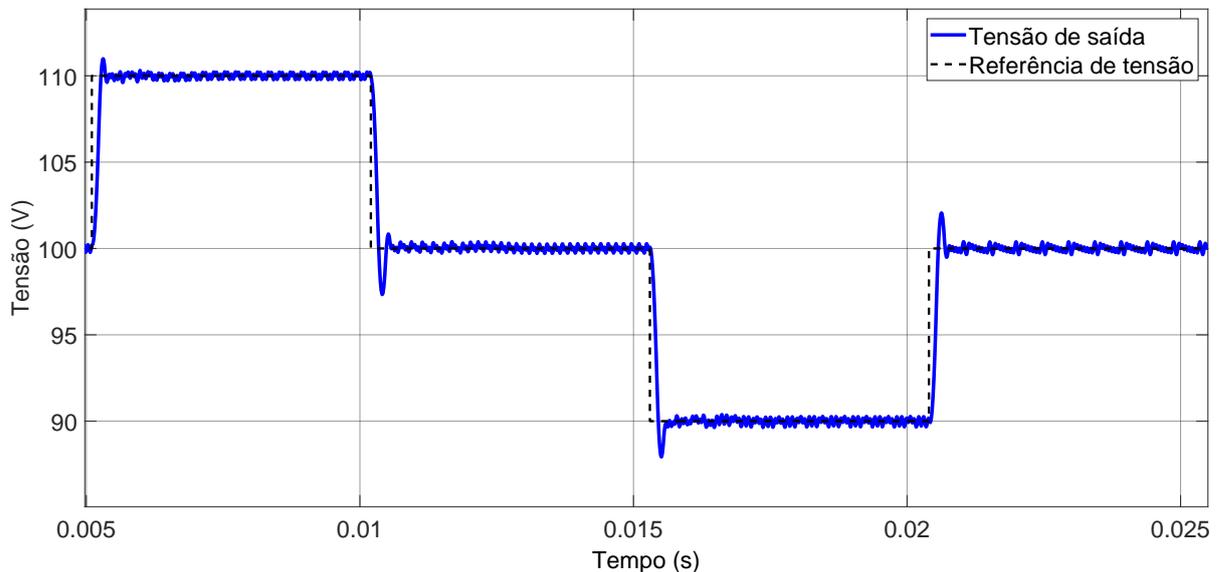
Fonte: O Autor (2025).

Todas as figuras de mérito, com exceção da ITAE, têm o seu valor mínimo associado aos valores  $\lambda_1 = 0,35$  e  $N_1 = 5$ . Para o ITAE, os valores para  $5,73 \leq \lambda_1 \leq 10,00$  e  $N_1 = 5$  são responsáveis por minimizá-lo. Dessa forma, escolher o horizonte de predição de cinco amostras é trivial e, como três distribuições indicam um único valor para o fator de ponderação,  $\lambda_1$  é definido como 0,35.

#### 4.4.2 Operação do Conversor

A seguir, na Figura 32, é apresentada a resposta do conversor *buck* operando com FCS-MPC com a função custo indicada na Equação (4.2). O código de implementação desse algoritmo pode ser visto no Apêndice E. As curvas de tensão apresentam uma ondulação menor que os algoritmos anteriores, mantendo um sobressinal moderado. Esse resultado demonstra uma melhora em relação à aplicação irrestrita, embora ainda apresente valores maiores que àqueles obtidos com aplicação da restrição condicional (a Tabela 7 ilustra esses resultados). Por fim, a Figura 32 compara o desempenho desta estratégia com o FCS-MPC irrestrito, que a resposta de tensão apresenta características superiores, enquanto o comportamento da corrente permanece semelhante.

Figura 32 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido.



Fonte: O Autor (2025).

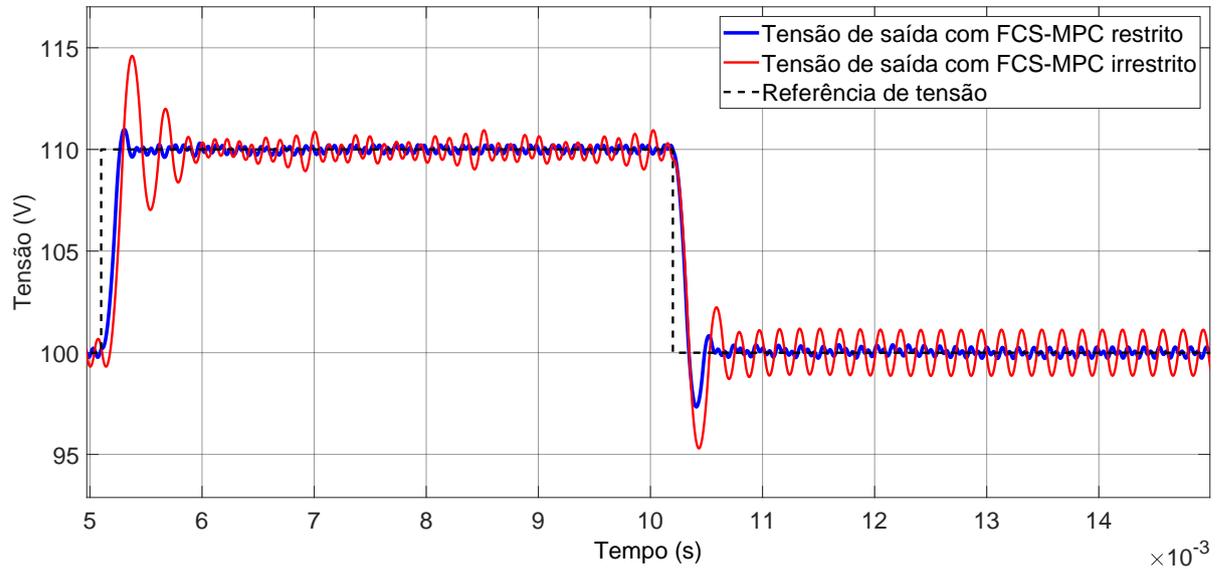
Tabela 7 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido.

Varição relativa de referência	$t_s$	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	2,19 ms	10,00	0,45
-10%	2,39 ms	26,70	0,57
-10%	2,47 ms	20,70	0,61
+10%	742,50 $\mu$ s	21,00	0,74

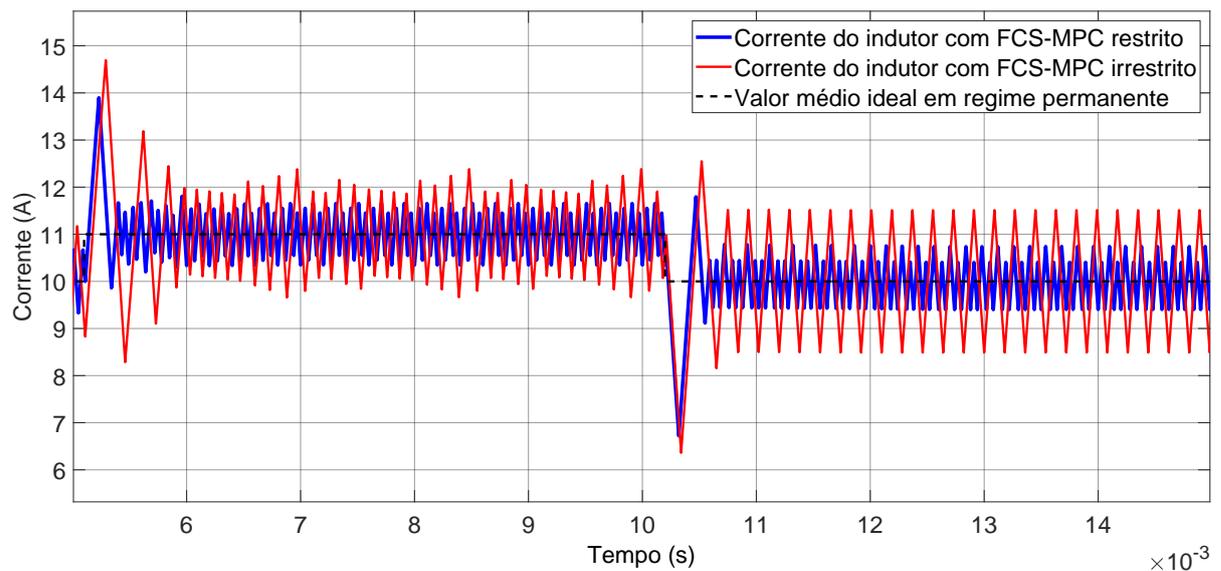
Fonte: O Autor (2025).

Figura 33 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de tensão com horizonte de predição estendido.

(a) Reposta de  $v_C(t)$ .



(b) Reposta de  $i_L(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

## 4.5 OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTE

Para a implementação do FCS-MPC com restrição em termos de corrente, definido no Capítulo 3, considera-se a seguinte função custo:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2. \quad (4.4)$$

Faz-se necessário, portanto, definir o termo de ponderação  $\lambda_2$ . Assim como feito no caso anterior, a definição desse parâmetro é feita por meio de uma varredura automática, na qual são avaliadas as figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE dentro da seguinte faixa:

$$0,00 \leq \lambda_2 \leq 10,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,01. \quad (4.5)$$

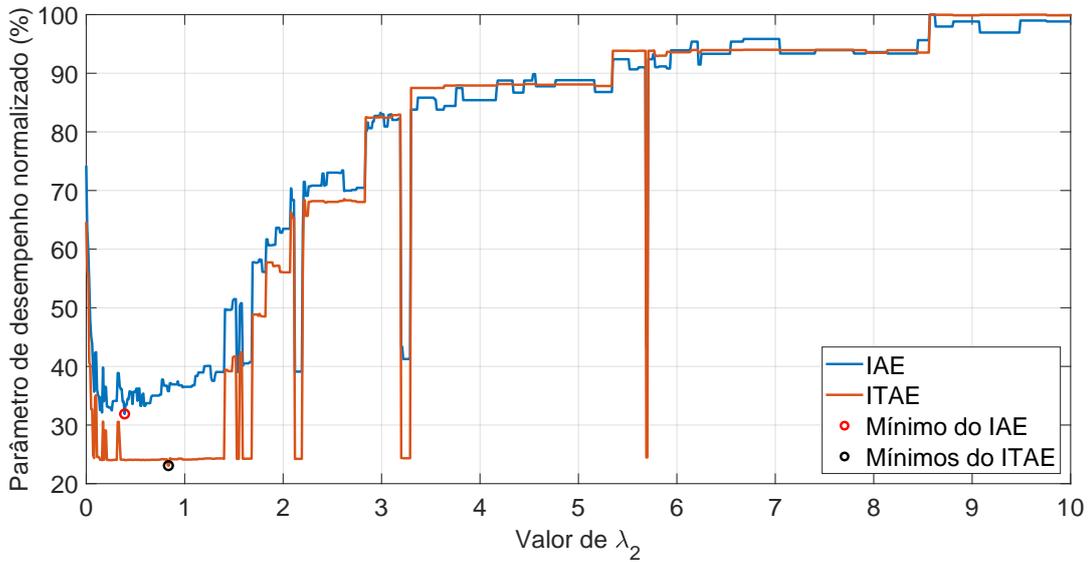
Nesse contexto, a seguir, são apresentadas a análise da varredura do parâmetro  $\lambda_2$  e a discussão dos principais resultados obtidos para o  $\lambda_2$  selecionado.

### 4.5.1 Varredura do Parâmetro $\lambda_2$

A função custo definida pela Equação (4.4) apresenta apenas um termo a ser ajustado. Dessa forma, a faixa de análise considerada é  $0,00 \leq \lambda_2 \leq 10,00$  com um passo de 0,01. Os resultados são expressas em curvas normalizadas em função do fator de ponderação, conforme ilustrado nas Figuras 34 e 35, nas quais estão indicados os pontos ótimos. Nessas figuras, observa-se uma região entre 0,2 e 1,2 na qual as figuras de mérito atingem seus mínimos. Para o IAE, ISE e ITSE, o valor de  $\lambda_2$  que minimiza os parâmetros é 0,39, enquanto que para o ITAE, dois valores são obtidos: 0,83 e 0,84.

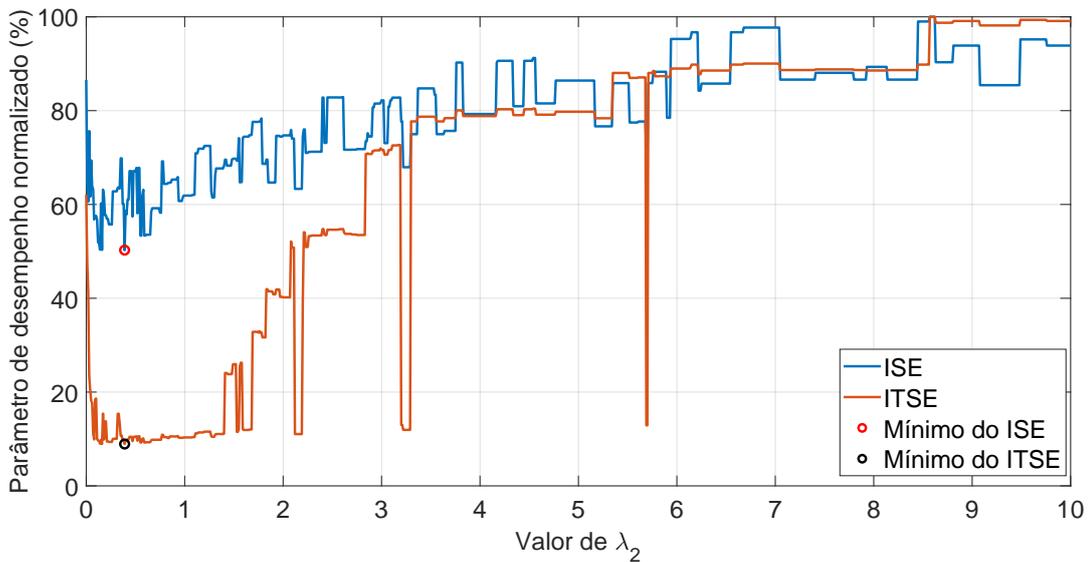
Além disso, para o ITAE e ITSE, existem pequenos intervalos que apresentam valores mínimos próximos aos valores ótimos, entretanto, por esses intervalos serem curtos, quaisquer variações de parâmetros faz com que o FCS-MPC não opere com desempenho otimizado. Dessa forma, define-se  $\lambda_2 = 0,39$ , uma vez que esse valor minimiza a maioria das figuras de mérito e apresenta uma região ampla com bom desempenho.

Figura 34 – Curvas das figuras de mérito IAE e ITAE em relação ao fator de ponderação.



Fonte: O Autor (2025).

Figura 35 – Curvas das figuras de mérito ISE e ITSE em relação ao fator de ponderação.

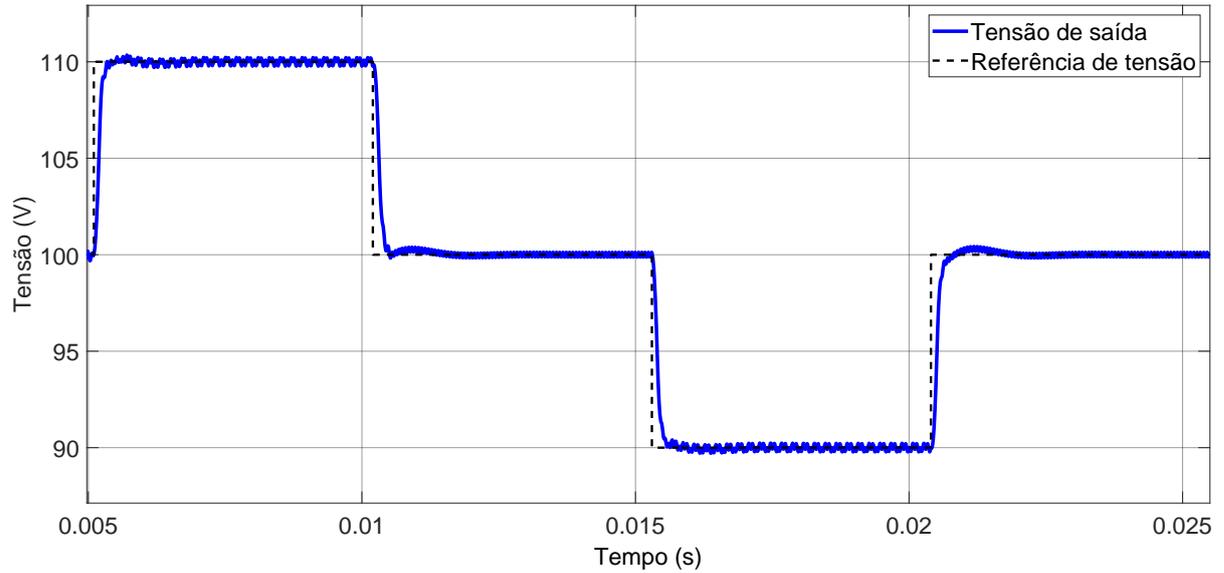


Fonte: O Autor (2025).

#### 4.5.2 Operação do Conversor

A Figura 36 apresenta as curvas de tensão do conversor *buck* operando com o algoritmo FCS-MPC exposto no Apêndice F. O sistema apresenta baixo sobressinal, opera com baixa ondulação de tensão e mantém o tempo de resposta pequeno, conforme indicado na Tabela 8. Dentre os algoritmos analisados, este apresenta o menor sobressinal. A Figura 37 evidencia a superioridade da aplicação da função custo definida na Equação (4.4) em relação ao caso irrestrito. O comportamento da corrente apresenta menores sobressinais e uma ondulação mais baixa.

Figura 36 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de corrente.



Fonte: O Autor (2025).

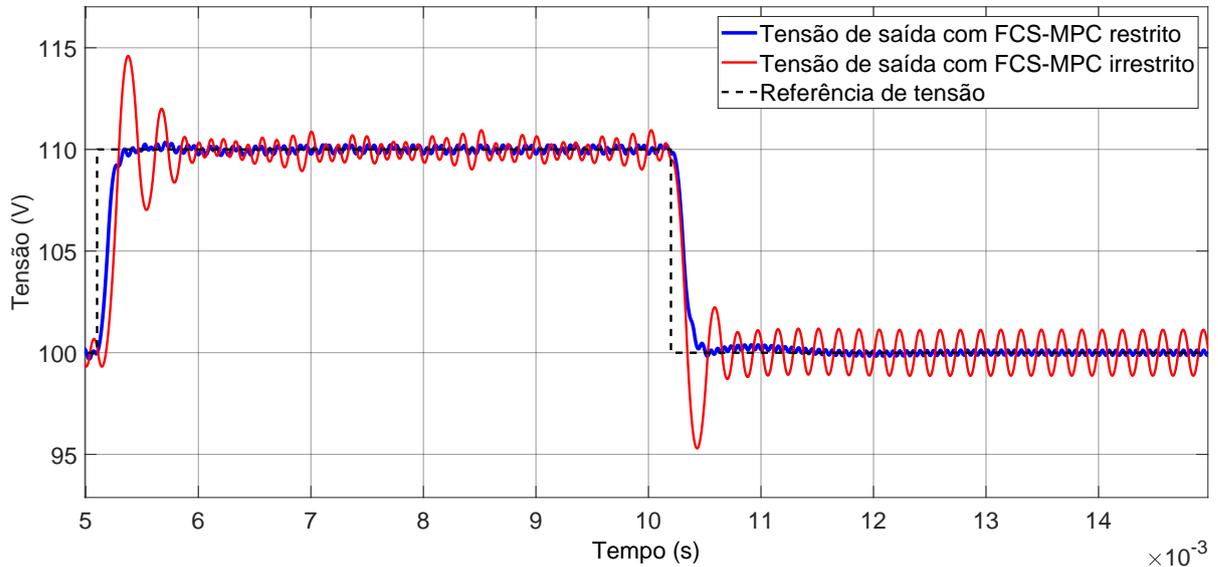
Tabela 8 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de corrente.

Varição relativa de referência	$t_s$ (ms)	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	2,11	3,00	0,45
-10%	3,18	1,80	0,25
-10%	1,68	2,90	0,45
+10%	2,32	4,00	0,25

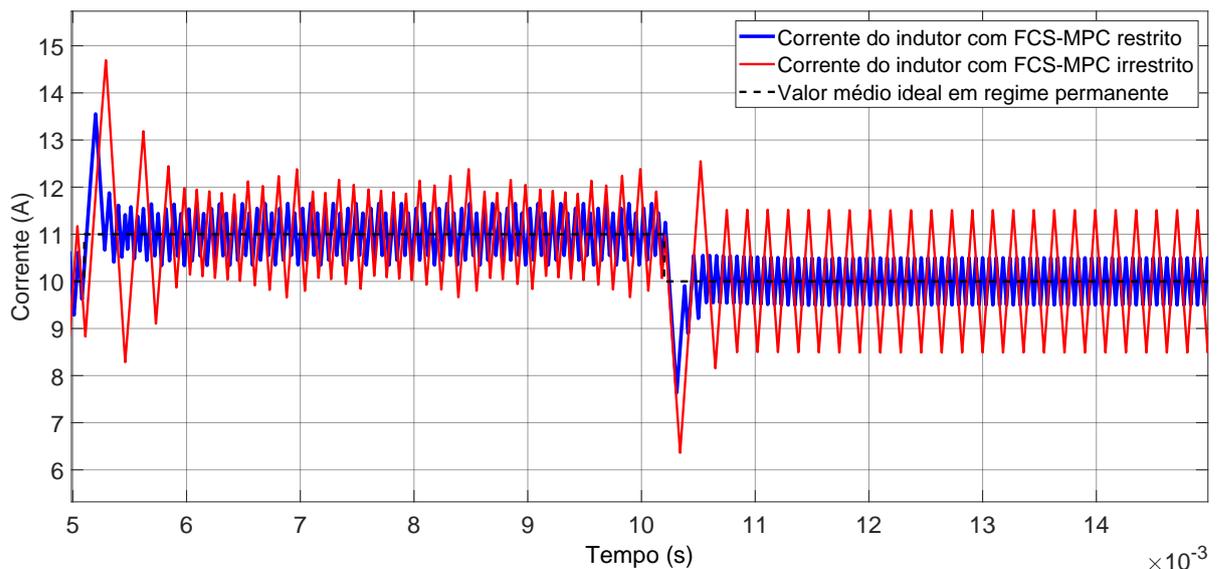
Fonte: O Autor (2025).

Figura 37 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de corrente.

(a) Reposta de  $v_C(t)$ .



(b) Reposta de  $i_L(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

#### 4.6 OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTES COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO

Para a implementação do FCS-MPC com restrição em termos de corrente com horizonte de predição estendido, definido no Capítulo 3, considera-se a seguinte função custo:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2 + \lambda_3(i_L^* - i_L(k+N_2))^2. \quad (4.6)$$

Portanto, é necessário definir os termos de ponderação  $\lambda_2$  e  $\lambda_3$ , bem como o horizonte de predição estendido  $N_2$ . Como feito nos casos anteriores, as definições desses parâmetros

são feitas por meio de varreduras automáticas, avaliando as figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE dentro das seguintes faixas:

$$0,00 \leq \lambda_2 \leq 3,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,05, \quad (4.7a)$$

$$0,00 \leq \lambda_3 \leq 3,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,05, \quad (4.7b)$$

$$3 \leq N_2 \leq 10; \quad \text{com } \Delta N = 1. \quad (4.7c)$$

Assim, são apresentadas abaixo a análise da varredura dos parâmetros necessários para implementação dessa função custo, bem como são apresentados os principais resultados.

#### 4.6.1 Varredura dos Parâmetros $\lambda_2$ , $\lambda_3$ e $N_2$

O valor máximo de  $\lambda_2$ , indicado na Equação (4.7), foi definido com base nos resultados obtidos para a segunda restrição proposta, visto que altos valores desse fator de ponderação não apresentaram bons resultados. Conseqüentemente, o fator  $\lambda_3$  foi definido dentro da mesma faixa. Os melhores resultados foram obtidos para conjuntos distintos de valores das quatro figuras de mérito. Para o IAE, os parâmetros ótimos foram:

$$\lambda_2 = 0,15; \quad \lambda_3 = 0,05; \quad N_2 = 3. \quad (4.8)$$

Em relação ao ITAE, dois conjuntos resultaram no mesmo valor mínimos, sendo eles:

$$\lambda_2 = 0,10; \quad \lambda_3 = 0,10; \quad N_2 = 4, \quad (4.9a)$$

$$\lambda_2 = 0,00; \quad \lambda_3 = 0,05; \quad N_2 = 5. \quad (4.9b)$$

Para a figura de mérito ISE, os parâmetros ótimos foram:

$$\lambda_2 = 0,00; \quad \lambda_3 = 0,05; \quad N_2 = 5. \quad (4.10)$$

Por fim, o conjunto de parâmetros que minimizou o ITSE foi:

$$\lambda_2 = 0,45; \quad \lambda_3 = 0,05; \quad N_2 = 4. \quad (4.11)$$

Para definir o melhor conjunto de soluções, observa-se o desempenho relativo dessas possíveis soluções, em que as melhores para uma figura de mérito são classificadas em relação às demais, em função do desvio relativo percentual do respectivo valor mínimo do índice de desempenho. Em outras palavras, a solução que minimiza a figura de mérito analisada apresenta o valor nulo de 0,00% e as demais soluções apresentam um valor percentual que define o quão distante estão desse valor mínimo. Essa classificação pode ser vista na Tabela 9, onde a solução que minimiza o ITSE é aquela que tem o melhor desempenho relativo, pois se aproxima mais das regiões mínimas de todas as figuras de mérito. Dessa forma, os parâmetro da função custo indicada na Equação (4.6) são definidos conforme a Equação (4.11).

Tabela 9 – Desempenho das possíveis soluções para todos as figuras de mérito para o FCS-MPC restrito em termos de correntes.

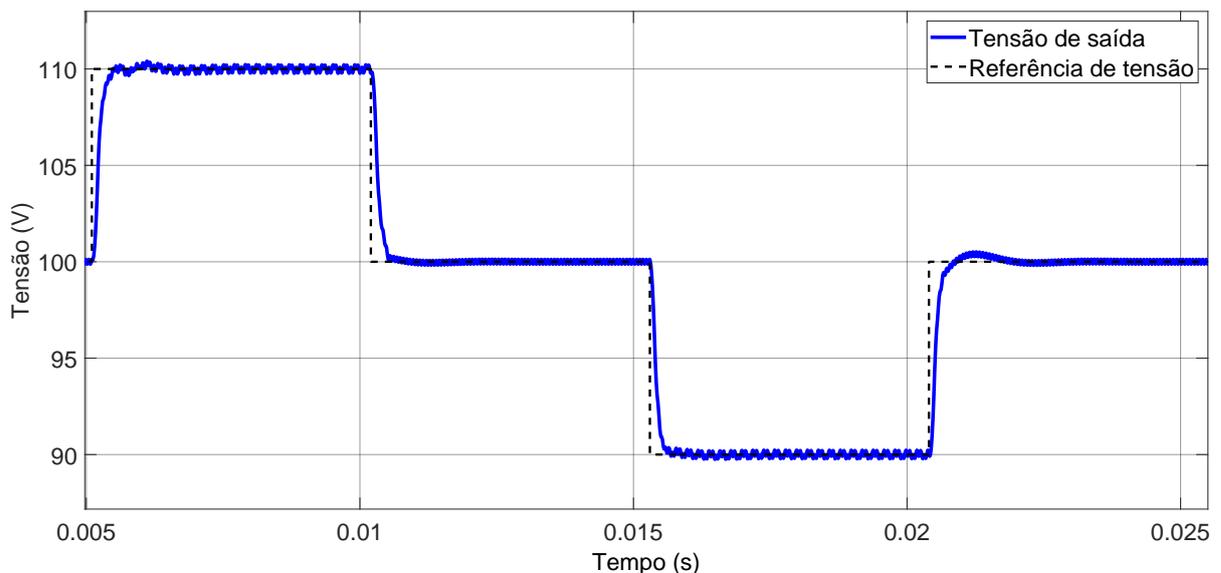
Solução	IAE	ITAE	ISE	ITSE
(4.8)	0,00%	6,18%	7,75%	2,02%
(4.9a)	0,66%	0,00%	21,26%	3,33%
(4.9b)	0,66%	0,00%	21,26%	3,33%
(4.10)	2,80%	6,45%	0,00%	0,79%
(4.11)	0,34%	5,99%	2,82%	0,00%

Fonte: O Autor (2025).

#### 4.6.2 Operação do Conversor

O FCS-MPC com restrição em termos de correntes e com dois horizontes de predição distintos é implementado conforme o Apêndice G. Seu comportamento quanto ao controle da tensão de saída é exposto na Figura 38, onde apresenta um desempenho similar à operação da segunda proposta de função custo, seguindo com êxito à referência, com baixo sobressinal, tempo de resposta reduzido e ondulação de tensão pequena, conforme a Tabela 10. Quando comparado com o caso irrestrito, são nítidas as características descritas anteriormente, como ilustrado na Figura 38. Em relação à resposta da corrente do indutor, esse FCS-MPC tem os menores sobressinais, o que ocorre devido aos dois termos de predição de corrente em sua função custo.

Figura 38 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido.



Fonte: O Autor (2025).

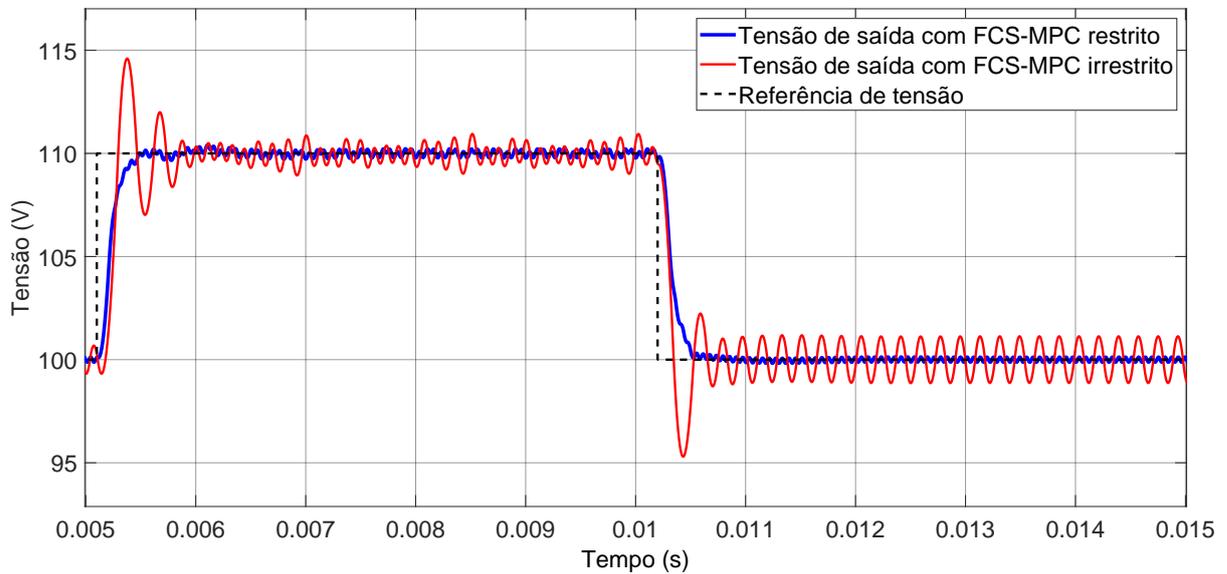
Tabela 10 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido.

Variação relativa de referência	$t_s$ (ms)	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	2,66	4,00	0,45
-10%	2,71	2,20	0,26
-10%	1,59	3,70	0,45
+10%	2,28	3,00	0,25

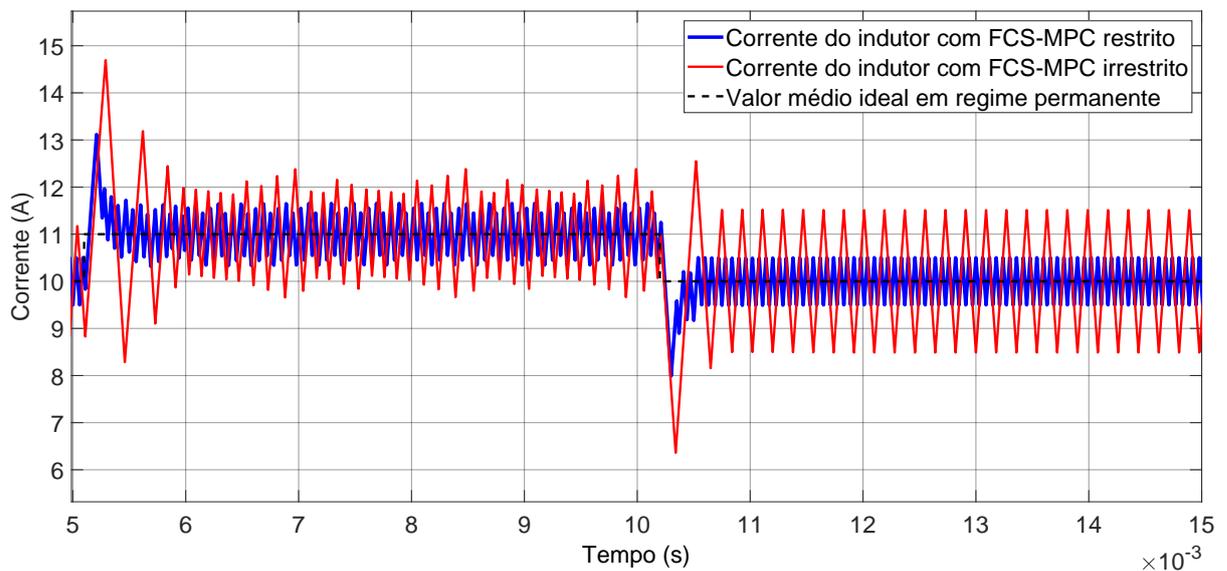
Fonte: O Autor (2025).

Figura 39 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido.

(a) Reposta de  $v_C(t)$ .



(b) Reposta de  $i_L(t)$ .



Fonte: O Autor (2025).

#### 4.7 OPERAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO E CORRENTES COM HORIZONTES DE PREDIÇÃO ESTENDIDOS

Para a implementação do FCS-MPC com restrição em termos de tensão e corrente com horizontes de predição estendido, o Capítulo 3 indique que a seguinte função custo deve ser utilizada:

$$J = (v_C^* - v_C(k+2))^2 + \lambda_1(v_C^* - v_C(k+N_1))^2 + \lambda_2(i_L^* - i_L(k+2))^2 + \lambda_3(i_L^* - i_L(k+N_2))^2 \quad (4.12)$$

Assim, faz-se necessário definir os parâmetros  $\lambda$  e  $N$ . Como feito nos casos anteriores, as definições desses parâmetros são feitas por meio de varreduras automáticas, avaliando as figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE dentro das seguintes faixas:

$$0,00 \leq \lambda_1 \leq 10,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,5; \quad (4.13a)$$

$$0,00 \leq \lambda_2 \leq 3,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,5; \quad (4.13b)$$

$$0,00 \leq \lambda_3 \leq 3,00, \quad \text{com } \Delta\lambda = 0,5; \quad (4.13c)$$

$$3 \leq N_1 \leq 6, \quad \text{com } \Delta N = 1; \quad (4.13d)$$

$$3 \leq N_2 \leq 10, \quad \text{com } \Delta N = 1. \quad (4.13e)$$

Assim, são apresentadas abaixo a análise da varredura dos parâmetros necessários para implementação dessa função custo, bem como são apresentados os principais resultados.

##### 4.7.1 Varredura dos Parâmetros $\lambda_1$ , $\lambda_2$ , $\lambda_3$ , $N_1$ e $N_2$

As faixas de valores de  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$ ,  $N_1$  e  $N_2$  foram escolhidas baseadas nos resultados anteriores, em que seus melhores resultados ditam quais faixas devem ser maiores ou menores. Dessa forma, a região resultou em diversas soluções que minimizaram distintamente as figuras de mérito IAE, ITAE, ISE e ITSE. Para a primeira figura de mérito, obteve-se:

$$\lambda_1 = 6,5; \quad \lambda_2 = 2,5; \quad \lambda_3 = 2,0; \quad N_1 = 3; \quad N_2 = 4. \quad (4.14)$$

Em relação ao ITAE, foram obtidos 185 conjuntos de soluções que resultam no mesmo valor e, conseqüentemente, minimizam essa figura. Para o ISE, obteve-se o mesmo conjunto do IAE, isto é:

$$\lambda_1 = 6,5; \quad \lambda_2 = 2,5; \quad \lambda_3 = 2,0; \quad N_1 = 3; \quad N_2 = 4. \quad (4.15)$$

Por fim, o ITSE apresenta valores mínimos para dois conjuntos, definidos por:

$$\lambda_1 = 2,0; \quad \lambda_2 = 2,5; \quad \lambda_3 = 1,0; \quad N_1 = 6; \quad N_2 = 3. \quad (4.16a)$$

$$\lambda_1 = 2,0; \quad \lambda_2 = 3,0; \quad \lambda_3 = 0,5; \quad N_1 = 6; \quad N_2 = 4. \quad (4.16b)$$

A Tabela 11 apresenta a comparação relativa entre os conjuntos de valores resultantes. As soluções para o ITAE mostram-se insatisfatórias para as outras figuras de mérito, mas o contrário não é válido. As soluções para IAE, ISE e ITSE são ótimas entre si, especialmente as definidas por (4.16a) e (4.16b), pois, além de apresentarem um pequeno desvio relativo da região mínima do IAE e ISE, está mais próximo do ponto mínimo do ITAE que as soluções expressa pelas Equações (4.14) e (4.15). A escolha entre os dois conjuntos mínimos do ITSE baseou-se no valor de  $N_2$ , já que as soluções de IAE e ISE apresentam uma predição de quatro amostras futuras. Por isso a Equação (4.16b) define a operação do FCS-MPC com a função custo dada pela Equação (4.12).

Tabela 11 – Desempenho das possíveis soluções para todos as figuras de mérito para o FCS-MPC restrito em termos de tensão e corrente.

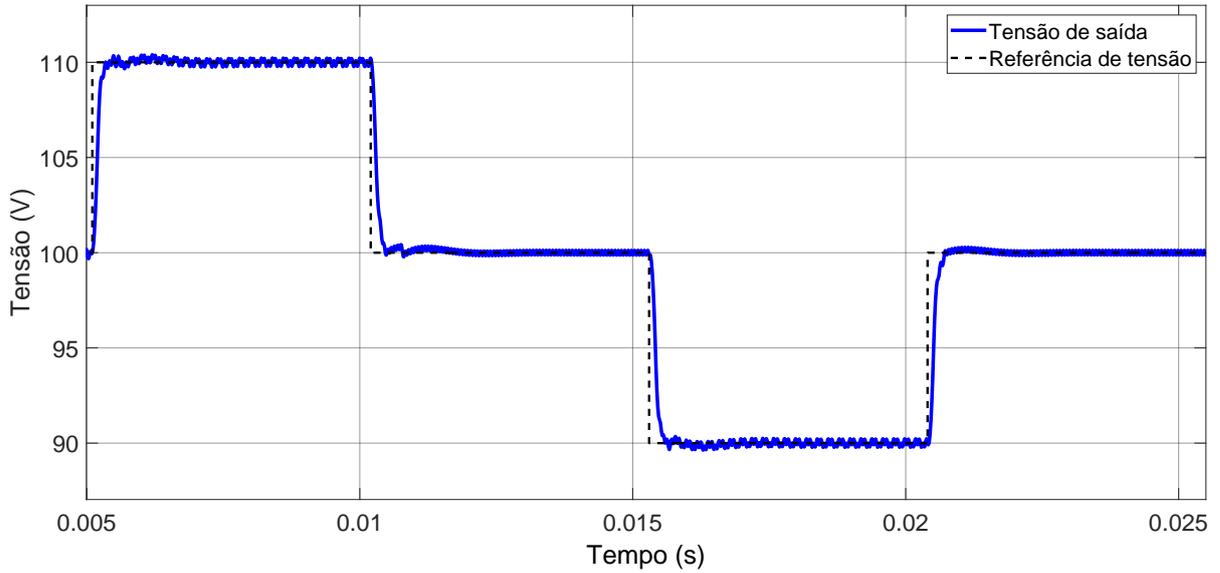
<b>Solução</b>	<b>IAE</b>	<b>ITAE</b>	<b>ISE</b>	<b>ITSE</b>
(4.14) e (4.15)	0,00%	0,15%	0,00%	0,01%
185 conjuntos distintos	6,77%	0,00%	25,00%	13,00%
(4.16a)	0,01%	0,13%	0,003%	0,00%
(4.16b)	0,01%	0,13%	0,003%	0,00%

Fonte: O Autor (2025).

#### 4.7.2 Operação do Conversor

A resposta do conversor *buck* com o controlador FCS-MPC implementado conforme o algoritmo exposto no Apêndice H é mostrada na Figura 40. Em termos de desempenho, esse controle resulta em baixos sobressinais de tensão, pequenas ondulações e um tempo de resposta na mesma ordem de grandeza das outras aplicações com restrições de função custo. A Tabela 12 ilustra o desempenho do sistema de controle, e a Figura 41 apresenta a comparação com o caso irrestrito.

Figura 40 – Resposta do conversor *buck* com controle FCS-MPC considerando restrição em termos de corrente com horizonte de predição estendido.



Fonte: O Autor (2025).

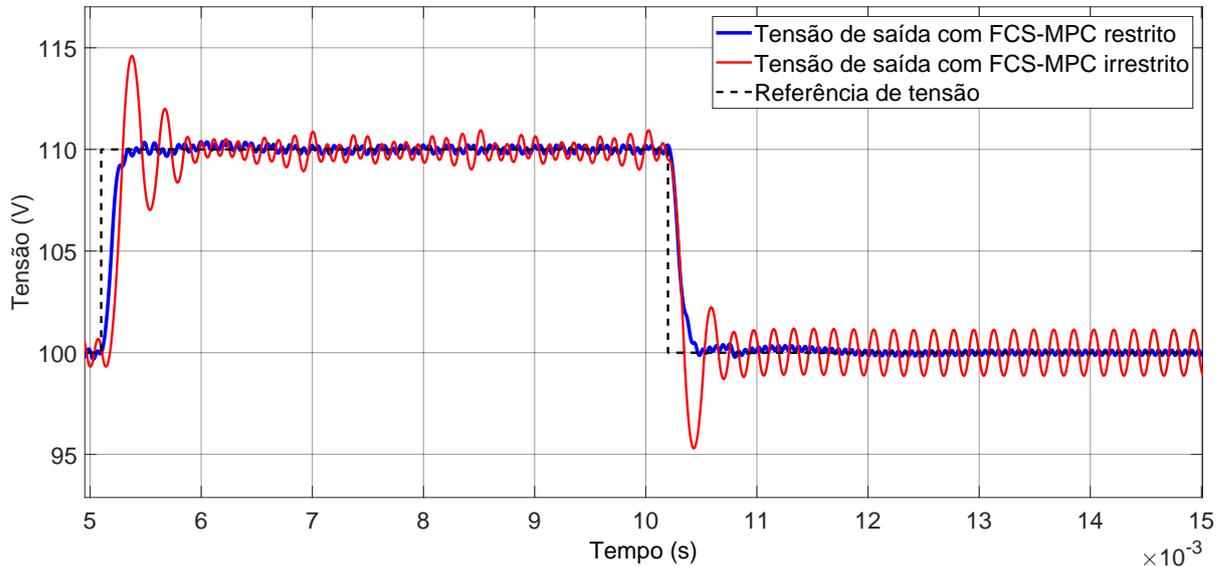
Tabela 12 – Desempenho do sistema operando com o FCS-MPC com restrição em termos de correntes com horizonte de predição estendido.

Varição relativa de referência	$t_s$ (ms)	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
+10%	2,57	4,00	0,46
-10%	1,71	1,80	0,25
-10%	1,79	2,50	0,45
+10%	2,57	5,00	0,25

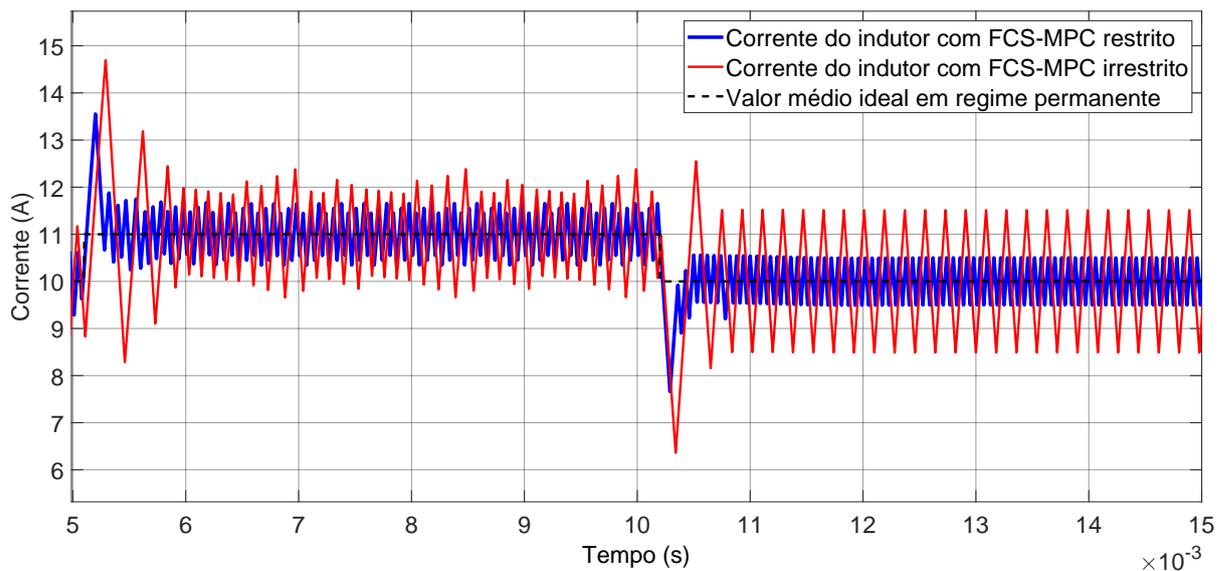
Fonte: O Autor (2025).

Figura 41 – Comparação entre a operação do FCS-MPC irrestrito e o FCS-MPC com restrição em termos de tensão e correntes com horizonte de predição estendido.

(a) Reposta de  $v_C(t)$ .



(b) Reposta de  $i_L(t)$ .



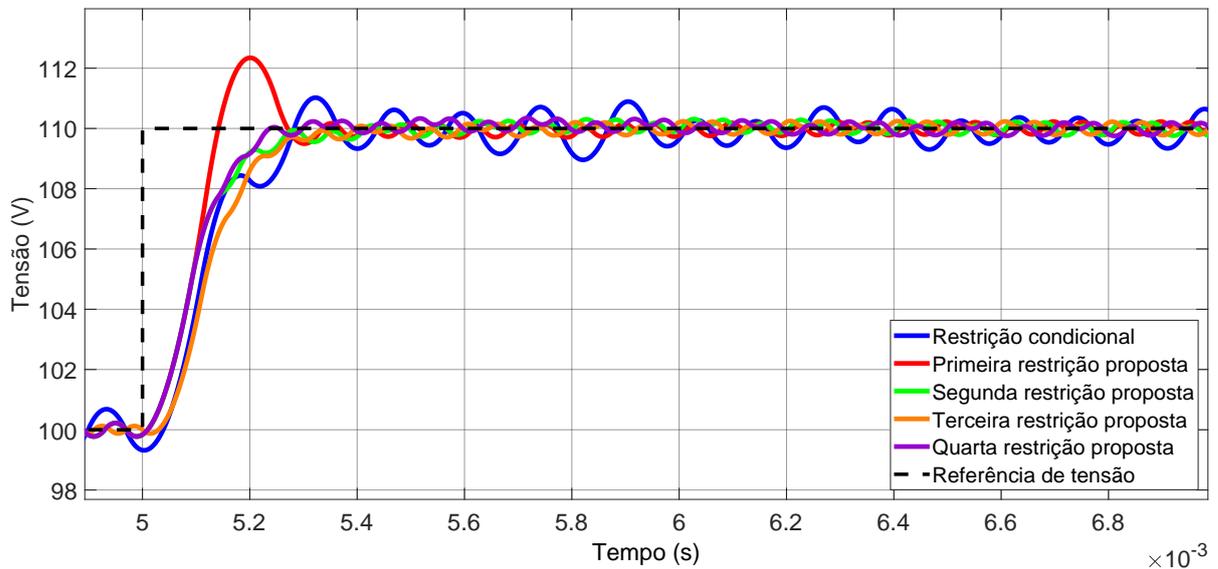
Fonte: O Autor (2025).

#### 4.8 COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS FCS-MPC PROPOSTOS

A partir das análises realizadas anteriormente, pode-se definir que as aplicações com restrições apresentam melhor desempenho que seu caso irrestrito de erro quadrático puro. A solução mais rápida, em termos de tempo de assentamento, é o FCS-MPC com restrição condicional, mas esse apresenta uma alta ondulação de tensão e um moderado sobressinal. Em relação aos FCS-MPC com restrição de função custo, a implementação da solução descrita pela Equação (4.2) opera com baixa ondulação, mas os sobressinais presentes são maiores que o FCS-MPC com restrição condicional. As aplicações com função custo com

restrição que apresenta termos de corrente (Equações (4.4), (4.6) e (4.12)) têm desempenhos bastante similares, em termos de tempo de resposta, ondulação e sobressinal. A Figura 42 ilustra a discussão anterior, na qual as três últimas restrições propostas têm destaque perante as demais.

Figura 42 – Resposta do conversor *buck* para todos os algoritmos propostos.



Fonte: O Autor (2025).

A Tabela 13 apresenta a comparação entre os três melhores desempenhos de FCS-MPC com restrição de função custo. Nitidamente, a quarta função custo proposta apresenta o melhor desempenho em relação às figuras de mérito, sendo o valor mínimo em todos os casos, seguido da segunda proposta e, por fim, pela terceira proposta.

Tabela 13 – Desempenho relativo dos FCS-MPC com restrição de função custo.

Solução	IAE	ITAE	ISE	ITSE
(3.54)	2,68%	6,00%	0,12%	5,99%
(3.58)	6,39%	5,87%	5,99%	9,33%
(3.59)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%

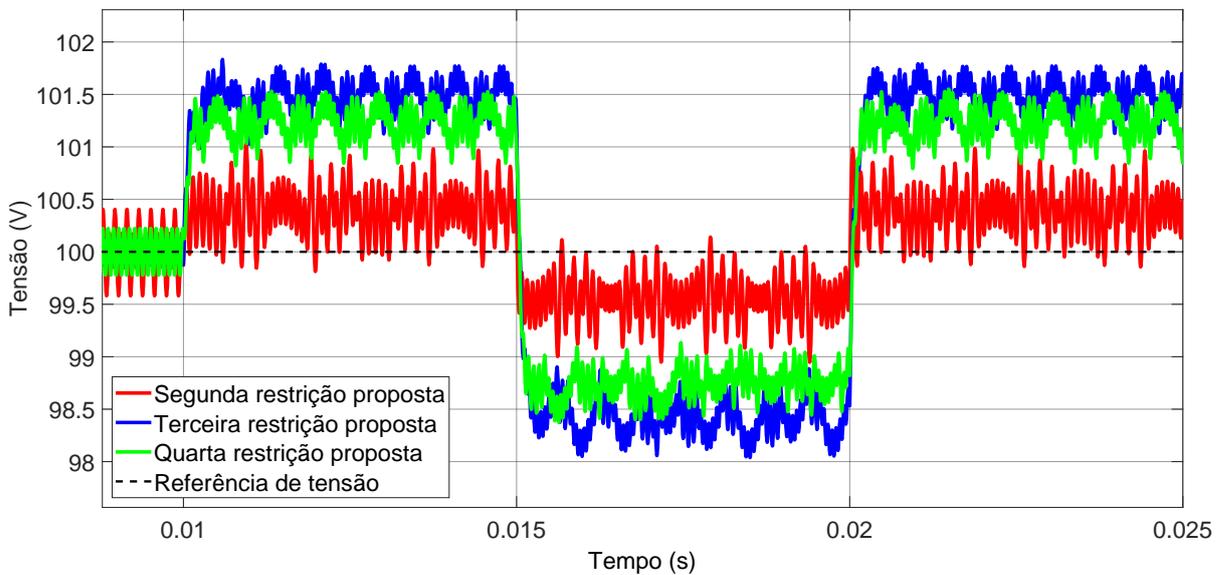
Fonte: O Autor (2025).

#### 4.8.1 Operação com Variação Paramétrica na Carga de Saída

Com o objetivo de comparar os três melhores controladores FCS-MPC com restrição de função custo, são aplicadas variações de  $+2,50\%$  e  $\pm 5,00\%$  no valor da resistência da carga de saída. Os sistemas de controle operam com uma referência de tensão fixa em  $100,00\text{ V}$ , e a resistência  $R$  apresenta, em sequência, os seguintes valores:  $10,25\ \Omega$ ,  $9,75\ \Omega$  e  $10,25\ \Omega$ . A Figura 43 apresenta as respostas dos sistemas sob variação paramétrica, em que a segunda função custo proposta tem o melhor desempenho.

É nítido que a presença de cinco parâmetros na quarta função custo proposta torna o sistema muito susceptível à variações paramétricas. Dessa forma, o algoritmo FCS-MPC com restrição na função custo em termos de corrente, descrito através da Equação (4.4), é a aplicação com o melhor desempenho, pois, com um único termo adicional de restrição, apresenta respostas dinâmicas equivalentes aos algoritmos com mais de um termo restritivo e tem um menor desvio na tensão de saída quando sofre variações paramétricas.

Figura 43 – Resposta dos melhores sistemas de controle FCS-MPC com variações de carga.



Fonte: O Autor (2025).

#### 4.9 COMPARAÇÃO ENTRE O FCS-MPC RESTRITO E CONTROLADORES CLÁSSICOS LINEARES

Para que as vantagens da aplicação do FCS-MPC em conversores estáticos sejam mais compreensíveis, é importante que seus desempenhos sejam comparados aos obtidos para controladores lineares clássicos da literatura.

Assim, a seguir, são apresentadas as funções de transferência de controladores lineares projetados como alternativa para a aplicação alvo. Os parâmetros do conversor *buck* para os projetos são aqueles apresentados na Tabela 2. Sobre essas soluções:

- O primeiro controlador é projetado para uma operação em malha simples; e
- Outros dois controladores são projetados para uma aplicação em malha dupla.

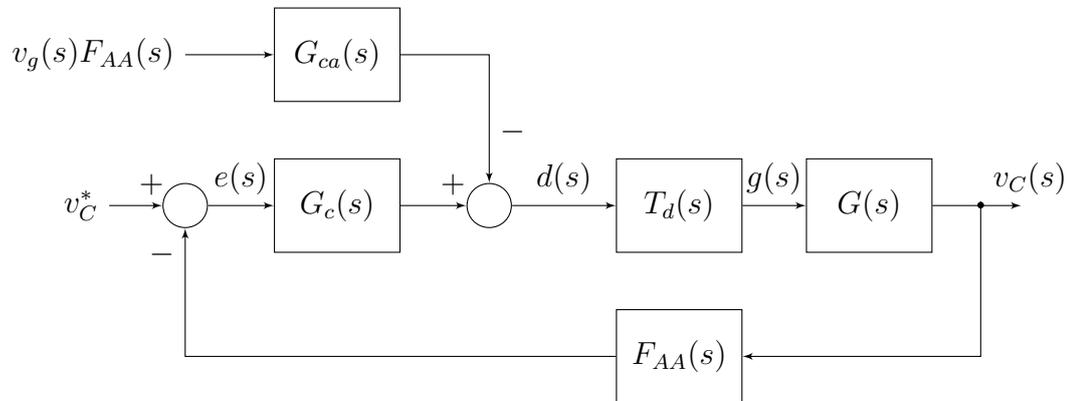
Os controladores são projetados para operar com a maior velocidade possível, garantindo, porém, uma boa estabilidade relativa. Além disso, o erro nulo em regime permanente é essencial.

A fim de extrair um desempenho máximo desses sistemas de controles, são utilizados controladores antecipatórios (ações *feedforward*) nas estratégias de controle, o que implica no uso de um maior número de sensores para sua aplicação, já que o FCS-MPC mede todas as variáveis do conversor *buck*. Assim, uma comparação justa é realizada ao permitir que as estratégias de controle clássicas meçam todas as variáveis necessárias para sua lei de controle.

#### 4.9.1 Controle Clássico Linear em Malha Simples

A estrutura de controle em malha simples utilizada, para fins de comparação de desempenho do FCS-MPC, é apresentada na Figura 44. O controlador  $G_c(s)$  recebe o sinal de erro e envia uma ação de controle na forma de ciclo de trabalho  $d(s)$ , ajustado pelo controlador antecipatório  $G_{ca}(s)$ , para o atuador do sistema (microcontrolador e modulador PWM), o qual é representado por um atraso no tempo  $T_d(s)$ . O atraso de atuação é a composição do atraso de cálculo de um microcontrolador e o atraso natural da modulação por largura de pulso, os quais são, respectivamente, um período de chaveamento e meio período de chaveamento para uma modulação com a portadora sendo um sinal triangular. O sinal de atuação no conversor é o gatilho da chave eletrônica  $g(s)$ .

Figura 44 – Estrutura do controle em malha simples.



Fonte: O Autor (2025).

A planta de interesse para o sistema de controle é  $G(s) = \hat{v}_C(s)/\hat{d}(s)$ , definido numericamente pelo código mostrado no Apêndice A. A tensão de saída do conversor é medida e esse sinal é filtrado por um filtro *anti-aliasing* para satisfazer o teorema de Nyquist. Assim,  $F_{AA}(s)$  é um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte igual à metade da frequência de chaveamento do conversor.

O controlador foi projetado para apresentar uma margem de ganho maior que 6 dB e uma margem de fase próxima de  $65^\circ$ . A função de transferência desse controlador é dada por:

$$G_c(s) = 0,0030 \cdot \frac{s^2 + 4000s + 1,3 \cdot 10^7}{s(s + 2\pi 10^3)}, \quad (4.17)$$

o qual representa um controlador PID com zeros complexos conjugados e um polo adicional alocado em uma frequência dez vezes menor que a frequência de chaveamento (10 kHz), visando implementações realizáveis no domínio discreto.

Esse controlador obteve, para a dinâmica média do conversor, um desempenho em termos de tempo de assentamento de 1,45 ms e um máximo sobressinal de 1,92%. Suas margens de estabilidade são de 65,5° e 13,1 dB, com uma frequência de passagem de 201 Hz.

O modelo médio completo é definido por:

$$v_C(s) = G_{vv_g}(s)v_g(s) + G_{vd}(s)d(s), \quad (4.18)$$

em que a tensão de entrada é uma variável de entrada. Assim, a dinâmica de perturbação de  $v_g(s)$  pode ser mitigada ao adicionar um controlador antecipatório que ajusta o valor de  $d(s)$  para tentar anular completamente os efeitos tensão de entrada. Isso pode ser feito ao definir:

$$G_{ca}(s) = \frac{G_{vv_g}(s)}{G_{vd}(s)} = \frac{D}{V_g}, \quad (4.19)$$

que é constante para o conversor *buck*.

#### 4.9.2 Controle Clássico Linear em Malha Dupla

As equações responsáveis por definir as funções de transferência da planta interna, planta externa e perturbações medidas são obtidas a partir das Equações (3.13) e (3.19). Ao ponderar as respectivas equações pelo ciclo de trabalho e seu complementar, tem-se:

$$C_o \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{R}v_C(t) = i_L(t), \quad (4.20a)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_C(t) + d(t)v_g(t). \quad (4.20b)$$

Ao aplicar as condições de pequenos sinais, as equações tornam-se lineares, isto é:

$$C_o \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} + \frac{1}{R}\hat{v}_C(t) = \hat{i}_L(t), \quad (4.21a)$$

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = -\hat{v}_C(t) + D\hat{v}_g(t) + V_g\hat{d}(t), \quad (4.21b)$$

ou seja, as funções de transferência de interesse são:

$$v_C(s) = \frac{1}{sC_o + \frac{1}{R}}i_L(s), \quad (4.22a)$$

$$i_L(s) = -\frac{1}{sL}v_C(s) + \frac{D}{sL}v_g(s) + \frac{V_g}{sL}d(s), \quad (4.22b)$$

que resulta nas plantas:

$$G_{mi}(s) = \frac{1}{sC_o + \frac{1}{R}}, \quad (4.23a)$$

$$G_{me}(s) = \frac{V_g}{sL}. \quad (4.23b)$$

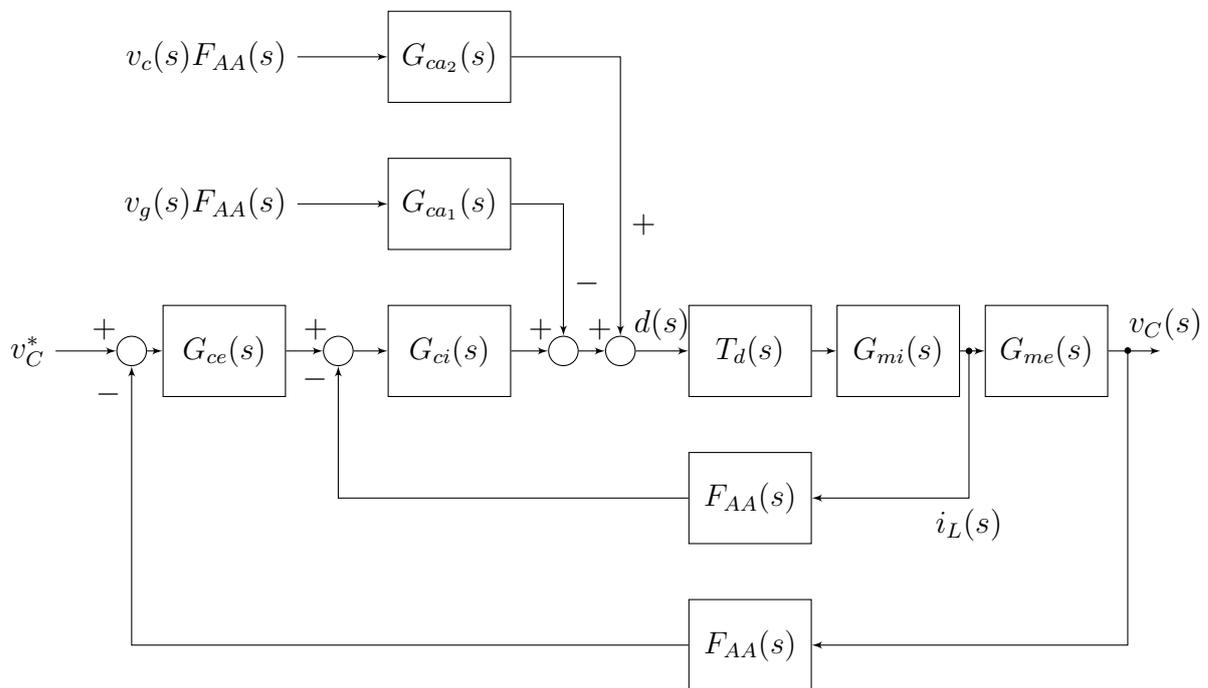
A malha interna é realizada pelo controle da corrente do indutor, utilizando o ciclo de trabalho. A malha externa é controlada a partir da corrente do indutor. Os controladores antecipatórios estão presentes apenas na malha interna e são dados por:

$$G_{ca1}(s) = \frac{D}{V_g}, \quad (4.24a)$$

$$G_{ca2}(s) = \frac{1}{V_g}, \quad (4.24b)$$

em que sua ação de mitigar as dinâmicas de perturbações pode ser observada na Figura 45.

Figura 45 – Estrutura do controle em malha dupla.



Fonte: O Autor (2025).

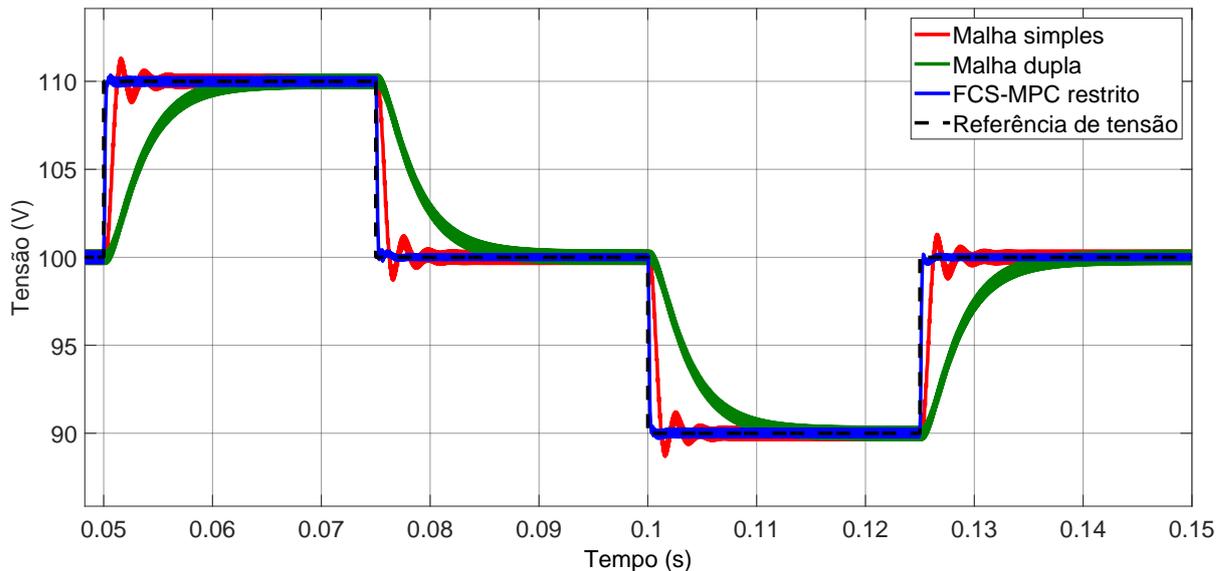
O projeto do controlador da malha interna resultou em um controlador proporcional com ganho 0,0378. Como a planta interna apresenta integração na sua função de transferência, um controlador proporcional é a estrutura mais simples que garante erro nulo. As características da malha interna são uma frequência de cruzamento de 409 Hz, margem de ganho de 10,9 dB, margem de fase de 63,2°, tempo de resposta de 1,05 ms e sobressinal de 2,43%. Outras estruturas de controle resultam em sistemas com margens de estabilidade baixas, sendo realizáveis somente para frequências menores que 400 Hz. Dessa forma, devido a a frequência de chaveamento de 10 kHz, o atraso de atuação do microcontrolador e do modulador PWM afeta significativamente o comportamento da curva da fase ao se desejar uma resposta muito rápida, fazendo com que o sistema instabilize para frequências próximas de 10 kHz. Assim, a resposta dinâmica da malha dupla está limitada pelo atraso de atuação e, conseqüentemente, implica em uma malha externa lenta.

A malha externa obteve a melhor resposta com um controlador integral puro com ganho igual à 25,8387. O tempo de assentamento obtido foi de 14,1 ms, sem sobressinal, e as margens de estabilidade são  $85,1^\circ$  e 42,6 dB. A frequência de passagem foi definida como o limitante de 41 Hz, cerca de dez vezes menor que a frequência de passagem da malha interna. Devido o controlador integral, o erro médio nulo em regime permanente é satisfeito.

### 4.9.3 Respostas dos Sistemas à Referências em Degraus

Os comportamentos da tensão de saída do conversor para cada estratégia de controle são apresentados na Figura 46. A referência de tensão é mesma utilizada anteriormente, a qual aplica variações de  $\pm 10,00\%$  em seu valor.

Figura 46 – Comparação entre as respostas do conversor *buck* para o FCS-MPC restrito e para os controladores clássicos.



Fonte: O Autor (2025).

A metodologia de cálculo do máximo sobressinal e tempo de assentamento para a operação do sistema com o controle clássico é o mesmo utilizado nas seções anteriores para avaliar o FCS-MPC. Isso significa que a ondulação de tensão está relacionada ao máximo sobressinal, e o tempo de assentamento é determinado pela faixa máxima e mínima da ondulação em regime permanente. Dessa forma, os requisitos de projeto definidos para o modelo médio do sistema não correspondem necessariamente ao desempenho com ondulação.

A seguir, a Tabela 14 apresenta algumas características de desempenhos dos controladores clássicos implementados. Em comparação com esses resultados, o FCS-MPC restrito apresenta uma resposta mais rápida, menor sobressinal e ondulação de tensão

mais baixa. Entretanto, a aplicação de controle preditivo necessita que o sistema opere em uma frequência dez vezes maior que a utilizada para os controladores clássicos.

Tabela 14 – Desempenho dos sistemas de controle clássicos.

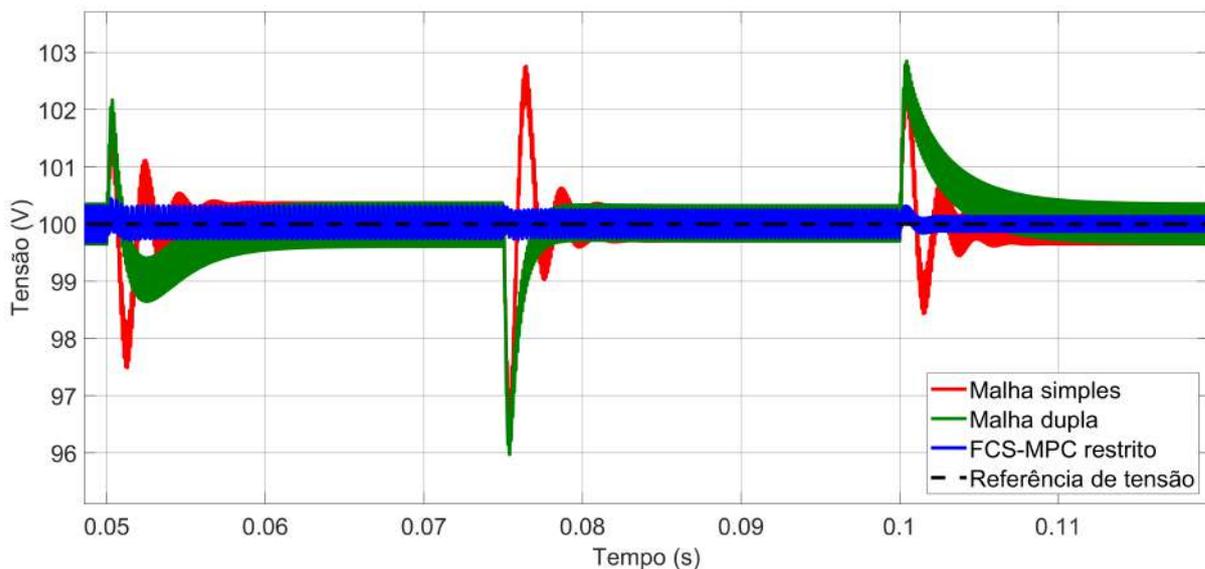
Estratégia de controle	$t_s$ (ms)	$M_p$ (%)	$\Delta v_C$ (V)
Malha simples	7,42	13,00	0,70
Malha dupla	16,84	3,50	0,70

Fonte: O Autor (2025).

#### 4.9.4 Respostas dos Sistemas à Perturbações em Degraus na Tensão de Entrada

Para avaliar a resposta dos sistemas implementados a perturbações na tensão de entrada, são aplicadas variações na tensão de entrada do conversor e observada a robustez dos sistemas. O valor da tensão de entrada inicialmente é 200,00 V e sofre variações para 242,00 V, 180,00 V e retorna ao seu valor inicial. A Figura 47 ilustra as respostas dos sistemas, onde é claramente observado que a aplicação FCS-MPC restrito rejeita as perturbações em  $v_g(t)$ . As estratégias de controle clássicas são robustas às variações da tensão, retornando à referência de tensão após um período equivalente aos seus tempos de assentamento.

Figura 47 – Operação dos sistemas de controle sob perturbações na tensão de entrada.



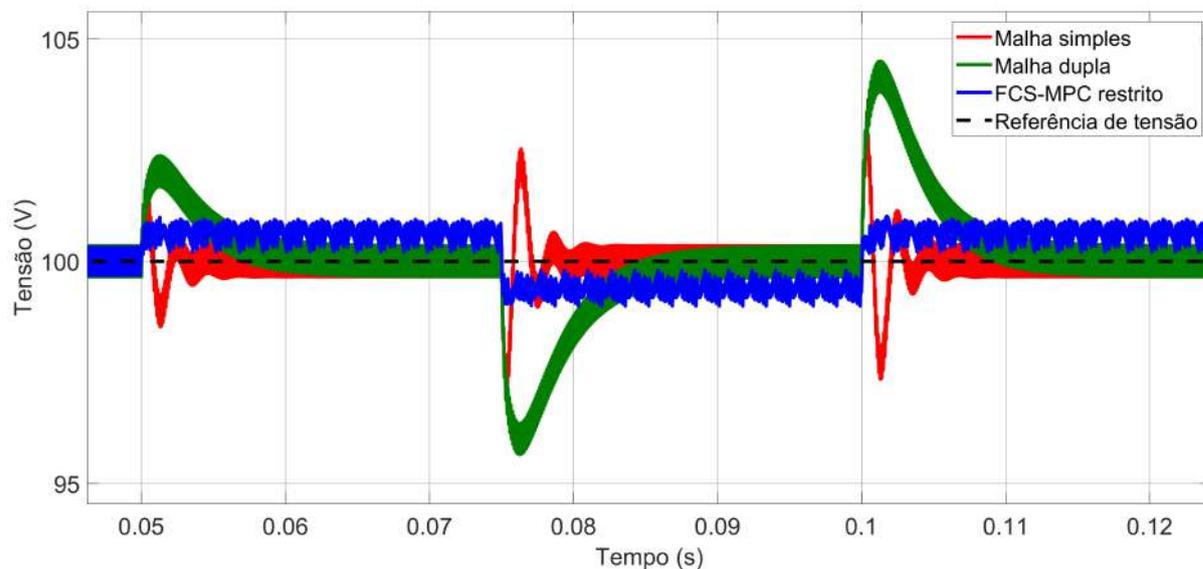
Fonte: O Autor (2025).

#### 4.9.5 Operação com Variação Paramétrica na Carga de Saída

A mesma variação utilizada para definir a função custo exibida na Equação (4.4) como a melhor aplicação do FCS-MPC restrito é novamente aplicada para observar a robustez do sistema com as duas estratégias de controle clássico. Diferentemente da tensão de entrada, o valor da resistência não é medido pelo algoritmo preditivo, assim, a aplicação continua

utilizando o valor inicial da resistência para realizar os cálculos. Conforme observa-se na Figura 48, é nítido que os sistemas clássicos são robustos a essas variações, enquanto o FCS-MPC é extremamente sensível a qualquer mudança em seu valor.

Figura 48 – Respostas dos sistemas de controle sob perturbações na resistência de saída.



Fonte: O Autor (2025).

#### 4.10 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, inicialmente, o FCS-MPC foi operado em diversas frequências de amostragem. Devido à frequência de chaveamento variável desse algoritmo, a ondulação de tensão foi bastante penalizada. Somente em uma frequência dez vezes maior que o valor projetado para o conversor *buck* a ondulação atingiu um nível aceitável. Em seguida, todos os FCS-MPC restritivos propostos foram simulados, sempre apresentando um desempenho superior ao do caso irrestrito.

Posteriormente, o FCS-MPC com restrição condicional foi, isoladamente, o controle mais rápido aplicado ao conversor *buck*. No entanto, apresentou alta ondulação e um sobressinal moderado. Os controladores FCS-MPC com melhor desempenho foram os que implementaram a segunda e a quarta funções custo propostas. A quarta função custo foi capaz de minimizar todos os índices de desempenho avaliados, porém a presença de cinco parâmetros ajustáveis tornou essa solução altamente sensível a variações paramétricas. Essa sensibilidade foi comprovada em simulação, demonstrando que a segunda função custo proposta foi a mais robusta. Além dessa robustez, a segunda função custo proposta também é a mais simples entre todas, contendo apenas um parâmetro de ponderação a ser ajustado. Entretanto, ficou evidenciado que o FCS-MPC com modelo preditor tradicional é muito suscetível a variações paramétricas, tornando promissor a análise de modelos adaptativos para lidar com essas variações.

Além disso, para comparar os resultados do FCS-MPC, controladores clássicos foram projetados. Como o MPC mede todas as variáveis possíveis (presentes no modelo), as estruturas clássicas utilizaram controladores antecipatórios, a fim de medir também o maior número possível de variáveis. Os controladores resultantes apresentaram um tempo de resposta maior que as soluções baseadas em MPC, mas garantiram baixas ondulações com uma frequência de passagem dez vezes menor.

Por fim, as estratégias de controle foram submetidas a perturbações e variações paramétricas. Os controladores clássicos foram capazes de rejeitar as perturbações após uma resposta transitória, enquanto o FCS-MPC rejeitou quase que instantaneamente as variações nos sinais medidos. Entretanto, como era esperado, o MPC é extremamente sensível a variações paramétricas, causando um erro no rastreamento de referência em regime permanente assim que o sistema é afetado pela variação.

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi proposta a aplicação de MPC com restrição de função custo para o controle de tensão do conversor *buck*. Inicialmente, foi necessário revisar a literatura sobre o funcionamento do MPC, a fim de compreender sua compatibilidade com o controle de conversores de potência e os desafios operacionais envolvidos, como o sensoriamento do sistema. A observação de trabalhos recentes que utilizavam MPC na eletrônica de potência permitiu que concluir que a estratégia FCS-MPC se apresenta como uma linha de pesquisa expressivamente promissora quando comparada ao CCS-MPC. Assim, sendo definido o FCS-MPC a estratégia MPC utilizada no conversor *buck*.

Além disso, foram extraídos os modelos matemáticos do conversor *buck* para a criação do modelo preditivo utilizado na estratégia de controle MPC. Os modelos resultantes foram linearizados e validados por meio da comparação com o comportamento do conversor operando com modulador PWM. A validação foi realizada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, garantindo precisão na representação física do modelo.

Os termos restritivos da função custo foram definidos com base na relação física entre os sinais do conversor e os requisitos de operação, como o máximo sobressinal. Dessa forma, foram propostas restrições para mitigar o sobressinal excessivo, baseadas no comportamento futuro da tensão de saída e da corrente do indutor. As funções custo propostas resultaram, em simulação, em desempenho superior ao do FCS-MPC com a função custo de erro quadrático puro. Isso evidencia que as motivações para a criação dessas funções custo estavam, de fato, atreladas aos comportamentos físicos.

Assim, por meio da simulação computacional, foi evidenciado que as estratégias FCS-MPC com restrição de função representam uma alternativa ao uso de controladores clássicos com etapa de modulação. As respostas do conversor com uma malha de controle MPC foram mais rápidas do que as dos controladores clássicos. O FCS-MPC apresentou grande sensibilidade à variação paramétrica, mas foi eficaz na rejeição de perturbações em variáveis medidas.

### 5.1 TRABALHOS FUTUROS

A seguir, apresentam-se algumas propostas de aprimoramento e sugestões de trabalhos futuros, visando atender de maneira mais eficaz aos requisitos abordados neste trabalho de conclusão de curso.

- Aplicar as metodologias dos algoritmos FCS-MPC desenvolvidos neste trabalho em outras topologias de conversores chaveados, considerando sinais de natureza alterada, com o objetivo de validar as qualidades e vantagens desse método de controle ótimo;

- Utilizar algoritmos FCS-MPC com longos horizontes de predição para analisar a viabilidade dessa aplicação e as vantagens obtidas ao aumentar o esforço computacional, empregando técnicas adequadas para realizar a otimização;
- Explorar o uso de estimadores de carga ou empregar um modelo preditivo adaptativo para melhorar a robustez do FCS-MPC a variações paramétricas;
- Ampliar as aplicações de MPC em conversores de potência ao utilizar algoritmos CCS-MPC, assim possibilitando a comparação entre os dois métodos de MPC mais utilizados na área de eletrônica de potência.

## REFERÊNCIAS

- ALKASIR, A.; ABDOLLAHI, S. E.; ABDOLLAHI, S. R.; WHEELER, P. A primary side ccs-mpc controller for constant current/voltage charging operation of series-series compensated wireless power transfer systems. In: *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. Pid control system analysis, design, and technology. *IEEE transactions on control systems technology*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005.
- ANSARI, S.; CHANDEL, A.; TARIQ, M. A comprehensive review on power converters control and control strategies of ac/dc microgrid. *IEEE Access*, v. 9, p. 17998–18015, 2021.
- ARRANZ-GIMON, A.; ZORITA-LAMADRID, A.; MORINIGO-SOTELO, D.; DUQUE-PEREZ, O. A review of total harmonic distortion factors for the measurement of harmonic and interharmonic pollution in modern power systems. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 20, p. 6467, 2021.
- BAIER, C. R.; RAMIREZ, R. O.; MARCIEL, E. I.; HERNÁNDEZ, J. C.; MELÍN, P. E.; ESPINOSA, E. E. Fcs-mpc without steady-state error applied to a grid-connected cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 10, p. 11785–11799, 2021.
- BLAABJERG, F.; YANG, Y.; KIM, K. A.; RODRIGUEZ, J. Power electronics technology for large-scale renewable energy generation. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 111, n. 4, p. 335–355, 2023.
- BORDONS, C.; MONTERO, C. Basic principles of mpc for power converters: Bridging the gap between theory and practice. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 31–43, 2015.
- CAMACHO, E. F.; BORDONS, C.; NORMEY-RICO, J. E. *Model predictive control springer, Berlin, 1999, ISBN 3540762418, 280 pages*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2003.
- CARMO, M. J. et al. *Ambiente educacional multifuncional integrado para sintonia e avaliação do desempenho de malhas industriais de controle*. Dissertação (Mestrado) — Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2006.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern Control Systems*. 8th. ed. Reading, MA: Addison-Wesley, 1998. ISBN 9780201308648.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer Nature, 2020.
- GARAYALDE, E.; AIZPURU, I.; IRAOLA, U.; SANZ, I.; BERNAL, C.; OYARBIDE, E. Finite control set mpc vs continuous control set mpc performance comparison for synchronous buck converter control in energy storage application. In: *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 490–495.

GARCÍA, C. E.; PRETT, D. M.; MORARI, M. Model predictive control: Theory and practice—a survey. *Automatica*, v. 25, n. 3, p. 335–348, 1989. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109889900022>>.

GEYER, T. *Model predictive control of high power converters and industrial drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.

GONZALEZ-PRIETO, A.; MARTIN, C.; GONZÁLEZ-PRIETO, I.; DURAN, M. J.; CARRILLO-RÍOS, J.; ACIEGO, J. J. Hybrid multivector fcs–mpc for six-phase electric drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 8, p. 8988–8999, 2022.

HART, D. *Power Electronics*. [Sl]. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Inc, 2011.

JIANG, X.; MAO, M.; CHENG, W. Active power decoupling of single-phase inverter based on input voltage ccs-mpc. In: *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 173–179.

KEUSCH, R.; LOELIGER, H.-A.; GEYER, T. Long-horizon direct model predictive control for power converters with state constraints. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, 2023.

LEŠO, M.; ŽILKOVÁ, J.; BIROŠ, M.; TALIAN, P. et al. Survey of control methods for dc-dc converters. *Acta Electrotechnica et Informatica*, v. 18, n. 3, p. 41–46, 2018.

LIMONGI, L. R.; BOJOI, R.; GRIVA, G.; TENCONI, A. Digital current-control schemes. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 20–31, 2009.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John wiley & sons, 2003.

NETO, R. C.; NEVES, F. A.; SOUZA, H. E. d. Complex controllers applied to space vectors: A survey on characteristics and advantages. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, v. 31, n. 5, p. 1132–1152, 2020.

NI, S.; ZHENG, Z.; PENG, L.; LI, Y. A hybrid pi-foc and ccs-mpc method for multiple harmonic current suppression in multiphase machines. In: *2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–7.

OGATA, K. *Discrete-time control systems*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1995.

OGATA, K. et al. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice Hall India, 2009.

OLABI, A.; ABDELKAREEM, M. A. Renewable energy and climate change. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 158, p. 112111, 2022. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032122000405>>.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Comparison of direct and pwm model predictive control for power electronic and drive systems. In: IEEE. *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2013. p. 2526–2533.

RODRIGUES, G. M. d. S. *Controle preditivo aplicado a conversores estáticos de potência*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, PB, 2020.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.

TANG, Z.; YANG, Y.; BLAABJERG, F. Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, CSEE, v. 8, n. 1, p. 39–52, 2021.

VAZQUEZ, S.; ZAFRA, E.; AGUILERA, R. P.; GEYER, T.; LEON, J. I.; FRANQUELO, L. G. Prediction model with harmonic load current components for fcs-mpc of an uninterruptible power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 1, p. 322–331, 2022.

WANG, B.; HUANG, J.; WEN, C.; RODRIGUEZ, J.; GARCIA, C.; GOOI, H. B.; ZENG, Z. Event-triggered model predictive control for power converters. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 68, n. 1, p. 715–720, 2020.

ZAFRA, E.; VAZQUEZ, S.; GEYER, T.; AGUILERA, R. P.; FRANQUELO, L. G. Long prediction horizon fcs-mpc for power converters and drives. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, IEEE, v. 4, p. 159–175, 2023.

ZAFRA, E.; VAZQUEZ, S.; GEYER, T.; AGUILERA, R. P.; FREIRE, E.; FRANQUELO, L. G. Computational analysis of the long horizon fcs-mpc problem for power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, 2024.

ZHOU, L.; PREINDL, M. Variable switching frequency techniques for power converters: Review and future trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, 2023.

## APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OBTENÇÃO DO MODELO MÉDIO DO CONVERSOR

```

1 %% Modelo médio do conversor Buck
2 % Autor: Lucas Gabriel Pedroso de Lima
3 % Criado em: 24/12/2023
4 % Atualizado em: 12/02/2024
5
6 %% Pontos de operações:
7 Vg = 200; % Tensão (V) de entrada
8 D = 0.5; % Duty cycle de operação
9 fs = 10e3; % Frequência de chaveamento
10
11 %% Parâmetros do conversor:
12 R = 10;
13 L = 3e-3;
14 Co = 30e-6;
15
16 %% Modelo do conversor para as etapas de chaveamento
17
18 % Do espaço de estados:
19 % dx/dt = A*x + B*u
20 % y = C*x + E*u
21
22     % Durante ton:
23 A1 = [-1/R/Co 1/Co ; -1/L 0];
24 B1 = [0 ; 1/L];
25 C1 = [1 0];
26 E1 = 0;
27
28     % Durante toff:
29 A2 = [-1/R/Co 1/Co ; -1/L 0];
30 B2 = [0 ; 0];
31 C2 = [1 0];
32 E2 = 0;
33 %% Matrizes de interesse do modelo:
34
35 % Do espaço de estados:
36 % d~x/dt = A*~x + [B {(A1-A2)X + (B1-B2)U}]*[~u ; ~d] + (A1-A2) (~d) (~x) + (B1-B2)
37 % ~y = C*~x + [E {(C1-C2)X + (E1-E2)U}]*[~u ; ~d] + (C1-C2) (~d) (~x) + (E1-E2)
38
39 A = A1*D + A2*(1-D);
40 B = B1*D + B2*(1-D);
41 C = C1*D + C2*(1-D);
42 E = E1*D + E2*(1-D);
43
44 U = Vg; % A entrada desse sistema é a tensão Vg
45 X = -1*inv(A)*B*U;
46 Y = (E - C*inv(A)*B)*U;
47
48 %% Matriz de funções de transferências
49
50 % Do modelo linearizado, temos:
51 % ~Y(s) = G(s)*[~U(S) ; ~D(s)]
52 % Com G(s) = [G1(s) G2(s)]
53
54     % Coeficientes dos polinômios da transferência para a primeira entrada
55 [num1, den1] = ss2tf(A, [B ((A1-A2)*X+(B1-B2)*U)], C, [E ((C1-C2)*X+(E1-E2)*U)],
56 1);
57
58     % Coeficientes dos polinômios da transferência para a segunda entrada

```

```
58 [num2, den2] = ss2tf(A, [B ((A1-A2)*X+(B1-B2)*U)], C, [E ((C1-C2)*X+(E1-E2)*U)], 2);
59
60 G1s = tf(num1, den1); % Função de transferência da primeira entrada
61 G2s = tf(num2, den2); % Função de transferência da segunda entrada
62
63 Gs = [G1s G2s]; % A matriz de funções de transferência
```

## APÊNDICE B – CÓDIGO PARA A VARREDURA EM FREQUÊNCIA DO CONVERSOR

```

1 % AC Sweep Tool from MATLAB/Simulink.
2
3 %--- Buck ---%
4
5 % Local: GEPAE-DEE-UFPE
6 % Autores: Fabrício Bradaschia & Leonardo Rodrigues Limongi
7 % Criado em: 21/09/2020
8
9 % Modificado por Lucas Gabriel Pedroso de Lima Costa em: 06/10/2024
10 % Atualizado em: 20/10/2024
11
12 warning off
13
14 %% Parameters
15 f_log = logspace(1,4,100);           % Frequency vector. y = logspace(a,b,n) ✓
generates n points between decades 10^a and 10^b.
16 n = length(f_log);                 % L = length(X) returns the length of the ✓
largest array dimension in X. For vectors, the length is simply the number of ✓
elements.
17 mag_sweep = ones(1,n);             % zeros(n) returns an n-by-n matrix of ones.
18 ph_sweep = zeros(1,n);             % zeros(n) returns an n-by-n matrix of zeros.
19
20 f_pwm_min = 10e3;                  % Minimum PWM frequency (Hz)
21 T_total_min = 5*0.00263;           % Minimum simulation time (seconds)
22                                     % Rule of thumb:
23                                     % (1) The minimum total simulation time ✓
(T_total_min) should be greater than five times
24                                     % the settling time (for a 1% criterion), ✓
obtained from the open-loop simulation
25                                     % (2) The minimum PWM frequency ✓
(f_pwm_min) should be at least ten times
26                                     % the dominant pole frequency, which can ✓
be determined using the system's time constant,
27                                     % also obtained from the open-loop ✓
simulation
28
29 number_of_cycles_sin_sampled = 2;   % Define the number of cycles of sin ✓
(2*pi*freq) used for sampled averaging
30
31 simultaneous_plot = 1;              % Define whether the AC sweep loop plots ✓
the Bode curves simultaneously
32                                     % 0 from "not" and 1 ✓
from "yes"
33
34 selector_input = 0;                 % Selection of the AC input from ✓
simulation
35                                     % 0 from vin(t) and 1 from d ✓
(t)
36 selector_vin = double(~selector_input);
37 selector_d = selector_input;
38
39 AC_percent = 1/100;                 % Percentage of the AC component ✓
value relative to the DC component
40
41 load("Initial_conditions.mat")      % Loading initial conditions
42
43 %% Obtaining magnitude and phase from mathematical model
44
45 FT = minreal(G1s*selector_vin+G2s*selector_d); % Importing the transfer ✓
function of another script. The script is "Modelos_buck.m"

```

```

46
47 [mag_model, ph_model] = bode(FT, 2*pi*f_log);           % [mag,phase] = bode(sys)
returns the magnitude and phase of the response at each frequency in the vector
'flog'. This syntax does not draw a plot.
48 mag_model = mag_model(1,:);                           % forces the variable to
have the specified dimensions (1,:)
49 ph_model = ph_model(1,:);
50 ph_model = mod(ph_model+180, 360) - 180;               % Bringing the
results to the range from -180 to 180
51
52 opts = bodeoptions;                                   % Creating a bodeplot options object and
setting the frequency to Hz
53 opts.FreqUnits = 'Hz';                               % Setting the frequency units to Hz
54 opts.PhaseWrapping = 'on';                           % Activating the phase wrapping
55 opts.PhaseWrappingBranch = -180;                     % Setting the phase results to the range
from -180 to 180
56
57 figure(1);
58 bodeplot(FT, opts);                                  % Plotting the Bode plot with the
configuration in Hz
59
60 %% Obtaining magnitude and phase from AC Sweep
61
62 tic;                                                  % Start counting total time
63
64 for i = 1:1:n
65
66     loop_start_time = tic;                            % Start counting time for each iteration
67
68     freq = f_log(i);                                  % Takes the value of 'freq' from flog(i)
vector
69     f_pwm = 100*freq;                                 % Fixed relation between PWM frequency
'fpwm' and the variable 'freq'
70
71     if f_pwm < f_pwm_min                             % Condition to guarantee minimum PWM
frequency
72         f_pwm = f_pwm_min;
73     end
74
75     T_step = 1/(100*f_pwm);                           % Fixed relation
between PWM period and max step size 'T_step'
76     T_total = (10+2*number_of_cycles_sin_sampled)/freq; % Fixed relation
between variable freq and simulation time 'T_total'
77
78     if T_total < T_total_min
79         T_total = T_total_min;
80     end
81
82     T_cycles = number_of_cycles_sin_sampled/freq; % Duration of the established
sinusoidal cycles for sampling the mean values
83
84     % Displays the values of variables
85     disp([" + num2str(i/n*100) + "]" + newline + ...
86         "i=" + num2str(i) + newline + ...
87         "freq=" + num2str(freq) + newline + ...
88         "f_pwm=" + num2str(f_pwm) + newline + ...
89         "T_step=" + num2str(T_step) + newline + ...
90         "T_total=" + num2str(T_total) + newline + ...
91         "Number of points=" + num2str(T_total/T_step));
92

```

```

93     sim('Conversor_buck.slx'); % Simulates the
circuit with frequency equal to 'freq'
94
95     delta_tout = tout - tout(1); % The total simulation interval
(equal to T_total)
96     Index = find(delta_tout >= (delta_tout(end) - T_cycles),1); % Finding the
index corresponding to the start of the last "number_of_cycles_sin_sampled" sinusoidal
cycles
97
98     mag_perc = mag(Index:end); % Averaging the last
"number_of_cycles_sin_sampled" sine cycles of the simulation
99     mag_sweep(i) = mean(mag_perc); % Position 'i' from
'mag_sweep' vector equal to mean value from vector 'mag' (from simulation).
100
101     ph_unwrap = ph; % Unwraps the phase signal to
remove discontinuities
102     for k = 2:1:length(ph)
103         if (ph_unwrap(k) - ph_unwrap(k-1)) >= 180
104             ph_unwrap(k) = ph_unwrap(k) - 360;
105         elseif (ph_unwrap(k) - ph_unwrap(k-1)) <= -180
106             ph_unwrap(k-1) = ph_unwrap(k-1) - 360;
107         end
108     end
109     ph_perc = ph_unwrap(Index:end); % Averaging the last
"number_of_cycles_sin_sampled" sine cycles of the simulation
110     ph_mean = mean(ph_perc); % Calculating the
mean phase
111     ph_mod = mod(ph_mean+180, 360) - 180; % Bringing the
results to the range from -180 to 180
112
113     ph_sweep(i) = mean(ph_mod); % Position 'i' from
'ph_sweep' vector equal to last position from vector 'ph' (from simulation).
114
115     % Display elapsed time for each iteration
116     loop_time = toc(loop_start_time);
117     disp("Iteration " + num2str(i) + " time: " + num2str(loop_time) + " seconds" +
newline + ...
118         "-----");
119
120     if simultaneous_plot
121         % Plotting comparative Bode curves: magnitude
122         figure(2);
123         semilogx(f_log, 20*log10(mag_sweep), 'r', f_log, 20*log10(mag_model), '--
k', 'LineWidth', 2) % semilogx(X,Y) plots x- and y-coordinates using a base-10
logarithmic scale on the x-axis and a linear scale on the y-axis.
124         xlabel('Frequency (Hz)')
125         ylabel('Magnitude (dB)')
126         legend('AC Sweep', 'Model')
127         grid on
128         % Plotting comparative Bode curves: phase
129         figure(3);
130         semilogx(f_log, ph_sweep, 'r', f_log, ph_model, '--k', 'LineWidth', 2)
131         xlabel('Frequency (Hz)')
132         ylabel('Phase (degrees)')
133         legend('AC Sweep', 'Model')
134         grid on
135     end
136 end
137
138     % Display total elapsed time

```

```
139 total_time = toc;
140 disp("Total time: " + num2str(total_time) + " seconds");
141
142 %% Plotting final comparative Bode curves
143
144 figure(4);
145 semilogx(f_log, 20*log10(mag_sweep), 'r', f_log, 20*log10(mag_model), '--k', 'LineWidth', 2) % semilogx(X,Y) plots x- and y-coordinates using a base-10 logarithmic scale on the x-axis and a linear scale on the y-axis.
146 xlabel('Frequency (Hz)')
147 ylabel('Magnitude (dB)')
148 legend('AC Sweep', 'Model')
149 grid on
150
151 figure(5);
152 semilogx(f_log, ph_sweep, 'r', f_log, ph_model, '--k', 'LineWidth', 2)
153 xlabel('Frequency (Hz)')
154 ylabel('Phase (degrees)')
155 legend('AC Sweep', 'Model')
156 grid on
```

## APÊNDICE C – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC IRRESTRITO

```

1 function g = fnc(u)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático
4 %   As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 %   O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 %   com uma função custo, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 %   que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 R = u(6); % Resistência da carga
19 L = u(7); % Indutância
20 Co = u(8); % Capacitância de saída
21
22 %% Predição para a etapa ATIVA
23
24 iLp1 = -Ts/L*Vc + iL + Ts/L*Vg; % Corrente predita em k+1
25 Vcp1 = (1 - Ts/R/Co)*Vc + Ts/Co*iL; % Tensão predita em k+1
26 Vcp2 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp1 + Ts/Co*iLp1; % Tensão predita em k+2
27
28 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2; % Função custo da etapa para k+2, considerando que Vc_ref
se matém
29
30 %% Predição para a etapa DESATIVA
31
32 iLp1 = -Ts/L*Vc + iL; % Corrente predita em k+1
33 Vcp1 = (1 - Ts/R/Co)*Vc + Ts/Co*iL; % Tensão predita em k+1
34 Vcp2 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp1 + Ts/Co*iLp1; % Tensão predita em k+2
35
36 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2; % Função custo da etapa para k+2, considerando que Vc_ref
se matém
37
38 %% Escolha da ação de controle da chave
39 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal é
de ativação da chave
40     g = 1;
41 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave
42 end
43
44 end

```

## APÊNDICE D – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO CONDICIONAL

```

1 function g = fnc(u)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático com restrição de máximo sobressinal
4 % As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 % O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 % com uma função custo, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 % que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 R = u(6); % Resistência da carga
19 L = u(7); % Indutância
20 Co = u(8); % Capacitância de saída
21
22 %% Variáveis persistentes
23 persistent Vc_ref_anterior
24 if isempty(Vc_ref_anterior)
25     Vc_ref_anterior = 0;
26 end
27
28 persistent contador
29 if isempty(contador)
30     contador = 0;
31 end
32
33 persistent Ref_pos
34 if isempty(Ref_pos)
35     Ref_pos = 0;
36 end
37
38 persistent Ref_neg
39 if isempty(Ref_neg)
40     Ref_neg = 0;
41 end
42
43 % Rotina restritiva
44 if Vc_ref_anterior ~= Vc_ref
45     contador = 0; % Contagem reiniciada
46
47     if Vc_ref_anterior < Vc_ref % Analisando se a nova referência é positiva
48         Ref_neg = 0;
49         Ref_pos = 1;
50     else % Se a nova referência é negativa
51         Ref_pos = 0;
52         Ref_neg = 1;
53     end
54 end
55
56 %% Predição para a etapa ATIVA
57
58 iLp1 = -Ts/L*Vc + iL + Ts/L*Vg; % Corrente predita em k+1
59 Vcp1 = (1 - Ts/R/Co)*Vc + Ts/Co*iL; % Tensão predita em k+1
60 Vcp2 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp1 + Ts/Co*iLp1; % Tensão predita em k+2

```

```

61
62 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2; % Função custo da etapa para k+2, considerando que Vc_ref
se matém
63
64 % Rotina restritiva
65 if (contador<=0.0002*f_MPC) && Ref_pos % Restrição nos 0,5ms iniciais após a
identificação da mudança de referência positiva
66
67     iLp2 = -Ts/L*Vcp1 + iLp1 + Ts/L*Vg;
68     Vcp3 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp2 + Ts/Co*iLp2;
69
70     iLp3 = -Ts/L*Vcp2 + iLp2 + Ts/L*Vg;
71     Vcp4 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp3 + Ts/Co*iLp3;
72
73     iLp4 = -Ts/L*Vcp3 + iLp3 + Ts/L*Vg;
74     Vcp5 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp4 + Ts/Co*iLp4;
75
76     iLp5 = -Ts/L*Vcp4 + iLp4 + Ts/L*Vg;
77     Vcp6 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp5 + Ts/Co*iLp5;
78
79     if Vcp6 > Vc_ref % Se a predição indica um sobressinal a Função Custo se torna
máximo
80         Fc1 = inf;
81     end
82 end
83
84 %% Predição para a etapa DESATIVA
85
86 iLp1 = -Ts/L*Vc + iL; % Corrente predita em k+1
87 Vcp1 = (1 - Ts/R/Co)*Vc + Ts/Co*iL; % Tensão predita em k+1
88 Vcp2 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp1 + Ts/Co*iLp1; % Tensão predita em k+2
89
90 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2; % Função custo da etapa para k+2, considerando que Vc_ref
se matém
91
92 % Rotina restritiva
93 if (contador<=0.0002*f_MPC) && Ref_neg % Restrição nos 0,5ms iniciais após a
identificação da mudança de referência negativa
94
95     iLp2 = -Ts/L*Vcp1 + iLp1;
96     Vcp3 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp2 + Ts/Co*iLp2;
97
98     iLp3 = -Ts/L*Vcp2 + iLp2;
99     Vcp4 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp3 + Ts/Co*iLp3;
100
101     iLp4 = -Ts/L*Vcp3 + iLp3;
102     Vcp5 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp4 + Ts/Co*iLp4;
103
104     iLp5 = -Ts/L*Vcp4 + iLp4;
105     Vcp6 = (1 - Ts/R/Co)*Vcp5 + Ts/Co*iLp5;
106
107     if Vcp6 < Vc_ref % Se a predição indica um sobressinal a Função Custo se torna
máximo
108         Fc2 = inf;
109     end
110 end
111
112 %% Escolha da ação de controle da chave
113 % Com o objetivo de não ocorrer sobressinal, é priorizado a que não
114 % ultrapasse

```

```
115 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal  
é de ativação da chave  
116     g = 1;  
117 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave  
118 end  
119  
120 %% Atualização das variáveis persistentes  
121  
122 Vc_ref_anterior = Vc_ref;  
123 contador = contador + 1;  
124  
125 end
```

## APÊNDICE E – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO

```

1 function g = fnc(u,A1,B1,C1,E1,A2,B2,C2,E2)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático e restrição visando evitar sobressinal
4 % As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 % O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 % com uma função cuto, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 % que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 lambda = u(6); % O ganho da função de restrição
19 N = u(7); % O horizonte de predição do termo restritivo
20
21 %% Predição para a etapa ATIVA
22
23 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
24 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
25
26 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*xo + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+1
27 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
que Vg se mantém)
28
29 Vcp2 = C1*x + E1*u; % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
30
31 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
32 for i = 1:N
33     x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Ao final do laço o vetor de estado
em k+N é obtido (considerando que Vg se mantém)
34 end
35
36 VcpN = C1*x + E1*u; % A tensão de saída em k+N (considerando que Vg se mantém)
37
38 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda)*(Vc_ref - VcpN)^2; % Função custo da etapa para
k+2, considerando que Vc_ref se mantém
39
40 %% Predição para a etapa DESATIVA
41
42 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
43 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
44
45 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*xo + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+1
46 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
que Vg se mantém)
47
48 Vcp2 = C2*x + E2*u; % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
49
50 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
51 for i = 1:N
52     x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Ao final do laço o vetor de estado
em k+N é obtido (considerando que Vg se mantém)
53 end
54
55 VcpN = C2*x + E2*u; % A tensão de saída em k+N (considerando que Vg se mantém)

```

```
56
57 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda)*(Vc_ref - VcpN)^2; % Função custo da etapa para
k+2, considerando que Vc_ref se mantém
58
59 %% Escolha da ação de controle da chave
60 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal é
de ativação da chave
61     g = 1;
62 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave
63 end
64
65 end
```

## APÊNDICE F – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRICÃO EM TERMOS DE CORRENTE

```

1 function g = fnc(u,A1,B1,A2,B2)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático e restrição visando evitar sobressinal
4 % As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 % O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 % com uma função custo, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 % que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 R = u(6); % Valor da resistência
19 lambda2 = u(7); % Valor do ganho do termo restritivo da corrente
20
21 %% Referência do valor da corrente do indutor
22 iL_ref = Vc_ref/R; % Valor médio (em regime permanente) da corrente do indutor (se
23 iguala à corrente do resistor)
24 %% Predição para a etapa ATIVA
25
26 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
27 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
28
29 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*xo + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+1
30 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
31 que Vg se mantém)
32 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
33 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)
34
35 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2; % Função custo da etapa para
36 k+2, considerando que Vc_ref se mantém
37 %% Predição para a etapa DESATIVA
38
39 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
40 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
41
42 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*xo + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+1
43 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
44 que Vg se mantém)
45 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
46 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)
47
48 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2; % Função custo da etapa para
49 k+2, considerando que Vc_ref se mantém
50 %% Escolha da ação de controle da chave
51 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal é
52 de ativação da chave
53     g = 1;
54 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave
55 end

```

55

56 *end*

## APÊNDICE G – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE CORRENTES COM HORIZONTE DE PREDIÇÃO ESTENDIDO

```

1 function g = fnc(u,A1,B1,A2,B2)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático e restrição visando evitar sobressinal
4 % As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 % O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 % com uma função custo, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 % que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 R = u(6); % Valor da resistência de saída
19 lambda2 = u(7); % O ganho da função de restrição da corrente em k+2
20 lambda3 = u(8); % O ganho da função de restrição da corrente em k+N2
21 N2 = u(9); % O horizonte de predição do termo restritivo da corrente
22
23 %% Referência do valor da corrente do indutor
24 iL_ref = Vc_ref/R; % Valor médio (em regime permanente) da corrente do indutor (se
25 iguala à corrente do resistor)
26
27 %% Predição para a etapa ATIVA
28
29 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
30 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
31
32 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*xo + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+1
33
34 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
35 que Vg se mantém)
36
37 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
38 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)
39
40 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
41
42 for i = 1:N2
43     x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Ao final do laço o vetor de estado
44 em k+N2 é obtido (considerando que Vg se mantém)
45 end
46
47 iLp_N2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+N2 (considerando que Vg se mantém)
48
49 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2 + (lambda3)*(iL_ref - iLp_N2)
50 ^2; % Função custo da etapa ativa, considerando que Vc_ref se mantém
51
52 %% Predição para a etapa DESATIVA
53
54 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
55 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
56
57 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*xo + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+1
58
59 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
60 que Vg se mantém)
61
62 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
63 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)

```

```
56
57 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
58 for i = 1:N2
59     x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Ao final do laço o vetor de estado ✓
em k+N2 é obtido (considerando que Vg se mantém)
60 end
61
62 iLp_N2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+N2 (considerando que Vg se mantém)
63
64 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2 + (lambda3)*(iL_ref - iLp_N2) ✓
^2; % Função custo da etapa ativa, considerando que Vc_ref se mantém
65
66 %% Escolha da ação de controle da chave
67 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal é ✓
de ativação da chave
68     g = 1;
69 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave
70 end
71
72 end
```

## APÊNDICE H – CÓDIGO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO FCS-MPC COM RESTRIÇÃO EM TERMOS DE TENSÃO E CORRENTES COM HORIZONTES DE PREDIÇÃO ESTENDIDOS

```

1 function g = fnc(u,A1,B1,A2,B2)
2 % Função do algoritmo de otimização do MPC-FCS para o conversor Buck com a
3 % função custo do erro quadrático e restrição visando evitar sobressinal
4 % As entradas da função são, em ordem: Vc*[k], Vc[k], iL[k], Vg[k]
5 % O algoritmo escolherá a próxima posição da chave (ativa ou desativa) de
6 % com uma função custo, ou seja, as duas possibilidades serão testadas e a
7 % que resulta em um menor valor de Fc será a ação de controle da chave
8
9 %% Entradas da função
10 Vc_ref = u(1);
11 Vc = u(2);
12 iL = u(3);
13 Vg = u(4);
14
15 %% Parâmetros do sistema:
16 f_MPC = u(5); % Frequência de operação do FCS-MPC
17 Ts = 1/f_MPC; % Período de amostragem
18 R = u(6); % Valor da resistência de saída
19 lambda = u(7); % O ganho da função de restrição da tensão em k+N
20 lambda2 = u(8); % O ganho da função de restrição da corrente em k+2
21 lambda3 = u(9); % O ganho da função de restrição da corrente em k+N2
22 N = u(10); % O horizonte de predição do termo restritivo da tensão
23 N2 = u(11); % O horizonte de predição do termo restritivo da corrente
24
25 %% Referência do valor da corrente do indutor
26 iL_ref = Vc_ref/R; % Valor médio (em regime permanente) da corrente do indutor (se
27 iguala à corrente do resistor)
28
29 %% Predição para a etapa ATIVA
30
31 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
32 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
33
34 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*xo + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+1
35
36 x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
37 que Vg se mantém)
38
39 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
40 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)
41
42 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
43
44 for i = 1:N
45     x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Ao final do laço o vetor de estado
46 em k+N é obtido (considerando que Vg se mantém)
47 end
48
49 VcpN = x(1); % A tensão de saída vc em k+N (considerando que Vg se mantém)
50
51 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
52
53 for i = 1:N2
54     x = (eye(length(A1)) + Ts*A1)*x + Ts*B1*u; % Ao final do laço o vetor de estado
55 em k+N2 é obtido (considerando que Vg se mantém)
56 end
57
58 iLp_N2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+N2 (considerando que Vg se mantém)
59
60 Fc1 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda)*(Vc_ref - VcpN)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2
61 + (lambda3)*(iL_ref - iLp_N2)^2; % Função custo da etapa ativa, considerando que
62 Vc_ref se mantém
63
64

```

```

55 %% Predição para a etapa DESATIVA
56
57 xo = [Vc; iL]; % Vetor de estado atual (medição)
58 u = Vg; % Vetor de entrada atual (medição)
59
60 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*xo + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+1
61 x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Vetor de estado em k+2 (considerando
que Vg se mantém)
62
63 Vcp2 = x(1); % A tensão de saída vc em k+2 (considerando que Vg se mantém)
64 iLp2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+2 (considerando que Vg se mantém)
65
66 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
67 for i = 1:N
68     x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Ao final do laço o vetor de estado
em k+N é obtido (considerando que Vg se mantém)
69 end
70
71 VcpN = x(1); % A tensão de saída vc em k+N (considerando que Vg se mantém)
72
73 x = xo; % Retornado o valor em k para o vetor de estado
74 for i = 1:N2
75     x = (eye(length(A2)) + Ts*A2)*x + Ts*B2*u; % Ao final do laço o vetor de estado
em k+N2 é obtido (considerando que Vg se mantém)
76 end
77
78 iLp_N2 = x(2); % A corrente do indutor iL em k+N2 (considerando que Vg se mantém)
79
80 Fc2 = (Vc_ref - Vcp2)^2 + (lambda)*(Vc_ref - VcpN)^2 + (lambda2)*(iL_ref - iLp2)^2
+ (lambda3)*(iL_ref - iLp_N2)^2; % Função custo da etapa ativa, considerando que
Vc_ref se mantém
81
82 %% Escolha da ação de controle da chave
83 if (Fc1<Fc2) % Se o custo da etapa ATIVA for menor do que etapa DESATIVA, o sinal é
de ativação da chave
84     g = 1;
85 else g = 0; % Se não, o sinal é de desativação da chave
86 end
87
88 end

```