



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”  
Instituto de Ciência e Tecnologia  
Câmpus de Sorocaba

Vinícius de Jesus Carrara Rebello Horta

## Controle preditivo aplicado a inversores monofásicos conectados à Rede

Sorocaba  
2025

**Vinícius de Jesus Carrara Rebello Horta**

## **Controle preditivo aplicado a inversores monofásicos conectados à Rede**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação

**Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves**

**Sorocaba  
2025**

H821c      Horta, Vinicius de Jesus Carrara Rebello  
Controle preditivo aplicado a inversores monofásicos conectados à  
Rede / Vinicius de Jesus Carrara Rebello Horta. -- Sorocaba, 2025  
23 p. : il., tabs.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de  
Controle e Automação) - Universidade Estadual Paulista (UNESP),  
Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba  
Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

1. Eletrônica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Sistemas de controle  
ajustável. I. Título.

**Vinícius de Jesus Carrara Rebello Horta**

**Controle preditivo aplicado a inversores monofásicos conectados à Rede**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba, Universidade Estadual Paulista (UNESP), como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel(a) em Engenharia de Controle e Automação.

Data da defesa: 10/07/2025

Banca Examinadora:

---

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves  
Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP

---

Prof. Dr. Luis Armando De Oro Arenas  
Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP

---

Prof. Dr. Ivando Severino Diniz  
Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP

## Agradecimentos

Primeiramente, quero expressar minha profunda gratidão à minha esposa pelo companheirismo, paciência e incentivo constantes ao longo de toda a minha jornada acadêmica. Seu apoio foi essencial para que eu pudesse concluir o curso de graduação e realizar este trabalho com dedicação e tranquilidade.

Agradeço especialmente à minha família, que sempre esteve ao meu lado, acreditando no meu potencial e oferecendo suporte emocional e motivacional durante todos esses anos. Sem vocês, essa realização não teria sido possível.

Estendo também meus sinceros agradecimentos aos meus sogros pela acolhida, compreensão e carinho dedicados durante todo esse período, fortalecendo ainda mais minha caminhada e possibilitando que eu alcançasse meus objetivos acadêmicos e pessoais.

Gostaria de expressar também meu reconhecimento ao meu orientador pela dedicação, orientação e valiosas contribuições durante a elaboração deste trabalho. Seu conhecimento e experiência foram fundamentais para o sucesso deste projeto.

Finalmente, gostaria de expressar minha profunda gratidão a Deus, pela vida, pela sabedoria e por todas as oportunidades concedidas ao longo desta caminhada, permitindo-me superar os desafios encontrados.

## Resumo

Este trabalho apresenta um estudo aprofundado sobre a aplicação do Controle Preditivo Baseado em Modelo (Model Predictive Control – MPC) em inversores monofásicos conectados à rede elétrica. Inicialmente, discute-se a fundamentação teórica do MPC, com ênfase nas vantagens de sua abordagem multivariável e na possibilidade de incluir diferentes restrições e objetivos em uma única função de custo. Em seguida, a modelagem matemática do inversor monofásico é descrita, considerando a contabilização tanto das dinâmicas do filtro indutivo quanto das características da rede elétrica. A partir dessa modelagem, propõe-se uma metodologia de discretização baseada no método de Euler, visando a futura implementação do algoritmo preditivo em plataformas de processamento digitais, como DSPs ou FPGAs. Além disso, explora-se o impacto da inclusão de termos de penalização de chaveamento na função de custo, evidenciando o compromisso entre a redução da frequência de comutação e a precisão no rastreamento da corrente de referência. Simulações são realizadas para diversos cenários de operação, avaliando-se parâmetros como a distorção harmônica total (THD), a frequência de chaveamento efetiva e o respectivo erro de rastreamento em relação à referência. Por fim, o trabalho demonstra que, embora o ajuste dos fatores de ponderação ainda seja majoritariamente empírico, a aplicação do MPC em inversores monofásicos traz benefícios significativos em termos de qualidade de energia e confiabilidade do sistema.

**Palavras-chave:** Controle Preditivo, Inversor Monofásico, Penalização de Chaveamento, Modelagem Matemática, FCS-MPC, Qualidade de Energia.

# Abstract

This work presents an in-depth study on the application of Model Predictive Control (MPC) in single-phase inverters connected to the electrical grid. Initially, the theoretical fundamentals of MPC are discussed, highlighting the advantages of its multivariable approach and the possibility of including various constraints and objectives within a single cost function. Subsequently, the detailed mathematical modeling of the single-phase inverter is described, considering both the dynamics of the inductive filter and the characteristics of the electrical grid. Based on this modeling, a discretization methodology using Euler's method is proposed, aiming at the future implementation of the predictive algorithm on digital processing platforms such as DSPs or FPGAs. Additionally, the impact of including switching penalty terms in the cost function is explored, illustrating the trade-off between the reduction of switching frequency and the accuracy of reference current tracking. Simulations are performed across various operational scenarios, evaluating parameters such as Total Harmonic Distortion (THD), effective switching frequency, and the corresponding tracking error relative to the reference. Finally, the study demonstrates that although the tuning of weighting factors remains mostly empirical, the application of MPC in single-phase inverters yields significant improvements in terms of power quality and system reliability.

**Keywords:** Model Predictive Control, Single-Phase Inverter, Switching Penalty, Mathematical Modeling, FCS-MPC, Power Quality

## Lista de Figuras

|   |                                                                               |    |
|---|-------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1 | Ilustração conceitual do princípio de operação do FCS-MPC. . . . .            | 9  |
| 2 | Circuito do inversor VSI conectado a um filtro $L$ e uma carga $RL$ . . . . . | 10 |
| 3 | Diagrama de Blocos PLL . . . . .                                              | 16 |
| 4 | Malha de Controle do MPC . . . . .                                            | 17 |
| 5 | Fluxograma do sistema de controle FCS-MPC. . . . .                            | 18 |
| 7 | Fluxograma do sistema de controle FCS-MPC. . . . .                            | 19 |
| 8 | Corrente de saída e amostras de frequência por penalização de chaveamento     | 20 |
| 9 | Corrente de saída e amostras de frequência por penalização de THD . . . .     | 21 |

## Lista de Tabelas

|   |                                                         |    |
|---|---------------------------------------------------------|----|
| 1 | Estados possíveis de $S_1$ e $S_2$ . . . . .            | 10 |
| 2 | Valores a partir da penalização de chaveamento. . . . . | 21 |
| 3 | Valores a partir da penalização de THD. . . . .         | 21 |

# Sumário

|          |                                                                       |           |
|----------|-----------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>                                                     | <b>7</b>  |
| <b>2</b> | <b>Fundamentação Teórica</b>                                          | <b>8</b>  |
| 2.1      | Modelo Preditivo de Controle . . . . .                                | 8         |
| 2.1.1    | Modelagem Matemática . . . . .                                        | 9         |
| 2.1.2    | Discretização pelo Método de Euler . . . . .                          | 11        |
| 2.2      | Função de Custo com Penalização por Chaveamento . . . . .             | 11        |
| 2.3      | Função de Custo com Penalização por Taxa de Distorção Harmônica . . . | 12        |
| 2.4      | Perdas nos Semicondutores . . . . .                                   | 13        |
| 2.4.1    | Perdas em Comutação . . . . .                                         | 13        |
| 2.4.2    | Perdas em Condução . . . . .                                          | 14        |
| 2.4.3    | Influência das Perdas Totais na Temperatura de Junção . . . . .       | 15        |
| 2.5      | PLL . . . . .                                                         | 15        |
| 2.6      | Erro de Rastreamento . . . . .                                        | 16        |
| <b>3</b> | <b>Metodologia</b>                                                    | <b>17</b> |
| 3.1      | Modelo Preditivo de Controle . . . . .                                | 17        |
| <b>4</b> | <b>Resultados</b>                                                     | <b>20</b> |
| <b>5</b> | <b>Conclusão</b>                                                      | <b>22</b> |
|          | <b>Referências</b>                                                    | <b>23</b> |

# 1 Introdução

Existem diversas técnicas de controle que podem ser implementadas para realizar a conversão de energia elétrica de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA) e, conseqüentemente, o controle de corrente em inversores conectados à rede elétrica. As estratégias de controle lineares baseiam-se em métodos de modulação e empregam controladores proporcional-integral no referencial síncrono ou proporcional-ressonante no referencial estacionário [1].

Com relação às estratégias de modulação, as mais utilizadas na literatura baseiam-se no uso de portadoras e esquemas de modulação, como modulação senoidal por largura de pulso (SPWM), modulação por vetores espaciais e modulação por histerese [2].

Embora cada uma dessas técnicas apresente aspectos mais favoráveis para aplicações específicas, algumas limitações são observadas nos esquemas de controle convencionais. No caso da técnica de modulação SPWM, não há controle total sobre a ordenação das comutações dos interruptores de potência, o que pode comprometer a eficiência da aplicação ao aumentar as perdas por comutação. Por outro lado, a técnica de modulação por vetores espaciais permite otimizar os padrões de chaveamento dos transistores para sintetizar correntes alternadas com conteúdo harmônico reduzido e maior eficiência no processo de conversão. No entanto, essa técnica apresenta implementação complexa, sensibilidade a parâmetros de controle e restrições computacionais em cenários mais críticos [3].

Além disso, a modulação por histerese apresenta simplicidade de implementação, rápida resposta dinâmica, boa capacidade de rejeição de distúrbios e intrínseca capacidade de limitação de corrente. Entretanto, essa técnica pode ocasionar perdas excessivas de chaveamento devido à natureza descontínua do controle, além de problemas relacionados à variação da frequência de comutação ao longo do tempo [4].

Nesse contexto, recentemente, aplicações com controle preditivo baseado em modelo (Model Predictive Control – MPC) têm sido cada vez mais observadas em conversores eletrônicos de potência [5].

As técnicas aplicadas ao MPC podem ser classificadas em duas categorias principais: Controle de Estado Contínuo (Continuous Control State MPC – CCS-MPC) e Controle de Estado Finito (Finite Control State MPC – FCS-MPC). Por exemplo, no CCS-MPC, a variável de controle do conversor é a tensão de saída, e a solução proposta é resolver um problema de otimização para prever o horizonte de estado em cada intervalo de amostragem. A segunda estratégia (FCS-MPC) resolve um problema de otimização a partir de uma função de custo, baseada na natureza discreta do conversor. A entrada será um conjunto finito de valores discretos, e os resultados dos valores possíveis são comparados com as referências [9].

Nos últimos anos, o Controle Preditivo baseado em Modelo (MPC) tem se destacado como uma alternativa importante para o controle de conversores de potência. Alguns de seus potenciais benefícios incluem a aplicação em sistemas multivariáveis e a obtenção de

uma resposta dinâmica rápida [6]. Sua popularidade se deve ao aumento da capacidade computacional dos microprocessadores, permitindo operações de controle mais complexas [7].

As principais vantagens do MPC incluem o controle de múltiplos objetivos, variáveis e restrições em uma única função de custo. Algumas das variáveis mais comumente usadas são tensão, corrente, torque ou fluxo. Para isso, é necessário adicionar requisitos adicionais à lei de controle, como a redução da frequência de chaveamento, o balanceamento de tensões nos capacitores ou o controle da potência reativa. Em relação aos desafios, no MPC há a necessidade de abordar a problemática de otimização em tempo real a cada intervalo de amostragem. Em sistemas de conversão de potência, o tempo de amostragem é frequentemente da ordem de microssegundos ou até menos, o que impõe grandes exigências de processamento ao hardware utilizado. O número de iterações calculadas pelo sistema pode fazer com que se eleve demasiadamente custo computacional do sistema, causando atrasos nos cálculos usados para fornecer as informações necessárias para que o controlador tome as ações de controle. As variações paramétricas, ruídos de medição e atrasos de cálculo precisam ser considerados pois podem impactar negativamente o desempenho do MPC. A robustez frente a essas incertezas é uma questão crítica, especialmente para conversores operando em ambientes não ideais. [8].

Incluir mais de uma variável na função de custo aumenta a complexidade da estratégia de controle, especialmente se as variáveis forem de naturezas diferentes. Para enfrentar esse desafio, aplica-se um fator de ponderação a cada variável na função de custo, regulando sua importância de acordo com os objetivos de controle. Esses parâmetros precisam ser cuidadosamente projetados para manter a estabilidade das estratégias de controle. Muitas técnicas para a escolha dos fatores foram propostas na literatura, envolvendo desde métodos empíricos, teóricos, estatísticos e inteligência artificial. Todavia, ainda não há um consenso com relação a melhor metodologia para o ajuste dos fatores. Assim, as aplicações baseadas em MPC têm crescido e se diversificado no campo da eletrônica de potência, em especial em aplicações de inversores conectados à rede [9].

## 2 Fundamentação Teórica

### 2.1 Modelo Preditivo de Controle

O princípio de operação da técnica FCS-MPC pode ser entendido por meio da Figura 1, em que a variável de controle  $y_k$ , na amostra de tempo  $k$ , pode ser controlada por meio de quatro diferentes ações de controle ( $j1$ ,  $j2$ ,  $j3$ , e  $j4$ ) para obter a melhor correspondência entre  $y_{k+1}$  e o valor de referência  $y^*$  no instante  $t_{k+1}$ . No cenário ilustrado na Figura 1, a ação de controle  $j3$  seria escolhida para  $t_{k+1}$ . Esse processo se repete para as próximas amostras, garantindo o rastreamento satisfatório da referência.

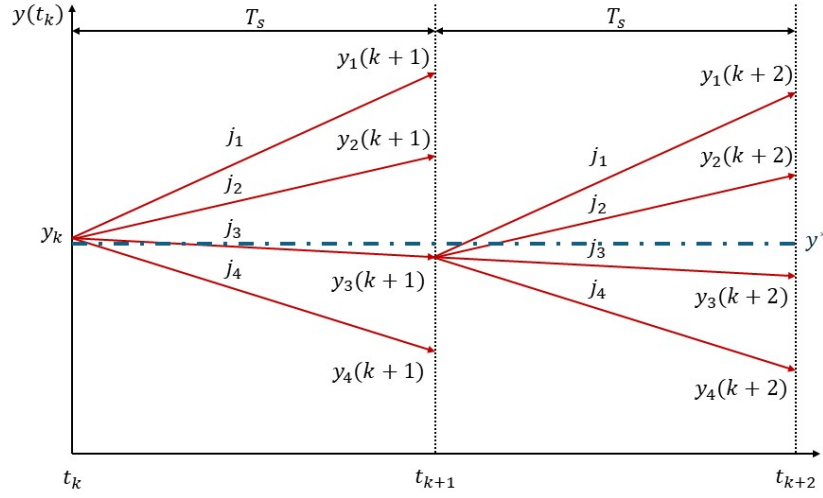


Figura 1: Ilustração conceitual do princípio de operação do FCS-MPC.

A modelagem matemática e o controle de inversores CC-CA são essenciais para diversas aplicações, como integração de fontes de energia renováveis, controle de motores e sistemas de potência. Este documento apresenta a modelagem detalhada de um inversor fonte de tensão (Voltage Source Inverter, VSI) conectado a um filtro indutivo  $L$  e uma carga  $RL$ . Além disso, discute-se a discretização do sistema utilizando o método de Euler e a formulação de uma função de custo para controle preditivo baseado em modelo de estados finitos (Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC), incluindo penalizações por chaveamento.

### 2.1.1 Modelagem Matemática

O circuito considerado consiste em um inversor VSI que fornece uma tensão de saída  $v_o$  para um filtro indutivo  $L$ , que está conectado a uma carga  $RL$  e a rede. A tensão na carga,  $V_{load}$ , é um dado conhecido. A modelagem começa aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) no indutor  $L$ , a partir do circuito representado na Figura 2, resultando na seguinte equação:

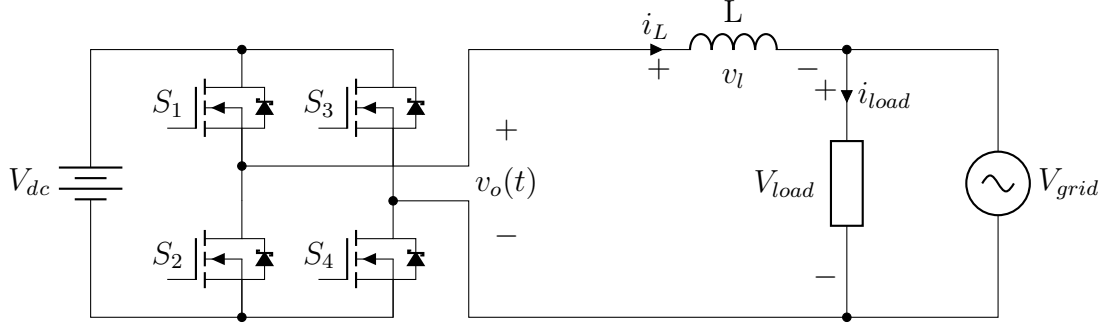


Figura 2: Circuito do inversor VSI conectado a um filtro  $L$  e uma carga  $RL$ .

$$v_o = v_L + V_{load} \quad (1)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_o - V_{load} \quad (2)$$

onde:

- $L$  é a indutância do filtro.
- $i_L$  é a corrente no indutor.
- $v_o$  é a tensão de saída do inversor.
- $V_{load}$  é a tensão na carga.

A tensão de saída do inversor,  $v_o$ , depende do estado de comutação das chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$ . Considerando que estas chaves são complementares, a tensão pode ser expressa a partir da Tabela 1.

Tabela 1: Estados possíveis de  $S_1$  e  $S_2$ .

| $S_1$ | $S_2$ | $v_o$     |
|-------|-------|-----------|
| 0     | 0     | 0         |
| 0     | 1     | $-V_{dc}$ |
| 1     | 0     | $+V_{dc}$ |

$$v_o = (S_1 - S_2)V_{dc}, \quad (3)$$

onde  $V_{dc}$  é a tensão de entrada do inversor.

### 2.1.2 Discretização pelo Método de Euler

A equação diferencial (2) é discretizada utilizando o método de Euler. No método de Euler, a derivada temporal  $\frac{di_L}{dt}$  é aproximada por:

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s}, \quad (4)$$

onde:

- $T_s$  é o período de amostragem.
- $i_L(k)$  e  $i_L(k+1)$  representam a corrente no instante  $k$  e no instante  $k+1$ , respectivamente.

Substituindo (4) em (2), obtemos:

$$L \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} = v_o(k) - V_{load}(k). \quad (5)$$

Isolando  $i_L(k+1)$ :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} [v_o(k) - V_{load}(k)]. \quad (6)$$

Substituindo a equação (3) para  $v_o(k)$ , obtemos:

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} [(S_1(k) - S_2(k))V_{dc} - V_{load}(k)]. \quad (7)$$

## 2.2 Função de Custo com Penalização por Chaveamento

O controle preditivo baseado em modelo (MPC) seleciona os estados de comutação que minimizam uma função de custo  $g$ , a qual é definida para rastrear uma corrente de referência  $i_{ref}(k)$  e incluir uma penalização pelo chaveamento das chaves semicondutoras.

Em um sistema de controle, é importante alcançar um compromisso entre o acompanhamento da referência e o esforço de controle. Em conversores e acionamentos de potência, o esforço de controle está relacionado às variações de tensão ou corrente, à frequência de comutação ou às perdas de comutação. Utilizando controle preditivo, é possível considerar qualquer medida de esforço de controle na função de custo, de forma a reduzi-lo.

Assim como em conversores de potência, uma das principais medidas de esforço de controle é a frequência de chaveamento. Em muitas aplicações, é importante poder controlar ou limitar o número de comutações dos interruptores de potência.

Para considerar diretamente a redução no número de comutações na função de custo, uma abordagem simples é incluir um termo que contabilize o número de chaves que mudam quando o estado de comutação  $S(k)$  é aplicado, em relação ao estado de comutação anteriormente aplicado  $S(k-1)$  [8].

A função de custo é formulada como:

$$g = \|i_{ref}(k) - i_L(k+1)\|^2 + \lambda_s \cdot n(k), \quad (8)$$

onde:

- $\|i_{ref}(k) - i_L(k+1)\|^2$ : Termo que minimiza o erro entre a corrente de referência e a corrente prevista.
- $\lambda_s$ : Peso da penalização por chaveamento.
- $n(k) = \sum_{j=1}^n |S_j(k) - S_j(k-1)|$ : Número de transições de estado das chaves.

Substituindo (7) em (8), a função de custo completa é:

$$g = \left\| i_{ref}(k) - \left[ i_L(k) + \frac{T_s}{L} ((S_1(k) - S_2(k))V_{dc} - V_{load}(k)) \right] \right\|^2 + \lambda_s \cdot \sum_{j=1}^n |S_j(k) - S_j(k-1)|. \quad (9)$$

## 2.3 Função de Custo com Penalização por Taxa de Distorção Harmônica

A *Taxa de Distorção Harmônica* (THD) é uma métrica amplamente utilizada para avaliar a qualidade de energia elétrica, indicando a quantidade de distorção harmônica presente em um sinal em relação à sua componente fundamental. A THD é definida como a razão entre a soma das potências das componentes harmônicas superiores e a potência da componente fundamental.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}, \quad (10)$$

onde:

- $I_1$  é o valor eficaz da componente fundamental do sinal.
- $I_n$  são os valores eficazes das componentes harmônicas superiores ( $n = 2, 3, 4, \dots$ ).

A THD é expressa em porcentagem e fornece uma indicação direta da qualidade do sinal: quanto menor o valor de THD, menor a distorção harmônica presente.

Nos sistemas de conversão de potência, como inversores conectados à rede elétrica, a THD da corrente de saída é uma métrica crítica para avaliar a qualidade da energia entregue. Altos valores de THD podem (i) introduzir ruído em dispositivos eletrônicos conectados à rede, (ii) aumentar as perdas nos sistemas de transmissão e distribuição e (iii) gerar penalidades por não conformidade com normas regulatórias de qualidade de energia.

O controle preditivo baseado em modelo (*Finite Control Set Model Predictive Control* – FCS-MPC) é utilizado para determinar o estado de comutação do inversor que minimiza uma função de custo. Para reduzir a THD do sinal de corrente de saída, um termo de penalização baseado na distorção harmônica é incluído na função de custo.

$$g = (i_{L,\text{ref}} - i_L(k+1))^2 + \lambda_h \cdot \text{THD}_{\text{est}}, \quad (11)$$

onde:

- $i_{L,\text{ref}}$  é a corrente de referência.
- $\lambda_h$  é o peso de penalização para a THD.
- $\text{THD}_{\text{est}}$  é uma estimativa da THD com base no histórico do sinal.

Para calcular  $\text{THD}_{\text{est}}$ , uma transformada rápida de Fourier (FFT) é aplicada ao histórico da corrente. Os valores eficazes das componentes fundamentais ( $I_1$ ) e harmônicas superiores ( $I_n$ ) são extraídos, e a THD é estimada como:

$$\text{THD}_{\text{est}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^N I_n^2}{I_1^2}}, \quad (12)$$

onde  $N$  é o número total de harmônicas consideradas.

A inclusão de um termo de penalização baseado na THD permite melhorar significativamente a qualidade da corrente de saída do inversor. O ajuste do peso  $\lambda_h$  oferece flexibilidade no compromisso entre qualidade de energia e outros objetivos, como eficiência e perdas térmicas.

## 2.4 Perdas nos Semicondutores

### 2.4.1 Perdas em Comutação

Os inversores de potência desempenham um papel fundamental na conversão de energia elétrica, permitindo a conexão de fontes de corrente contínua (CC) à rede elétrica de corrente alternada (CA), bem como o acionamento de cargas diversas. No entanto, a eficiência desses dispositivos é diretamente influenciada pelas perdas que ocorrem nos semicondutores de potência. Entre essas perdas, destacam-se as *perdas em comutação* e as *perdas em condução*, que impactam o desempenho térmico, a confiabilidade e a vida útil do sistema.

As perdas em comutação ocorrem durante as transições entre os estados *ligado* (1) e *desligado* (0) dos semicondutores de potência. Durante esses instantes, há uma sobreposição entre **tensão** e **corrente**, gerando dissipação de energia. A magnitude dessas perdas depende de fatores como:

- A frequência de chaveamento ( $f_s$ );

- As características elétricas do semicondutor (tempo de comutação, comportamento dinâmico do dispositivo);
- O circuito de comutação e as indutâncias parasitas associadas.

A potência dissipada devido às comutações pode ser modelada por:

$$P_{\text{comutacao}} = f_s \cdot E_{\text{comutacao}}, \quad (13)$$

onde:

- $f_s$  é a frequência de chaveamento do inversor;
- $E_{\text{comutacao}}$  é a energia dissipada a cada ciclo de chaveamento.

A energia dissipada por comutação pode ser estimada pela integral da potência instantânea durante o intervalo de transição:

$$E_{\text{comutacao}} = \int_0^{t_{\text{sw}}} v(t) \cdot i(t) dt, \quad (14)$$

onde:

- $v(t)$  e  $i(t)$  são, respectivamente, a tensão e a corrente no semicondutor durante a transição;
- $t_{\text{sw}}$  é o tempo total de chaveamento.

O objetivo do controle MPC com penalização por chaveamento é reduzir a frequência de chaveamento sempre que possível, sem comprometer a qualidade da forma de onda da corrente de saída.

#### 2.4.2 Perdas em Condução

Além das perdas em comutação, as perdas em condução ocorrem quando os dispositivos semicondutores estão no estado ligado, devido à resistência interna do canal de condução e à queda de tensão direta do componente. A potência dissipada no estado de condução pode ser expressa por:

$$P_{\text{conducao}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{on}} + I_{\text{avg}} \cdot V_f, \quad (15)$$

onde:

- $I_{\text{rms}}$  é a corrente eficaz que circula pelo semicondutor durante o período de condução;
- $R_{\text{on}}$  é a resistência do dispositivo no estado ligado;
- $I_{\text{avg}}$  é a corrente média conduzida pelo semicondutor;

- $V_f$  é a queda de tensão direta do componente, relevante para diodos e alguns transistores.

As perdas de condução dependem da carga do inversor e variam com a corrente de saída. Em MOSFETs de potência e IGBTs, um projeto eficiente deve buscar um equilíbrio entre perdas de condução e comutação, pois uma redução de  $R_{on}$  (que reduz perdas de condução) pode aumentar o tempo de chaveamento, elevando as perdas de comutação.

### 2.4.3 Influência das Perdas Totais na Temperatura de Junção

A **temperatura de junção** ( $T_j$ ) dos dispositivos semicondutores é diretamente influenciada pelas perdas **totais**, que incluem tanto as perdas de **condução** quanto as de **comutação**. Um **aumento excessivo na temperatura** pode levar à degradação dos componentes, comprometendo a confiabilidade e a vida útil do inversor.

$$T_j = T_a + R_{th} \cdot P_{total}, \quad (16)$$

onde:

- $T_a$  é a **temperatura ambiente** (tipicamente 25 °C);
- $R_{th}$  é a **resistência térmica** entre a junção e o ambiente;
- $P_{total}$  é a potência total dissipada no semicondutor, dada por:

$$P_{total} = P_{conducao} + P_{comutacao}. \quad (17)$$

Conclui-se portanto que a temperatura de junção e consequentemente as perdas totais relacionadas às chaves semicondutoras são diretamente proporcionais à frequência de chaveamento. Logo, o controle desse parâmetro faz-se necessário para o rendimento do conversor assim como a durabilidade de seus componentes.

## 2.5 PLL

Em um inversor monofásico conectado à rede, os métodos de controle devem considerar a interação entre o inversor e a rede elétrica. A corrente injetada na rede deve não apenas seguir a referência em termos de magnitude, mas também manter harmônicas e distorções dentro de limites aceitáveis para garantir a qualidade da energia. A rede, por sua vez, pode apresentar variações de tensão ou distorções que afetam a dinâmica da corrente do inversor, exigindo ajustes na lógica ou na largura da banda para compensar essas variações. Para isso, utilizam-se os PLLs para gerar as referências para os controles dos inversores.

O Phase-Locked Loop (PLL) é um sistema de controle em malha fechada que sincroniza a fase de um sinal de saída com a fase de um sinal de referência. Ele é amplamente utilizado

em aplicações como telecomunicações, controle de motores e inversores conectados à rede. É um elemento essencial no controle de inversores monofásicos conectados à rede elétrica. Ele é responsável por garantir a sincronização precisa entre o sinal gerado pelo inversor e a tensão da rede, maximizando o fator de potência e mantendo a qualidade da energia. Além disso, o PLL deve ser capaz de operar mesmo sob condições adversas, como variações de tensão e distorções harmônicas na rede, que podem impactar a dinâmica do sistema.

O funcionamento do PLL baseia-se em três componentes principais: o Detector de Fase (PD), que calcula o erro de fase; o Filtro Passa-Baixa (LPF), que suaviza o sinal de erro; e o Oscilador Controlado por Tensão (VCO), que ajusta a frequência do sinal de saída para minimizar o erro de fase. Este ajuste dinâmico permite que o PLL sincronize a fase e a frequência do inversor com a rede elétrica, garantindo uma operação eficiente.

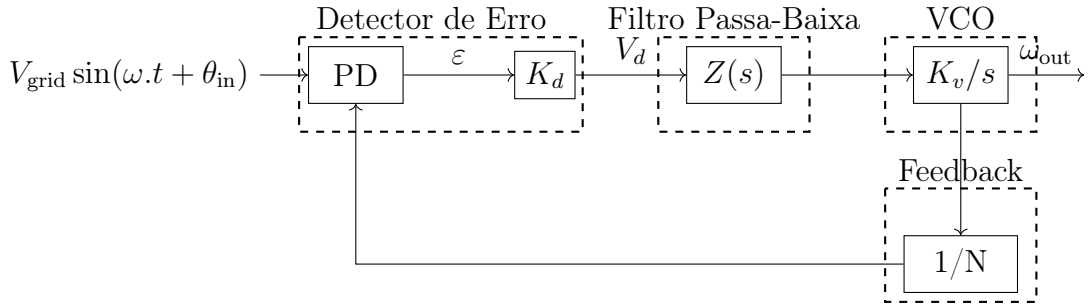


Figura 3: Diagrama de Blocos PLL

## 2.6 Erro de Rastreamento

A capacidade do controlador em seguir um sinal de referência foi analisada pelo erro de rastreamento. O erro de rastreamento é uma métrica que mede a capacidade de um sistema ou controlador em seguir uma referência desejada ao longo do tempo. Ele é particularmente relevante em sistemas de controle, onde o objetivo é minimizar a diferença entre a saída real do sistema e o valor de referência, garantindo que o comportamento desejado seja alcançado de forma precisa e estável.

No caso contínuo, o erro de rastreamento ( $e(t)$ ) é definido como a diferença instantânea entre a referência ( $i_{\text{ref}}(t)$ ) e a saída do inversor ( $i_L(t)$ ). Para avaliar o desempenho ao longo de um período ( $T$ ), calcula-se o erro de rastreamento RMS definido como ( $E$ ), que é dado por (18):

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{\text{ref}}(t) - i_L(t)]^2 dt}. \quad (18)$$

### 3 Metodologia

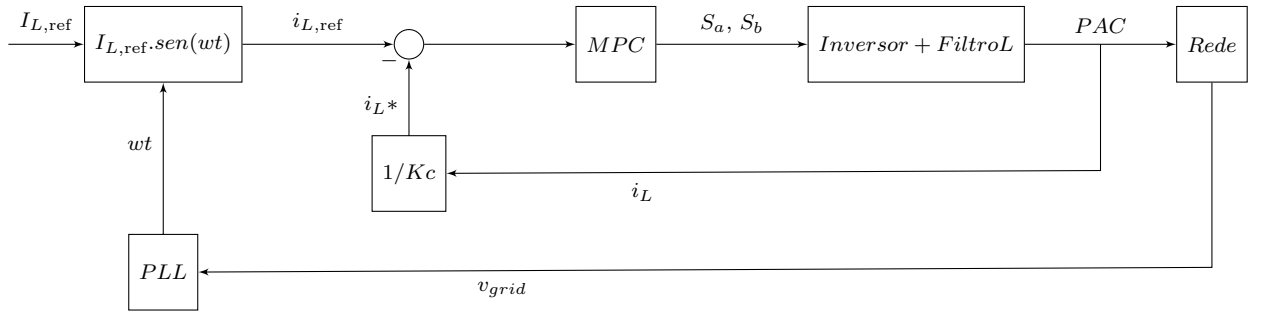
No presente trabalho, utilizou-se os softwares PSIM e Matlab Simulink. O PSIM foi empregado para simular os circuitos e validar a modelagem matemática do inversor monofásico. Foram realizados testes para verificar o comportamento dinâmico do sistema, ajustar parâmetros e obter os resultados iniciais necessários para a implementação do controle preditivo.

O Matlab Simulink foi utilizado para criar modelos mais detalhados e executar simulações mais detalhadas que possibilitaram análises das iterações de forma avançada. Através do Simulink, foi possível integrar seu ambiente gráfico que possibilitou a visualização do comportamento do sistema em tempo real, a análise do erro de rastreamento, a frequência de chaveamento e outros parâmetros de interesse. A combinação destas plataformas foi fundamental para validar a metodologia proposta e para obter insights sobre a performance do sistema sob diferentes condições de operação.

Como parâmetros de simulação, utilizou-se uma rede elétrica de tensão eficaz de 220V e 60Hz de frequência uma Resistência de 121 Ohms e uma Indutância de 427 mH.

#### 3.1 Modelo Preditivo de Controle

Para o desenvolvimento do Modelo Preditivo de Controle, conforme os parâmetros definidos na Figura 4, desenvolveu-se a seguinte malha fechada de controle, onde PAC é o Ponto de Acoplamento Comum entre o sistema e a rede elétrica. O Sensor de Corrente é definido como o ganho  $1/Kc$ .



responde ao algoritmo de controle considerando a função de custo com penalização por chaveamento.

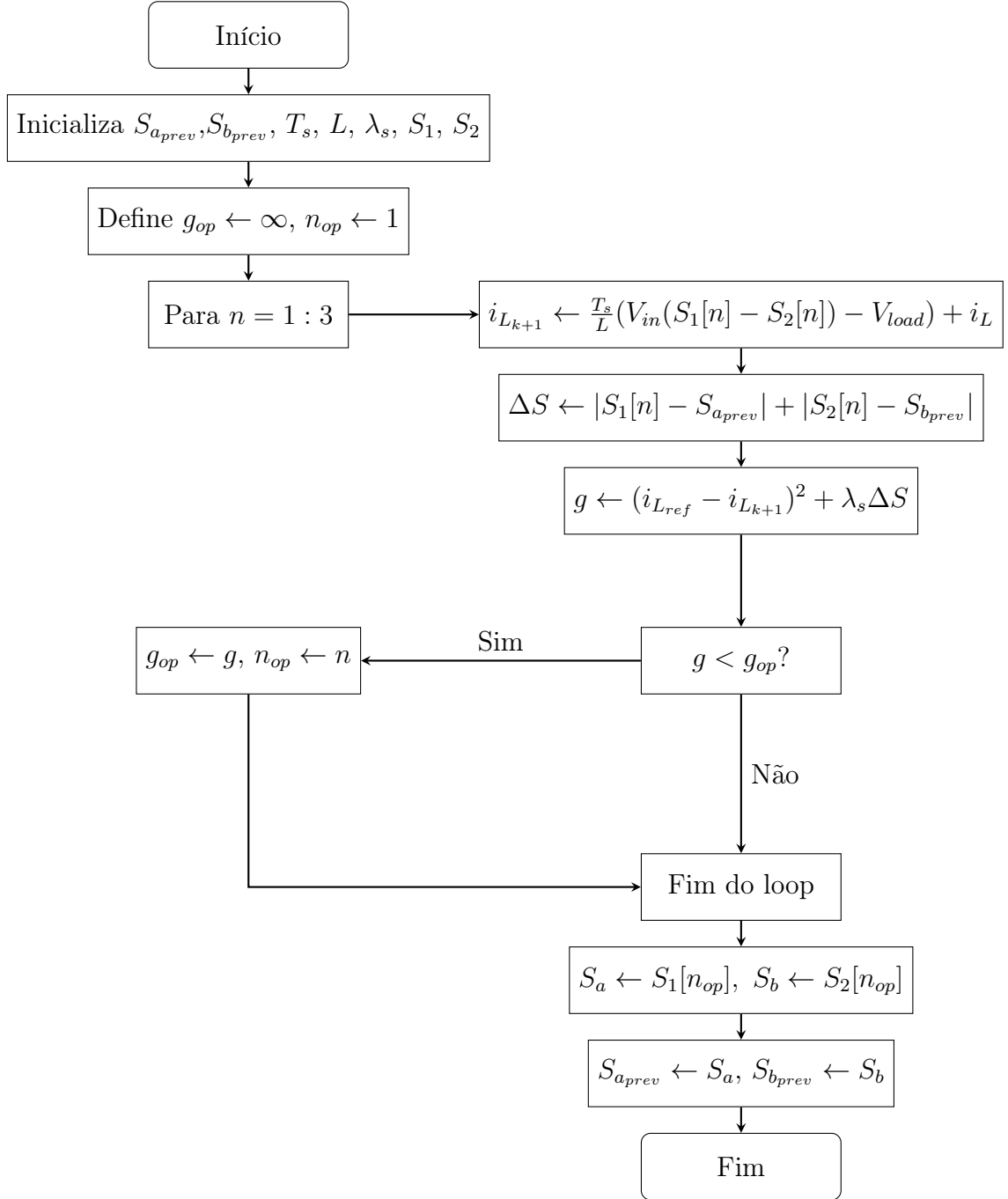


Figura 5: Fluxograma do sistema de controle FCS-MPC.

Em sequência, definiu-se o algoritmo de controle considerando a função de custo com penalização por Taxa de Distorção Harmônica, conforme a Figura 7.

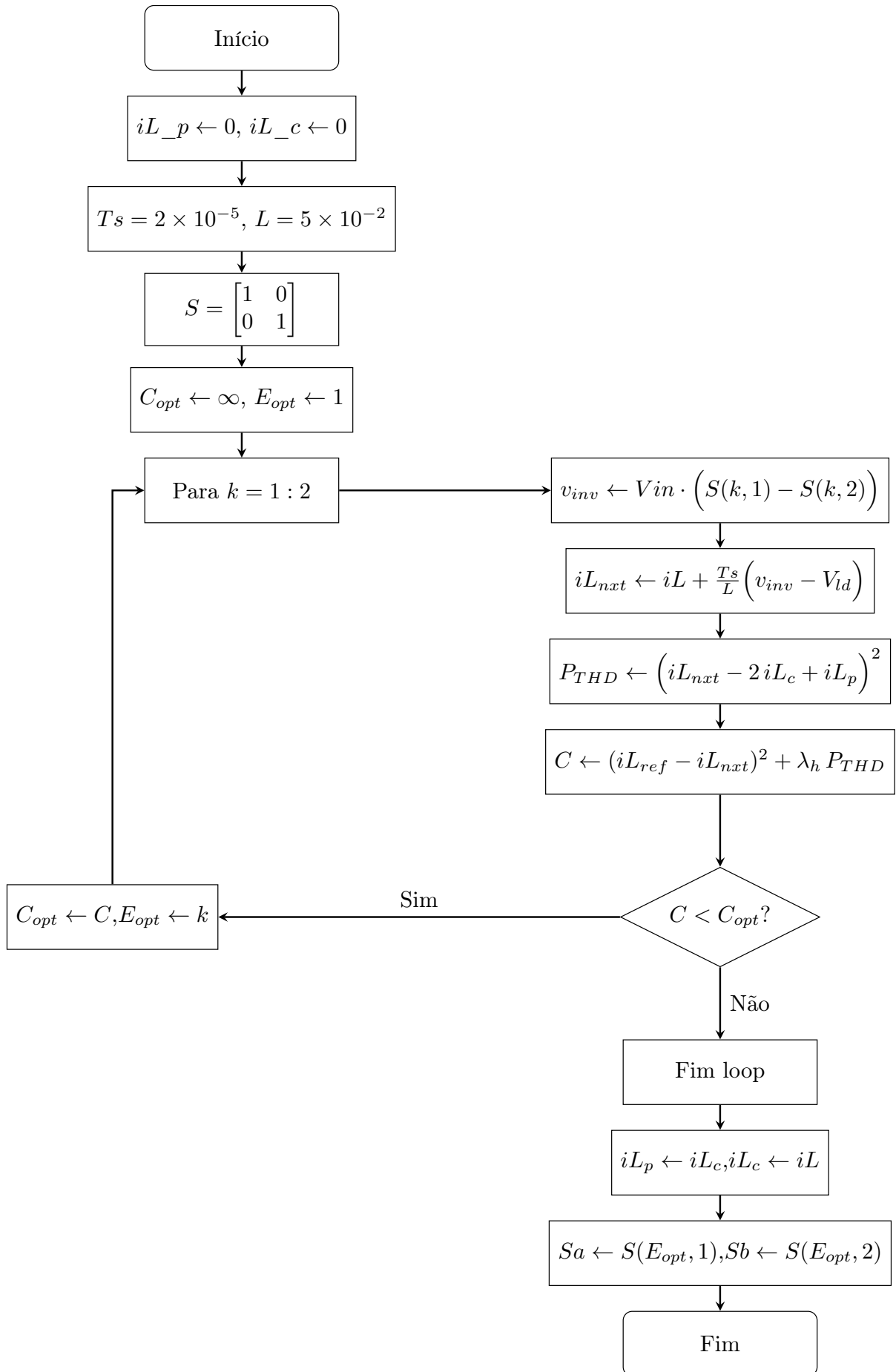


Figura 6: Fluxograma do algoritmo THD

## 4 Resultados

A partir do circuito definido, analisou-se as formas de onda de saída do inversor, e analisada a Taxa de Distorção Harmônica e Erro de rastreamento para as duas funções de custos desenvolvidas no presente trabalho. Foi analisada a coleta de amostras de frequência de comutação das chaves estáticas, para analisar o nível de estresse que esses componentes estariam submetidos em cada um dos cenários. Para a função de custos com penalização por chaveamento, pode-se observar os resultados na Figura 8.

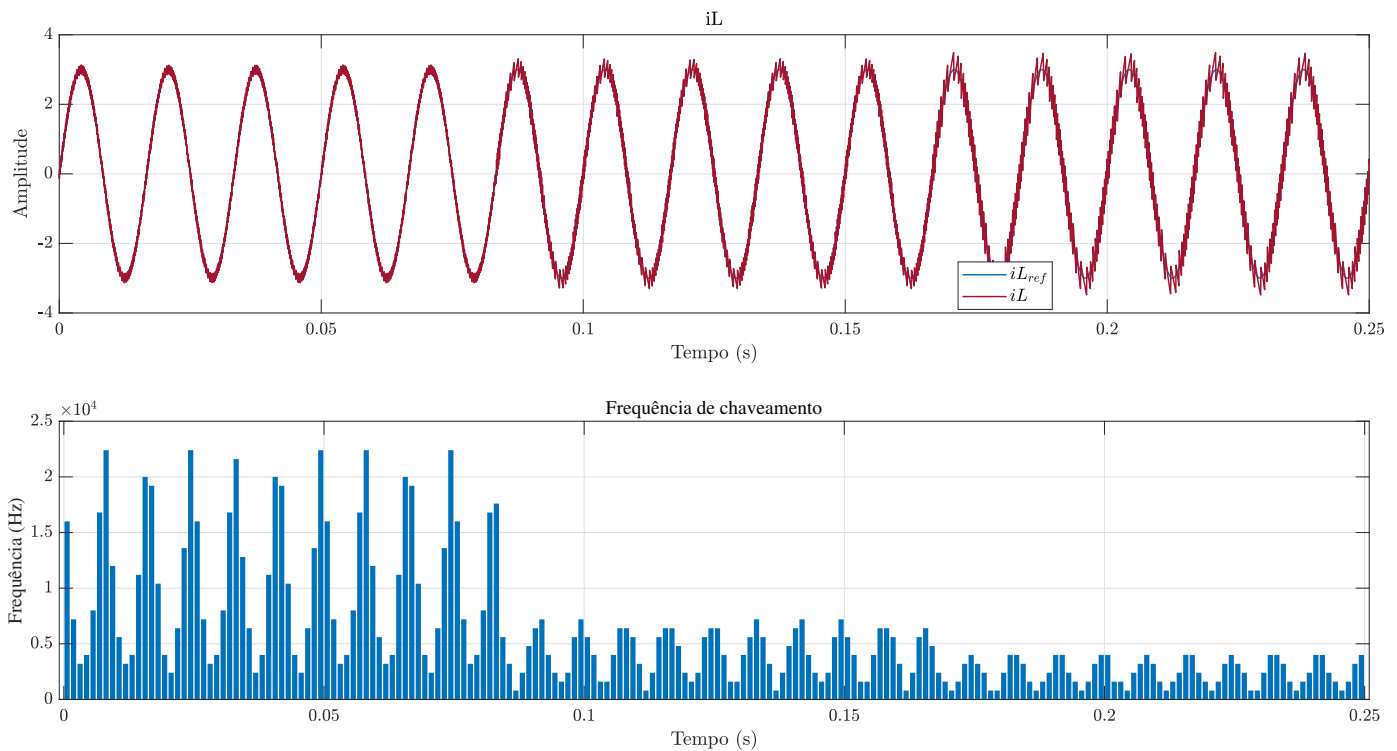


Figura 8: Corrente de saída e amostras de frequência por penalização de chaveamento

Para a função de custos com penalização por THD, observa-se os resultados na Figura 9.

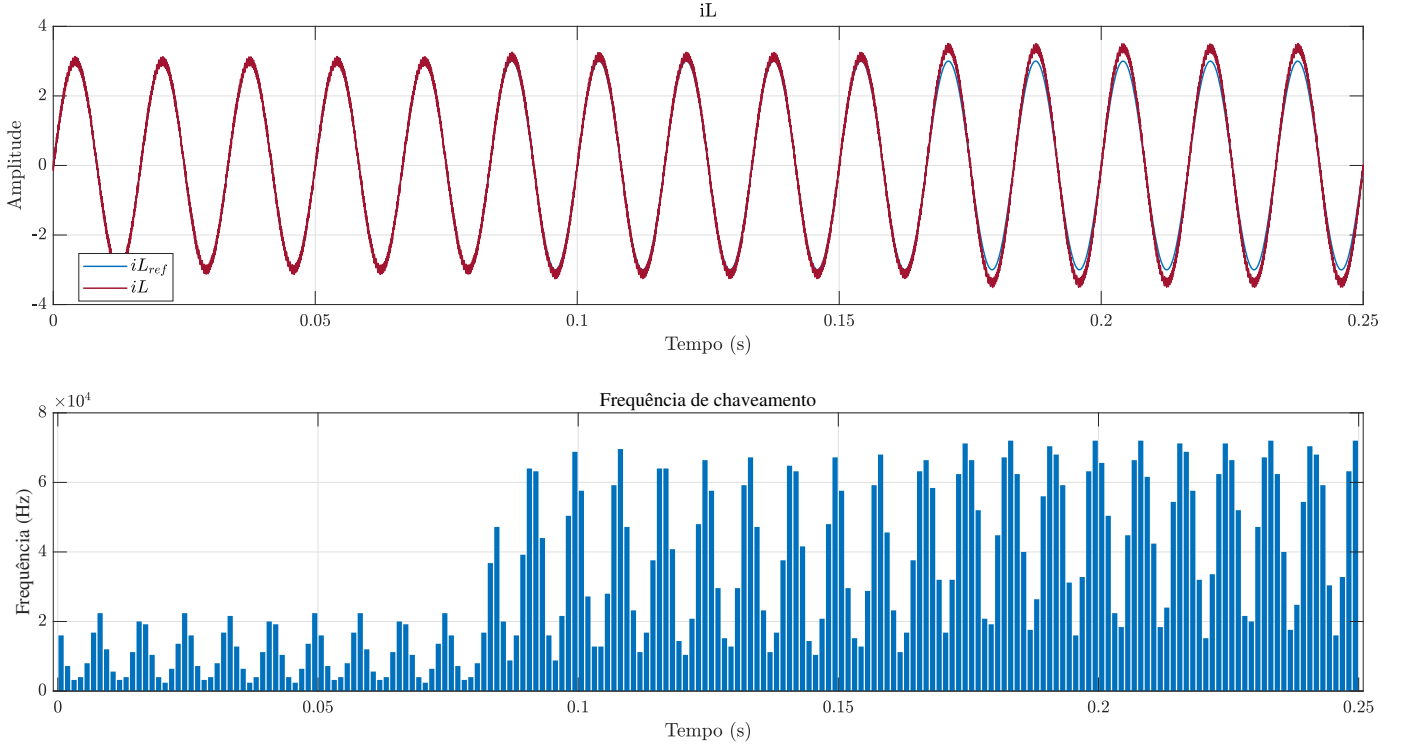


Figura 9: Corrente de saída e amostras de frequência por penalização de THD

| $\lambda_s$ | THD (%) | $f_{\max}$ (kHz) | Erro  | $P_{sw}$ (%) | $\eta$ (%) |
|-------------|---------|------------------|-------|--------------|------------|
| 0           | 3,20    | 24,0             | 0,069 | 1,00         | 98,76      |
| 0,05        | 6,80    | 7,2              | 0,190 | 0,30         | 99,46      |
| 0,10        | 11,17   | 5,7              | 0,250 | 0,24         | 99,52      |
| 0,20        | 21,12   | 2,4              | 0,460 | 0,10         | 99,66      |

Tabela 2: Valores a partir da penalização de chaveamento.

| $\lambda_h$ | THD (%) | $f_{\max}$ (kHz) | $P_{sw}$ (%) | $\eta$ (%) |
|-------------|---------|------------------|--------------|------------|
| 0           | 3,20    | 24,0             | 1,00         | 98,76      |
| 1           | 3,00    | 67,2             | 2,80         | 96,96      |
| 2           | 2,94    | 72,0             | 3,00         | 96,76      |
| 4           | 2,70    | 75,0             | 3,13         | 96,63      |
| 6           | 2,55    | 78,5             | 3,27         | 96,48      |

Tabela 3: Valores a partir da penalização de THD.

Os resultados das simulações do inversor monofásico controlado por FCS-MPC evidenciam o impacto das diferentes penalizações incluídas na função de custo. Primeiramente analisou-se a penalização por chaveamento, cujo efeito é mostrado na Tabela 2. À medida que o fator de ponderação de chaveamento  $\lambda_s$  aumenta, a frequência máxima de chaveamento  $f_{\max}$  diminui de 24 para 2.4 kHz. Essa redução, contudo, ocorre à custa de um crescimento moderado do erro quadrático médio de rastreamento e da THD. Portanto,

a escolha de  $\lambda_s$  deve buscar o ponto de compromisso que atenda simultaneamente aos requisitos de eficiência de qualidade de energia da aplicação e normas regulamentadoras.

Para  $\lambda_s = 0$  obtêm-se THD de 3.2 com alta frequência de chaveamento (24). Um valor intermediário, por exemplo  $\lambda_s = 0.1$ , reduz a frequência para cerca de 5.7, mas eleva a THD a 11.17 e o erro de rastreamento aproximadamente a quatro vezes o valor inicial. Tal comportamento confirma que a penalização deve ser ajustada com critério, de acordo com as prioridades do projeto.

Em seguida avaliou-se a penalização voltada à redução da distorção harmônica total. Os resultados resumidos na Tabela 3 demonstram que o aumento de  $\lambda_h$  reduz a THD para valores inferiores a 0,03, porém exige frequências de chaveamento na faixa de 78 kHz. Assim, a seleção de  $\lambda_h$  deve equilibrar o ganho na qualidade da forma de onda com o acréscimo de perdas por comutação e o estresse térmico dos dispositivos semicondutores.

Em síntese, embora a penalização de THD seja eficaz para melhorar a qualidade da corrente, o benefício obtido pode não justificar o aumento substancial da frequência de chaveamento. Por outro lado, a penalização voltada para a frequência reduz a frequência máxima de modo eficaz, ainda que com prejuízo moderado da THD. Essa diferença, no entanto, permanece dentro de limites praticáveis caso se respeitem as normas aplicáveis.

## 5 Conclusão

Este trabalho implementou e avaliou o Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC) em um inversor monofásico conectado à rede, considerando penalizações na função de custo para frequência de chaveamento e distorção harmônica total. Os resultados confirmam que o FCS-MPC é capaz de rastrear com precisão a corrente de referência e, simultaneamente, modular seus parâmetros de comutação conforme os objetivos de projeto.

Constatou-se que a penalização por THD é eficiente para reduzir a distorção da corrente, mas implica aumento expressivo na frequência de chaveamento — fator que eleva as perdas e pode comprometer a durabilidade dos dispositivos. Já a penalização por frequência mostrou-se eficaz para diminuir significativamente a frequência máxima com um incremento de THD ainda aceitável. Consequentemente, recomenda-se selecionar os pesos de penalização mediante análise conjunta das metas de eficiência, limites operacionais dos componentes e requisitos normativos de qualidade de energia.

## Referências

- [1] PRABAHARAN, N. et al. An overview of control techniques and technical challenge for inverters in micro grid. *Hybrid-Renewable Energy Systems in Microgrids*, p. 97–107, 2018.
- [2] BAINS, B. K.; DHINGRA, A. A Review of Current Control Techniques for Active Power Filter Applications. *Journal of Engineering and Economic Development*, 56, 2018. 18-22.
- [3] NANDHINI, E.; SIVAPRAKASAM, A. A review of various control strategies based on space vector pulse width modulation for the voltage source inverter. *IETE Journal Of Research*, v. 68, p. 3187–3201, 2022.
- [4] SINGH, J. K.; BEHERA, R. K. Hysteresis current controllers for grid connected inverter: Review and experimental implementation. 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). [S.l.]: [s.n.]. 2018. p. 1–6.
- [5] KARAMANAKOS, P. et al. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, v. 1, p. 95–114, 2020.
- [6] P. A. de Oliveira, L. E. B. da Silva, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, W. C. Santana, and D. Mollica, “A practical guide to implement model based predictive control applied on cascaded h-bridge converters,” in 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2019, pp. 2027–2032.
- [7] S. Yan, J. Chen, T. Yang, and R. Hui, “Improving the performance of direct power control using duty cycle optimization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [8] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley Sons, 2012, vol. 40.
- [9] PÉREZ-GUZMÁN, Ricardo Enrique; RIVERA, Marco. Weighting factor selection in power converters based on model predictive control. In: 2020 Congreso Estudiantil de Electrónica y Electricidad (INGELECTRA). IEEE, 2020. p. 1-6.
- [10] BARBI, Ivo. *Projetos de fontes chaveadas*. Edição do Autor, 2007.