



Universidade Estadual Paulista
Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba - ICTS

Igor Cesar Moreira Bernardes

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLE
PREDITIVO E OUTRAS ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE PARA INVERSORES CONECTADOS À
REDE**

Sorocaba
2026

Igor Cesar Moreira Bernardes

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLE PREDITIVO E OUTRAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES 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. Rafael dos Santos

Sorocaba
2026

B522a

BERNARDES, IGOR CESAR MOREIRA

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLE PREDITIVO E OUTRAS
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES CONECTADOS À REDE /
IGOR CESAR MOREIRA BERNARDES. -- Sorocaba, 2026

63 p. : il., tabs., fotos

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Controle e
Automação) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e
Tecnologia, Sorocaba

Orientador: RAFAEL DOS SANTOS

1. Inversores elétricos. 2. Eletrônica de potência. 3. Controle preditivo. 4. Sistemas de
controle. 5. Geração distribuída. I. Título.

Igor Cesar Moreira Bernardes

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLE PREDITIVO E OUTRAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES 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: 26/03/2026

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Rafael dos Santos

Prof. Dr. Diego Colón

Prof. Dr. Eduardo Verri Liberado

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pela força e sabedoria concedidas ao longo desta jornada.

À Universidade Estadual Paulista, ao corpo docente do curso de Engenharia, e especialmente ao meu orientador Rafael dos Santos, pela orientação, paciência e dedicação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço também à Pró-Reitoria de Pesquisa da Universidade Estadual Paulista (PROPe/UNESP), por meio do Programa Institucional de Bolsas de Iniciação Científica (PIBIC), pelo apoio financeiro concedido durante o desenvolvimento desta pesquisa, fundamental para a realização deste trabalho.

Aos meus familiares, pelo apoio incondicional, incentivo e compreensão nos momentos mais desafiadores. Aos amigos e colegas de curso, pela parceria e troca de conhecimentos que enriqueceram minha formação.

Por fim, agradeço a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho. Sem vocês, este objetivo não teria sido alcançado.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo comparativo de estratégias de controle de corrente aplicadas a inversores monofásicos conectados à rede elétrica, com foco na avaliação de desempenho, qualidade de energia e robustez frente a variações paramétricas. Foram analisados os métodos Proporcional-Integral (PI), Proporcional-Ressonante (PR), Controle por histerese e Controle Preditivo Baseado em Conjunto Finito de Estados (FCS-MPC), por meio de simulações no ambiente MATLAB/Simulink sob diferentes condições de operação, incluindo variações na referência de corrente e na amplitude da tensão da rede. A avaliação foi realizada com base em métricas de erro de rastreamento (ISE, ITSE, IAE e ITAE), distorção harmônica total (THD) e parâmetros transitórios, como tempo de subida, tempo de pico e sobressinal. Os resultados indicam que os controladores PI e PR apresentam melhor desempenho em regime permanente, com baixos erros e reduzida distorção harmônica, enquanto o controle por histerese se destaca pela rápida resposta dinâmica, porém com maior taxa de distorção harmônica de corrente (THDi). O FCS-MPC demonstrou superioridade na resposta transitória e maior robustez frente a variações da tensão da rede, ao custo de maior complexidade computacional. Adicionalmente, foi proposta uma análise comparativa baseada na normalização das métricas, permitindo uma avaliação mais abrangente do desempenho, evidenciando o compromisso entre as estratégias e contribuindo para a escolha do método de controle mais adequado para inversores conectados à rede.

Palavras-chave: Inversores conectados à rede; Controle de Corrente de inversores; Controle preditivo (MPC); Controle proporcional-ressonante; Qualidade de energia.

Abstract

This work presents a comparative study of current control strategies applied to single-phase grid-connected inverters, focusing on performance evaluation, power quality, and robustness under parametric variations. The Proportional–Integral (PI), Proportional-Resonant (PR), hysteresis control, and Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) methods were analyzed through simulations in the MATLAB/Simulink environment under different operating conditions, including variations in current reference and grid voltage amplitude. The evaluation was based on tracking error metrics (ISE, ITSE, IAE, and ITAE), total harmonic distortion (THD), and transient parameters such as rise time, peak time, and overshoot. The results indicate that PI and PR controllers achieve better steady-state performance, with low error and reduced harmonic distortion, while hysteresis control stands out for its fast dynamic response, albeit with a higher current total harmonic distortion (THDi). The FCS-MPC demonstrated superior transient response and greater robustness to grid voltage variations, at the expense of higher computational complexity. Additionally, a comparative analysis based on normalized performance metrics was proposed, enabling a more comprehensive performance evaluation, highlighting the trade-offs among the strategies, and contributing to the selection of the most suitable control method for grid-connected inverters.

Keywords: Single-phase grid-connected inverter; Inverter current control; Model Predictive Control (FCS-MPC); Proportional-Resonant control; Power quality.

Lista de Figuras

1	Principais desafios de controle associados com inversores solares conectados à rede elétrica.	2
2	Esquema simplificado de controle de um inversor monofásico solar com controle FCS-MPC.	3
3	Fluxograma da metodologia adotada no trabalho.	9
4	Modelo completo do inversor monofásico conectado à rede implementado para as simulações Simulink.	12
5	Circuito equivalente da planta para modelagem da corrente.	13
6	Diagrama representativo da planta em malha aberta.	14
7	Comparação do diagrama de Bode do sistema com e sem controlador PI. .	16
8	Implementação do controlador proporcional-integral no ambiente MATLAB/-Simulink.	16
9	Diagrama de Bode do sistema: comparação entre a planta e o sistema controlado com PR.	18
10	Implementação do controlador proporcional-ressonante no ambiente MATLAB/Simulink.	19
11	Implementação do controlador por histerese no ambiente MATLAB/Simulink.	20
12	Implementação do controlador MPC no ambiente MATLAB/Simulink. . .	21
13	Implementação do modulador PWM no ambiente MATLAB/Simulink. . .	22
14	Implementação das figuras de mérito no ambiente Simulink. (a) Bloco de cálculo do IAE. (b) Bloco de cálculo do ISE. (c) Bloco de cálculo do ITAE. (d) Bloco de cálculo do ITSE	24
15	Convergência da corrente do inversor para a corrente de referência nos instantes iniciais da simulação.	29
16	Comparação das figuras de mérito (ISE, ITSE, IAE e ITAE) para os controladores avaliados no cenário nominal.	30
17	Distorção harmônica total da corrente injetada na rede para diferentes amplitudes de corrente de referência.	32
18	Resposta transitória da corrente para o controlador PI.	35
19	Resposta transitória da corrente para o controlador PR.	36
20	Resposta transitória da corrente para o controle por histerese.	37
21	Resposta transitória da corrente para o controlador FCS-MPC.	38
22	Sobressinal dos controladores para diferentes variações da referência. . . .	39
23	Tempo de subida e tempo de pico para diferentes variações da referência. .	40
24	Tempo de subida de cada controlador para diferentes variações da referência.	40
25	Comparação das figuras de mérito normalizadas (ITAE, IAE, ITSE e ISE) para diferentes variações da tensão da rede (ΔV_{grid}) entre -10% e $+10\%$. .	42

26	Diagrama do sistema implementado no Simulink para o controle de corrente do inversor.	53
----	---	----

Lista de Tabelas

1	Parâmetros do sistema utilizado nas simulações.	11
2	Frequência média de chaveamento para cada controlador	23
3	Condições de variação de V_{grid}	27
4	Avaliação qualitativa do desempenho das estratégias de controle	43
5	Características estruturais e operacionais das estratégias de controle	44

Sumário

1	Introdução	1
2	Objetivos	4
3	Fundamentação Teórica	5
3.1	Figuras de Mérito para Avaliação do Erro	5
3.2	Estratégias de Controle de Corrente	6
3.3	Considerações Finais da Fundamentação	7
4	Desenvolvimento	8
4.1	Inversor Monofásico Conectado à Rede	9
4.1.1	Parâmetros do Sistema	10
4.1.2	Modelo Implementado em Simulação	12
4.2	Projeto dos Controladores	12
4.2.1	Controladores Lineares	13
4.2.2	Controladores Não Lineares	19
4.3	Padronização da Frequência de Chaveamento	21
4.3.1	Controladores PI e PR	22
4.3.2	Controle por Histerese	22
4.3.3	Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC)	23
4.3.4	Frequências de Chaveamento Obtidas	23
4.4	Simulações e Coleta de Dados	23
4.4.1	Avaliação do Desempenho em Regime Permanente	24
4.4.2	Cálculo da Distorção Harmônica Total	25
4.4.3	Avaliação do Desempenho Dinâmico	25
4.4.4	Avaliação Sob Variação da Rede	27
4.5	Construção da Tabela Comparativa dos Controladores	28
5	Resultados e Discussão	29
5.1	Validação Inicial dos Controladores	29
5.2	Análise das Figuras de Mérito	30
5.3	Análise da Distorção Harmônica Total (THD)	31
5.4	Desempenho Dinâmico	34
5.4.1	Resposta Temporal dos Controladores	34
5.4.2	Análise Individual dos Controladores	34
5.4.3	Análise dos Indicadores Dinâmicos	39
5.5	Análise da adaptação e desempenho frente à variação da tensão da rede . .	41
5.6	Comparação qualitativa das estratégias de controle	42

6 Conclusão	45
Referências	47
A Script do Controlador Preditivo (FCS-MPC)	49
B Script para Cálculo da Frequência de Chaveamento	51
C Diagrama Completo utilizado para simulação no Simulink	53

1 Introdução

Recentemente, a busca por um desenvolvimento energético sustentável em todo o mundo tem impulsionado uma maior utilização de fontes de energia renováveis [Newell, Raimi et al. 2020] e estimulado a geração distribuída [Jenkins 2010]. Nesse contexto, a adoção de geradores distribuídos baseados em energia solar fotovoltaica tem se destacado como uma alternativa cada vez mais utilizada.

No entanto, os geradores fotovoltaicos conectados à rede elétrica, graças à eletrônica de potência e aos sistemas de controle existentes, podem desempenhar mais funções do que simplesmente fornecer a máxima potência ativa disponível ou operar de forma isolada em situações críticas. De fato, a atualização de normas recentes, como a IEEE 1547-2018 [IEEE 2018], reforçou esse cenário, orientando que os geradores distribuídos podem exercer outras funções sistêmicas, por meio da prestação de serviços ancilares de suporte à rede elétrica, caracterizando a operação multifuncional.

Dentre os principais desafios a serem superados nessa área, estão aspectos relacionados à integração e ao fornecimento intermitente de energia, eficiência da extração da máxima potência dos recursos renováveis, como placas solares por exemplo, sincronização com a rede, estratégias de ilhamento e outros aspectos, tais como se pode observar na Figura 1. Nesse sentido, a definição de soluções para mitigar os problemas mencionados e explorar novas oportunidades de operação, considerando a prestação de serviços ancilares, passa necessariamente pela utilização de estratégias de controle mais adequadas para inversores solares.

Normalmente empregam-se três arranjos de conexão de inversores fotovoltaicos multifuncionais com a rede elétrica, do tipo: a) série; b) paralelo e c) unificado [Antunes et al. 2018, Qi, Fang et al. 2018]. Dentre essas estratégias, o arranjo paralelo é comumente utilizado para compensar problemas de qualidade de energia relacionados às correntes elétricas [Zeb, Khan et al. 2018]. Nesse contexto, quando conectado no arranjo paralelo o inversor atua como uma fonte de corrente controlada. Logo, para viabilizar o controle de corrente algumas estratégias convencionais são utilizadas, incluindo o controle por histerese, o controle proporcional-integral (PI) e o proporcional ressonante (P-Res), entre outras estratégias convencionais disponíveis na literatura [Khan, Liu et al. 2020].

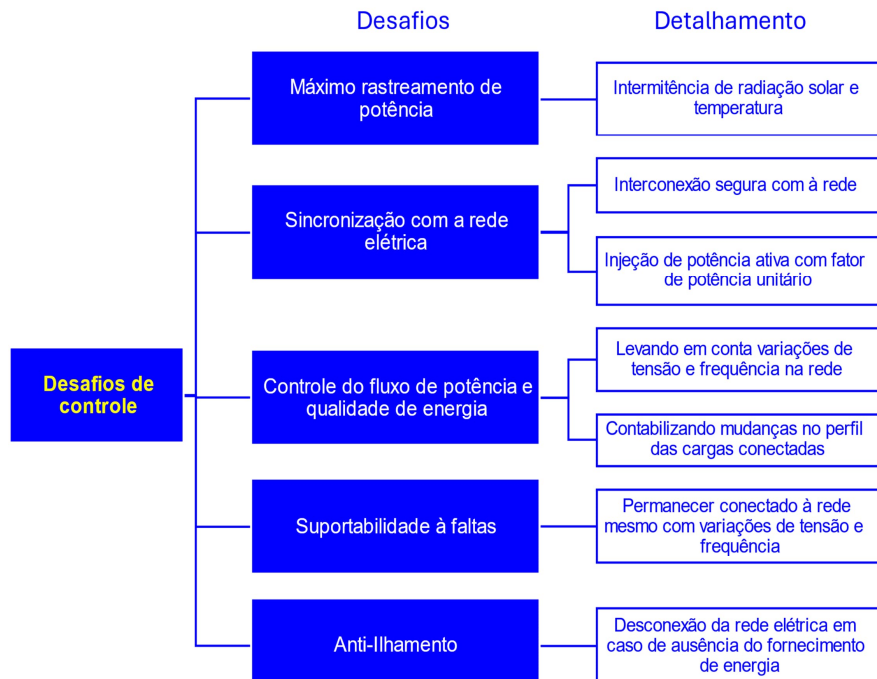
No entanto, recentemente aplicações com controle preditivo baseado em modelo (*Model Predictive Control* – MPC) têm sido cada vez mais observadas em conversores eletrônicos de potência [Karamanakos 2020]. O controle preditivo constitui-se por um conjunto de técnicas de controle discreto e ótimo, que empregam algoritmos de otimização para selecionar a ação de controle com base na previsão do comportamento do sistema. De acordo com [Karamanakos 2020], os principais elementos do controle MPC são: (a) um modelo matemático da planta a ser controlada, por meio de uma equação a diferenças; (b) a resolução de um problema de controle ótimo, através da avaliação de um conjunto

de ações de controle possíveis, por meio da definição de uma função-custo que engloba as ações e os objetivos de controle; (c) uma política de regressão de horizonte, na qual apenas a ação de controle ideal, ou seja, a que apresenta menor valor de função-custo, é aplicada à planta a cada instante de amostragem.

Devido à natureza discreta dos conversores de potência, o problema de otimização pode ser simplificado, pois existe um número finito de ações de controle possíveis a serem implementadas. Dessa forma, a ação de controle com o menor custo é escolhida e aplicada ao conversor. Tal é o funcionamento básico da técnica FCS-MPC (*Finite Control Set MPC*) ou controle preditivo baseado em modelo de estados finitos, tal como se pode observar na Figura 2.

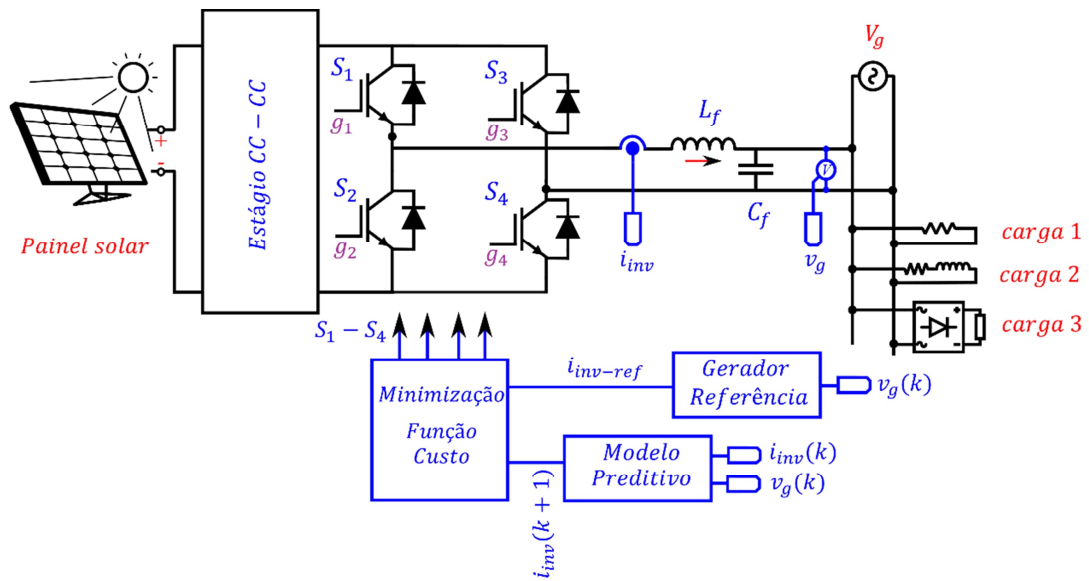
Diante desse cenário, torna-se relevante investigar o desempenho de diferentes estratégias de controle aplicadas a inversores conectados à rede, avaliando não apenas a qualidade da corrente injetada, mas também o comportamento dinâmico e a robustez de desempenho frente a variações do sistema.

Figura 1: Principais desafios de controle associados com inversores solares conectados à rede elétrica.



Fonte: Autoria própria.

Figura 2: Esquema simplificado de controle de um inversor monofásico solar com controle FCS-MPC.



Fonte: Autoria própria.

2 Objetivos

Realizar uma análise comparativa entre diferentes estratégias de controle de corrente aplicadas a um inversor monofásico conectado à rede elétrica, avaliando o desempenho dos controladores Proporcional-Integral (PI), Proporcional-Ressonante (PR), Histerese e Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto Finito de Estados (FCS-MPC) por meio de simulações desenvolvidas no ambiente MATLAB/Simulink.

Para atingir o objetivo geral proposto, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Modelar um inversor monofásico conectado à rede elétrica, incluindo o filtro de saída e os elementos necessários para a realização do controle de corrente;
- Projetar e implementar os controladores PI e PR com base em técnicas clássicas de projeto fundamentadas na resposta em frequência do sistema;
- Implementar as estratégias de controle não lineares baseadas em histerese e FCS-MPC;
- Padronizar as condições de operação dos controladores, garantindo frequência média de chaveamento equivalente para permitir comparações justas entre as técnicas avaliadas;
- Avaliar o desempenho em regime permanente por meio de figuras de mérito associadas ao erro de rastreamento e da análise da distorção harmônica total da corrente (THD);
- Avaliar o desempenho dinâmico dos controladores considerando variações na referência de corrente e parâmetros transitórios, tais como tempo de subida, tempo de pico, tempo de assentamento e sobressinal;
- Investigar a robustez das estratégias de controle frente a variações na tensão da rede elétrica;
- Comparar quantitativa e qualitativamente os resultados obtidos, identificando vantagens, limitações e aplicações potenciais de cada estratégia de controle. ““

3 Fundamentação Teórica

A crescente inserção de sistemas fotovoltaicos na matriz energética tem exigido maior desempenho e robustez dos inversores conectados à rede elétrica [Khan, Liu et al. 2020, Olowu et al. 2018].

Além da injeção de potência ativa, os inversores modernos devem atender requisitos normativos de qualidade de energia e prestação de serviços ancilares, conforme estabelecido pela norma IEEE 1547-2018 [IEEE 2018].

Dessa forma, a escolha adequada da estratégia de controle torna-se fundamental para garantir desempenho dinâmico, robustez e conformidade normativa [Antunes et al. 2018, Qi, Fang et al. 2018].

3.1 Figuras de Mérito para Avaliação do Erro

A comparação entre estratégias de controle é frequentemente realizada por meio de figuras de mérito baseadas na integral do erro [Rodriguez e Cortes 2012, Bose 2020].

Seja o erro definido como:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (1)$$

onde $r(t)$ representa a referência e $y(t)$ a saída do sistema.

IAE – Integral of Absolute Error

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (2)$$

A IAE mede o erro absoluto acumulado ao longo do tempo. Esse critério não diferencia erros iniciais de tardios, podendo resultar em respostas rápidas com maior overshoot [Rodriguez e Cortes 2012].

ISE – Integral of Squared Error

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (3)$$

A ISE penaliza fortemente erros de grande magnitude devido ao termo quadrático, reduzindo picos transitórios e oscilações [Bose 2020].

ITAE – Integral of Time-weighted Absolute Error

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)| dt \quad (4)$$

Nesse critério, erros persistentes são mais penalizados, favorecendo menor tempo de acomodação e melhor desempenho em regime permanente.

ITSE – Integral of Time-weighted Squared Error

$$ITSE = \int_0^T te^2(t)dt \quad (5)$$

A ITSE combina penalização temporal e quadrática, conduzindo a respostas com maior estabilidade e precisão.

3.2 Estratégias de Controle de Corrente

Controlador Proporcional–Integral (PI) O controlador PI é amplamente utilizado em aplicações industriais e em conversores conectados à rede devido à sua simplicidade e robustez [Rashid 2017, Bose 2020].

Sua função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

Embora apresente erro nulo em regime permanente para sinais constantes e grandes erros de rastreamento por conta da rápida mudança no valor de referência., sua aplicação em rastreamento senoidal pode resultar em maior distorção harmônica [Khan, Liu et al. 2020].

Controlador Proporcional–Ressonante (PR) O controlador proporcional-ressonante (PR) é amplamente utilizado em sistemas conectados à rede elétrica, devido à sua capacidade de rastrear sinais senoidais com erro estacionário nulo. Diferentemente do controlador PI, que apresenta ganho elevado apenas em baixas frequências, o controlador PR introduz ganho elevado em frequências específicas, tipicamente na frequência fundamental da rede elétrica.

A função de transferência do controlador PR ideal pode ser expressa como:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (7)$$

onde ω_0 representa a frequência angular de interesse.

Controle por Histerese O controle por histerese é baseado na comparação direta entre a corrente de referência e a corrente medida no sistema. O erro de corrente é mantido dentro de uma banda de tolerância $\pm\Delta i$ de histerese previamente definida, e sempre que os limites dessa banda são ultrapassados o estado de chaveamento do inversor é alterado.

Essa estratégia apresenta resposta extremamente rápida e elevada robustez, porém opera com frequência de chaveamento variável, o que pode impactar perdas e projeto de filtros [Zeb, Khan et al. 2018].

Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC) O Controle Preditivo Baseado em Modelo (*Model Predictive Control* – MPC) utiliza um modelo matemático discreto da planta para prever o comportamento futuro do sistema e selecionar a ação de controle mais adequada. Em conversores eletrônicos de potência, uma das abordagens mais utilizadas é o *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC), amplamente difundido por [Rodriguez e Cortes 2012].

Diferentemente dos controladores PI e PR, o FCS-MPC não utiliza um modulador PWM. A cada período de amostragem, os possíveis estados de chaveamento do inversor são avaliados por meio de um modelo preditivo, permitindo estimar o valor futuro da corrente para cada alternativa.

A seleção do estado de chaveamento é realizada por meio da minimização de uma função custo, que representa o erro entre a corrente prevista e a corrente de referência. Uma função custo típica pode ser expressa por:

$$J = (i_{ref}(k+1) - i(k+1))^2 \quad (8)$$

onde $i_{ref}(k+1)$ corresponde ao valor futuro da corrente de referência e $i(k+1)$ representa a corrente prevista pelo modelo do sistema para o próximo instante de amostragem.

O estado de chaveamento que resulta no menor valor da função custo é aplicado ao inversor durante o próximo período de amostragem. Dessa forma, o controlador busca minimizar continuamente o erro de rastreamento da corrente, proporcionando elevada velocidade de resposta e bom desempenho dinâmico.

3.3 Considerações Finais da Fundamentação

A literatura indica que não existe uma estratégia universalmente superior em todos os critérios [Khan, Liu et al. 2020, Karamanakos 2020].

Enquanto controladores lineares como PI e PR apresentam bom desempenho estático e baixa distorção harmônica, técnicas não lineares como Histerese e FCS-MPC oferecem melhor desempenho dinâmico e maior robustez frente a incertezas da planta.

Essa base teórica fundamenta a análise comparativa apresentada nas seções seguintes.

4 Desenvolvimento

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do modelo e das estratégias de controle utilizadas neste trabalho, bem como os procedimentos adotados para a obtenção dos resultados. O objetivo é detalhar as etapas necessárias para a implementação do sistema e a análise comparativa dos controladores aplicados ao inversor monofásico conectado à rede.

A metodologia adotada está sintetizada no fluxograma apresentado na Figura 3, que ilustra de forma sequencial as principais etapas do trabalho, desde a modelagem do sistema até a análise comparativa dos controladores.

Inicialmente, foi realizada a modelagem do inversor monofásico no ambiente MATLAB/Simulink, considerando o barramento em corrente contínua, o filtro de saída e a conexão com a rede elétrica. A partir desse modelo, foram projetadas diferentes estratégias de controle, incluindo técnicas lineares, como os controladores PI e proporcional-ressonante (PR), e técnicas não lineares, como o controle por histerese e o controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC).

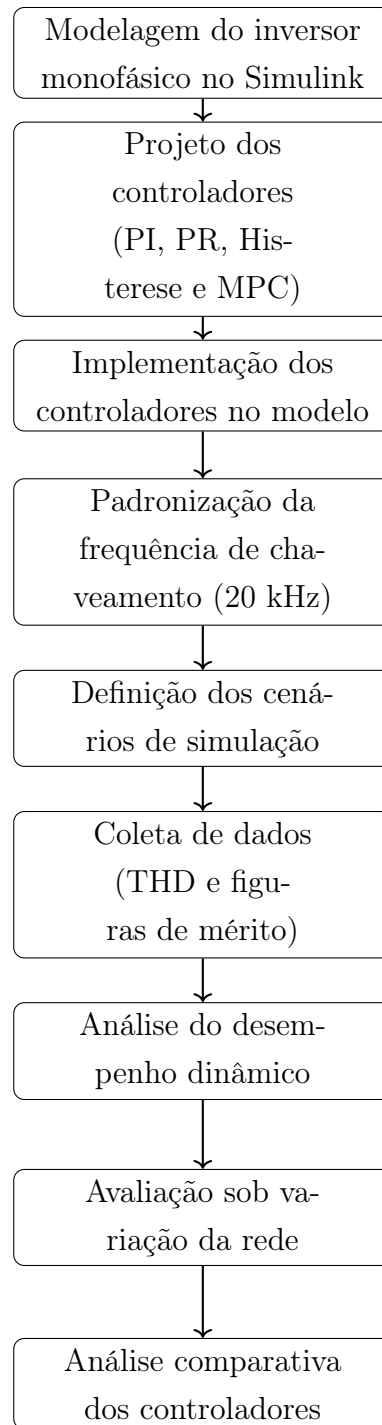
Na sequência, os controladores foram implementados no modelo do sistema, permitindo a validação de seu funcionamento e a integração com o estágio de potência. Para garantir uma comparação justa entre as diferentes estratégias, foi realizada a padronização da frequência de chaveamento em 20 kHz, utilizando abordagens específicas para cada tipo de controlador.

Posteriormente, foram definidos os cenários de simulação e realizadas as coletas de dados, incluindo métricas de desempenho em regime permanente, como a distorção harmônica total (THD) e as figuras de mérito associadas ao erro de rastreamento. Em seguida, foram conduzidas análises do desempenho dinâmico, a partir da aplicação de variações na referência de corrente, e avaliações da robustez dos controladores frente a variações na tensão da rede elétrica.

Por fim, os resultados obtidos foram utilizados para realizar uma análise comparativa entre os controladores, considerando tanto métricas quantitativas quanto aspectos qualitativos relacionados ao desempenho e à implementação de cada técnica.

Dessa forma, este capítulo estabelece a base necessária para a apresentação e discussão dos resultados, permitindo uma avaliação abrangente das estratégias de controle aplicadas ao sistema estudado.

Figura 3: Fluxograma da metodologia adotada no trabalho.



Fonte: Autoria própria.

4.1 Inversor Monofásico Conectado à Rede

O sistema considerado neste trabalho é baseado em um inversor monofásico conectado à rede elétrica, cuja função é realizar a conversão de energia proveniente de uma fonte em corrente contínua para corrente alternada sincronizada com a rede elétrica. Esse tipo de

conversor é amplamente utilizado em aplicações de geração distribuída, como em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

O inversor analisado é alimentado por um barramento de tensão contínua de 600 V, responsável por fornecer a energia necessária para o processo de conversão CC-CA. A topologia adotada consiste em uma ponte inversora monofásica composta por dispositivos semicondutores controlados, responsáveis por realizar o chaveamento da tensão do barramento de forma a sintetizar uma forma de onda alternada na saída do conversor.

Para reduzir as componentes harmônicas associadas ao processo de chaveamento do inversor, foi utilizado um filtro LC na saída do conversor. Esse filtro tem como objetivo principal atenuar as componentes de alta frequência geradas pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores, garantindo que a corrente injetada na rede elétrica apresente níveis adequados de qualidade de energia.

O filtro é composto por um indutor conectado em série com a saída do inversor e um capacitor conectado em derivação no ponto de acoplamento com a rede. Essa estrutura de filtragem permite suavizar as variações rápidas da corrente e reduzir a distorção harmônica presente na forma de onda de saída.

A saída do filtro é conectada a uma rede elétrica monofásica de 220 V RMS, representando o sistema de distribuição ao qual o inversor está interligado. A corrente injetada na rede é controlada de forma a seguir uma referência senoidal sincronizada com a tensão da rede elétrica, permitindo a transferência de potência ativa para o sistema.

A modelagem do sistema foi realizada no ambiente *MATLAB/Simulink*, permitindo representar o comportamento dinâmico do estágio de potência do inversor, bem como os efeitos do filtro de saída e da rede elétrica. Esse modelo constitui a base para a implementação e avaliação das diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho.

4.1.1 Parâmetros do Sistema

A Tabela 1 apresenta os principais parâmetros adotados nas simulações do sistema. A escolha desses valores foi realizada de forma a representar condições realistas de operação, bem como garantir a adequada análise do desempenho dos controladores.

Tabela 1: Parâmetros do sistema utilizado nas simulações.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{dc}	Tensão do barramento CC	600 V
V_{grid}	Tensão da rede	220 V RMS
f_{grid}	Frequência da rede	60 Hz
L_f	Indutância do filtro	5.4×10^{-3} H
R_{fL}	Resistência do filtro	0.20 Ω
C_f	Capacitância do filtro	48×10^{-9} F
f_s	Frequência de chaveamento	20 kHz

Tensão do barramento CC (V_{dc}): O valor do barramento CC foi definido em 600 V, de modo a ser suficiente para a realização das simulações e para garantir a correta síntese da tensão de saída do inversor. Esse valor assegura que o inversor consiga gerar a tensão alternada desejada sem limitação por saturação, mantendo uma margem adequada em relação ao valor de pico da tensão da rede.

Tensão da rede (V_{grid}): A tensão da rede foi definida como 220 V RMS, valor típico do sistema elétrico brasileiro em baixa tensão. Essa escolha permite que os resultados obtidos estejam alinhados com condições reais de operação de sistemas conectados à rede.

Frequência da rede (f_{grid}): A frequência da rede foi considerada igual a 60 Hz, conforme o padrão adotado no Brasil. Esse parâmetro é fundamental para o correto funcionamento dos controladores, especialmente aqueles dependentes da frequência fundamental, como o controlador proporcional-ressonante.

Indutância do filtro (L_f): O valor da indutância do filtro foi projetado considerando a frequência da rede e a frequência de chaveamento do inversor. A indutância tem papel fundamental na limitação do *ripple* de corrente e na atenuação das componentes de alta frequência provenientes do chaveamento.

Resistência do filtro (R_{fL}): A resistência associada ao indutor foi considerada para representar as perdas ôhmicas do componente, contribuindo para um modelo mais realista do sistema. Além disso, essa resistência influencia o amortecimento do filtro e o comportamento dinâmico da corrente.

Capacitância do filtro (C_f): O capacitor do filtro foi dimensionado em conjunto com a indutância, formando um filtro capaz de atenuar as componentes harmônicas geradas pelo chaveamento. Seu valor foi definido de modo a equilibrar a redução da distorção harmônica e a estabilidade do sistema.

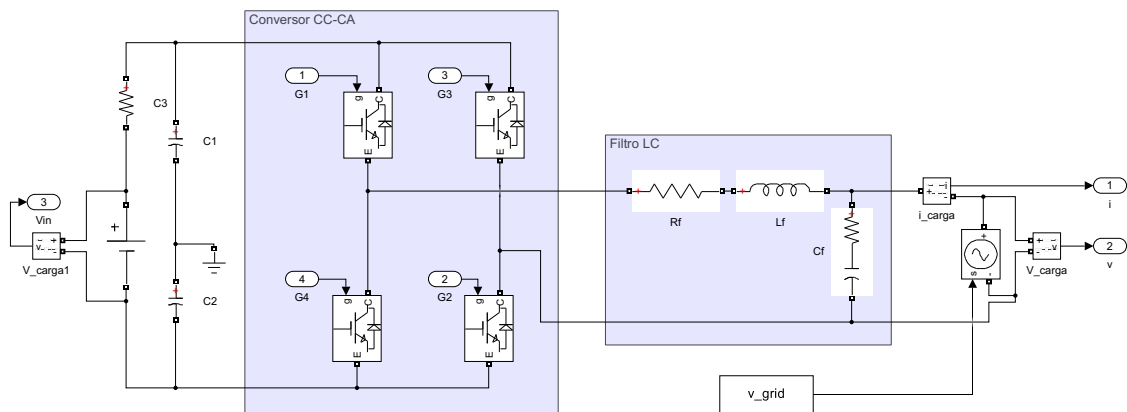
Frequência de chaveamento (f_s): A frequência de chaveamento foi definida como 20 kHz, valor típico para inversores que utilizam dispositivos semicondutores como IGBTs e MOSFETs. Essa escolha representa um compromisso entre a redução do conteúdo harmônico e as perdas de comutação, sendo amplamente adotada em aplicações práticas de eletrônica de potência.

4.1.2 Modelo Implementado em Simulação

O modelo do sistema foi implementado no ambiente *MATLAB/Simulink*, permitindo representar de forma detalhada o comportamento do inversor e sua interação com a rede elétrica.

A Figura 4 apresenta o modelo do sistema desenvolvido no ambiente de simulação.

Figura 4: Modelo completo do inversor monofásico conectado à rede implementado para as simulações Simulink.



Fonte: Autoria própria.

Esse modelo foi utilizado como base para a implementação das diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho, permitindo avaliar o desempenho dos controladores em diferentes cenários de operação.

4.2 Projeto dos Controladores

Após a definição dos parâmetros do inversor e o estabelecimento do modelo computacional do inversor monofásico conectado à rede, foram projetadas as estratégias de controle responsáveis por regular a corrente injetada na rede elétrica. O objetivo do sistema de controle é garantir que a corrente do inversor siga adequadamente uma referência senoidal sincronizada com a tensão da rede, permitindo a transferência controlada de potência para o sistema elétrico.

Neste trabalho foram consideradas quatro estratégias de controle distintas, divididas em duas categorias principais: controladores lineares e controladores não lineares. Essa divisão permite comparar métodos clássicos amplamente utilizados na indústria com técnicas mais modernas aplicadas em sistemas de eletrônica de potência.

Os controladores analisados neste estudo são:

- Controlador Proporcional-Integral (PI)
- Controlador Proporcional-Ressonante (PR)
- Controle por Histerese
- Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC)

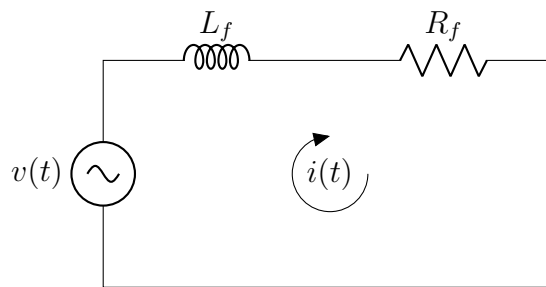
Nos controladores lineares, o acionamento do inversor é realizado por meio de modulação por largura de pulso (PWM), enquanto nos controladores não lineares o controle atua diretamente sobre os estados de chaveamento do inversor.

4.2.1 Controladores Lineares

Controlador Proporcional-Integral (PI) A modelagem da planta foi realizada a partir dos parâmetros do filtro de saída do inversor, composto por um filtro LC, conforme apresentado em [Alonso 2018]. A função de transferência completa de um filtro LC é, em sua forma geral, de segunda ordem. No entanto, com base na abordagem apresentada em [Alonso 2018], o modelo pode ser simplificado para um sistema de primeira ordem, considerando a dinâmica dominante da corrente no indutor. Essa simplificação é válida quando o controle de corrente é priorizado e a dinâmica do capacitor pode ser desconsiderada para fins de projeto do controlador.

A dinâmica da planta pode ser representada por meio do circuito equivalente mostrado na Figura 5, no qual a tensão de saída do inversor atua sobre o filtro composto por indutância L_f e resistência R_f , resultando na corrente de saída $i(t)$.

Figura 5: Circuito equivalente da planta para modelagem da corrente.



Fonte: Autoria própria.

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff ao circuito apresentado, obtém-se a relação entre a tensão de entrada e a corrente no indutor, dada por:

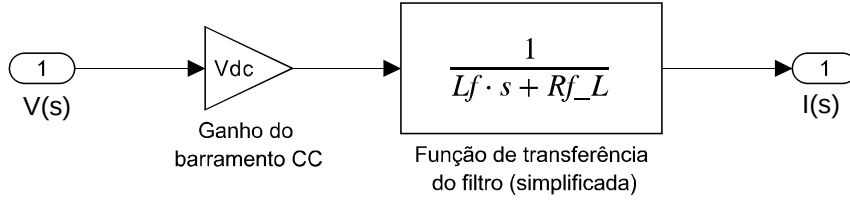
$$v(t) = L_f \frac{di(t)}{dt} + R_f i(t) \quad (9)$$

No domínio de Laplace, essa relação pode ser reescrita como:

$$V(s) = (L_f s + R_f)I(s) \quad (10)$$

Considerando a relação acima, o sistema malha aberta pode ser representado por meio do circuito equivalente mostrado na Figura 6, em que apresenta função de transferência simplificada da planta e o ganho do sistema associado ao barramento CC que é equivalente ao ganho do inversor/modulador.

Figura 6: Diagrama representativo da planta em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

Dessa forma, a função de transferência da planta em malha aberta pode ser expressa como:

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{V_{dc}}{L_f s + R_f} \quad (11)$$

A partir dos valores dos parâmetros do inversor indicados na Tabela 2, obteve-se a seguinte função de transferência:

$$G_{inv_ol}(s) = \frac{600}{0.005357s + 0.2019} \quad (12)$$

Essa função representa o comportamento dinâmico da corrente em relação à tensão aplicada pelo inversor, sendo utilizada como base para o projeto do controlador PI e determinação da frequência de cruzamento.

O projeto do controlador PI foi realizado com base na metodologia apresentada por [Buso e Mattavelli 2006], a qual estabelece critérios de desempenho no domínio da frequência para sistemas de eletrônica de potência. Onde a frequência de cruzamento (ω_c) de ganho foi definida como sendo aproximadamente 10 vezes a frequência de chaveamento do conversor, previamente estabelecida em 20 kHz, resultando na correspondente frequência angular dada por:

$$\omega_c = 2\pi \frac{f_{sw}}{10} \quad (13)$$

O controlador PI no domínio de Laplace é dado por:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (14)$$

O método consiste em ajustar os ganhos do controlador de forma que o sistema em malha aberta satisfaça os seguintes critérios:

- Ganho unitário na frequência de cruzamento:

$$|G_c(j\omega_c) G_{inv_ol}(j\omega_c)| = 1 \quad (15)$$

- Margem de fase desejada de aproximadamente 60° (tipicamente utilizada em controladores PI, para conversores eletrônicos de potência [Erickson e Maksimovic 2007]):

$$\angle [G_c(j\omega_c) G_{inv_ol}(j\omega_c)] = -120^\circ \quad (16)$$

A partir dessas condições, são obtidas duas equações que permitem determinar, os valores de K_p e K_i , garantindo desempenho adequado do sistema conforme critérios clássicos de projeto em eletrônica de potência.

- $K_p = 0.0960$
- $K_i = 694.5339$

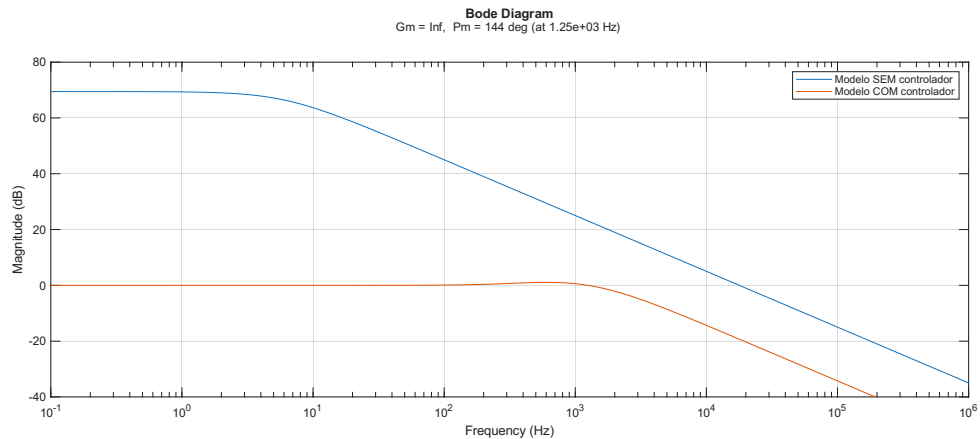
Substituindo os ganhos obtidos no controlador PI e realizando a análise do sistema em malha fechada, obtém-se a seguinte função de transferência:

$$G_{mf}(s) = \frac{65.26 s + 1.681 \times 10^5}{0.005357 s^2 + 65.46 s + 1.681 \times 10^5} \quad (17)$$

A inclusão do controlador PI modifica significativamente a resposta em frequência do sistema, deslocando a frequência de cruzamento para a região desejada e ajustando a inclinação do ganho, conforme os critérios de projeto estabelecidos. Isso resulta em uma melhoria na capacidade de rastreamento da referência e no desempenho dinâmico do sistema.

A Figura 7 apresenta a comparação entre as respostas em frequência do sistema com e sem a presença do controlador PI.

Figura 7: Comparação do diagrama de Bode do sistema com e sem controlador PI.

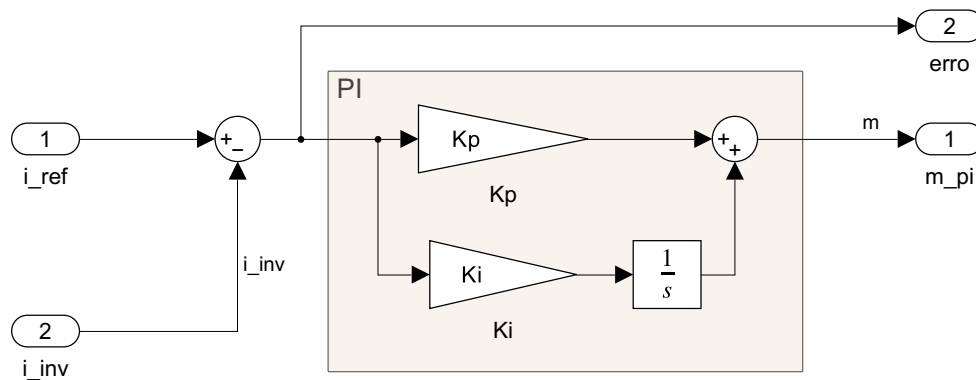


Fonte: Autoria própria.

Observa-se que a inclusão do controlador PI promove a adequação do ganho na frequência de cruzamento, além de alterar o comportamento em baixa frequência, garantindo erro nulo em regime permanente. Adicionalmente, nota-se a redução do ganho em altas frequências, contribuindo para a atenuação de ruídos e maior robustez do sistema.

Com base nesses resultados, o controlador projetado foi implementado no ambiente MATLAB/Simulink, conforme apresentado na Figura 8.

Figura 8: Implementação do controlador proporcional-integral no ambiente MATLAB/-Simulink.



Fonte: Autoria própria.

Controlador Proporcional-Ressonante (PR) Neste trabalho, o controlador PR foi projetado a partir dos ganhos previamente obtidos para o controlador PI. O ganho proporcional K_p foi mantido, enquanto o termo integral foi substituído por termos ressonantes sintonizados nas frequências de interesse.

O ganho ressonante foi determinado com base na seguinte relação:

$$K_r = \frac{2.2 K_p}{\eta T_0} \quad (18)$$

em que η representa um fator de amortecimento (adotado como 0,9) e T_0 corresponde ao período do sinal fundamental [Alonso 2018].

Foram considerados dois termos ressonantes:

- Frequência fundamental da rede elétrica:

$$\omega_1 = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s} \quad (19)$$

- Terceira harmônica:

$$\omega_3 = 2\pi \cdot 180 \text{ rad/s} \quad (20)$$

Dessa forma, o controlador PR completo pode ser representado como:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_3^2} \quad (21)$$

A inclusão da terceira harmônica tem como objetivo melhorar a qualidade da corrente injetada na rede, reduzindo distorções harmônicas (nos casos em que o inversor possa atuar como um conversor multifuncional) e contribuindo para a conformidade com normas de qualidade de energia.

Os parâmetros finais obtidos foram:

- $K_p = 0.0960$
- $K_r = 14.0834$
- $\omega_1 = 376.99 \text{ rad/s}$
- $\omega_3 = 1130.97 \text{ rad/s}$

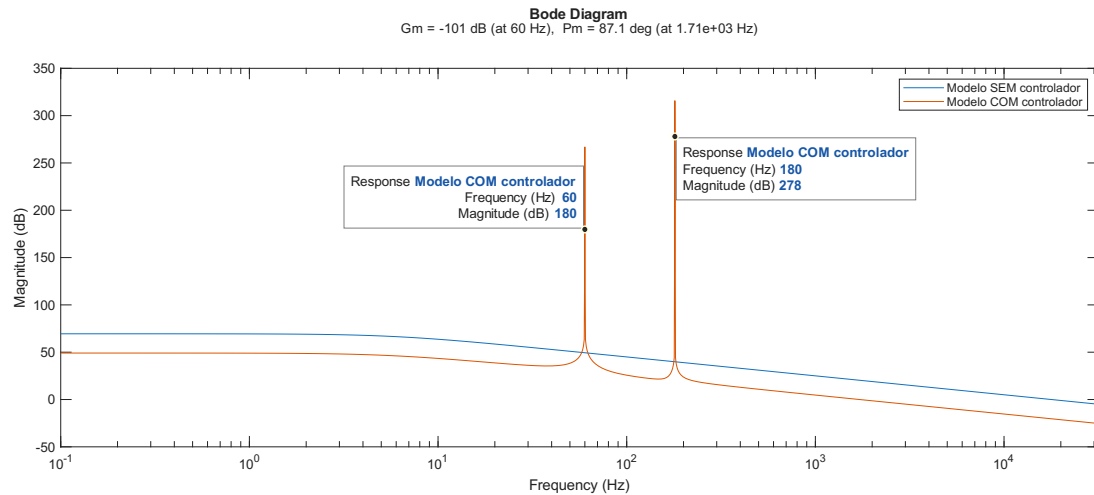
Após substituir os valores e manipular a equação, foi obtido a função de transferência em malha fechada com valores numéricos:

$$G(s) = \frac{57.61s^4 + 3.38 \times 10^4 s^3 + 8.188 \times 10^7 s^2 + 2.402 \times 10^{10} s + 1.047 \times 10^{13}}{0.005357s^5 + 57.82s^4 + 4.141 \times 10^4 s^3 + 8.217 \times 10^7 s^2 + 2.499 \times 10^{10} s + 1.051 \times 10^{13}} \quad (22)$$

A fim de validar o desempenho do controlador projetado, foi realizada a análise em frequência por meio do diagrama de Bode. Essa análise permite avaliar o comportamento dinâmico do sistema, verificando o ganho nas frequências de interesse, bem como a estabilidade do sistema.

A Figura 9 apresenta a comparação entre a função de transferência da planta em malha aberta, como mostrado na equação 12, **sem** a inclusão do controlador PR e a função de transferência do sistema **com** o controlador PR.

Figura 9: Diagrama de Bode do sistema: comparação entre a planta e o sistema controlado com PR.



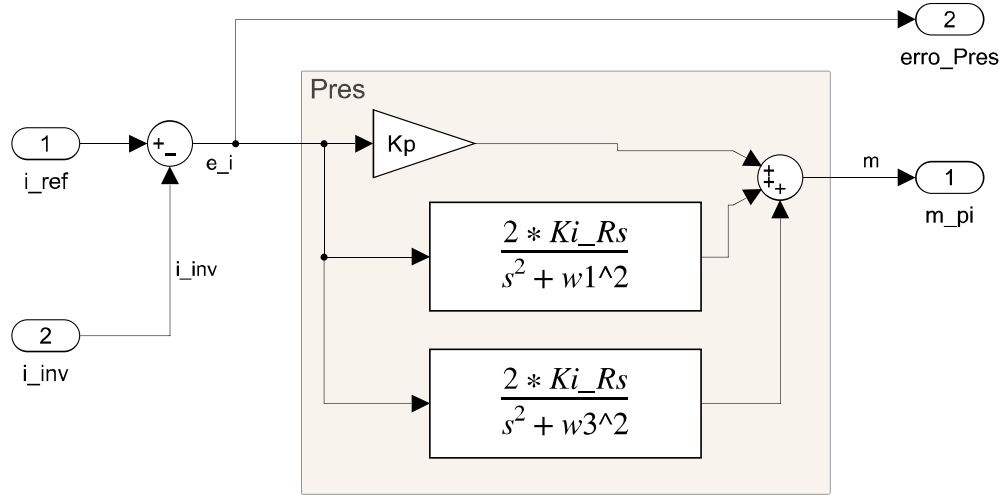
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o controlador PR proporciona um aumento significativo do ganho nas frequências correspondentes à fundamental e à terceira harmônica, evidenciando sua capacidade de rastreamento de sinais senoidais e compensação de distorções harmônicas.

Com base nesses resultados, o controlador projetado foi implementado no ambiente MATLAB/Simulink, conforme apresentado na Figura 10.

A Figura 10 apresenta a implementação do controlador PR no ambiente MATLAB/-Simulink.

Figura 10: Implementação do controlador proporcional-ressonante no ambiente MATLAB/Simulink.



Fonte: Autoria própria.

4.2.2 Controladores Não Lineares

Controle por Histerese Essa estratégia apresenta resposta dinâmica rápida e implementação relativamente simples. Entretanto, a frequência de chaveamento resultante varia de acordo com as condições de operação do sistema.

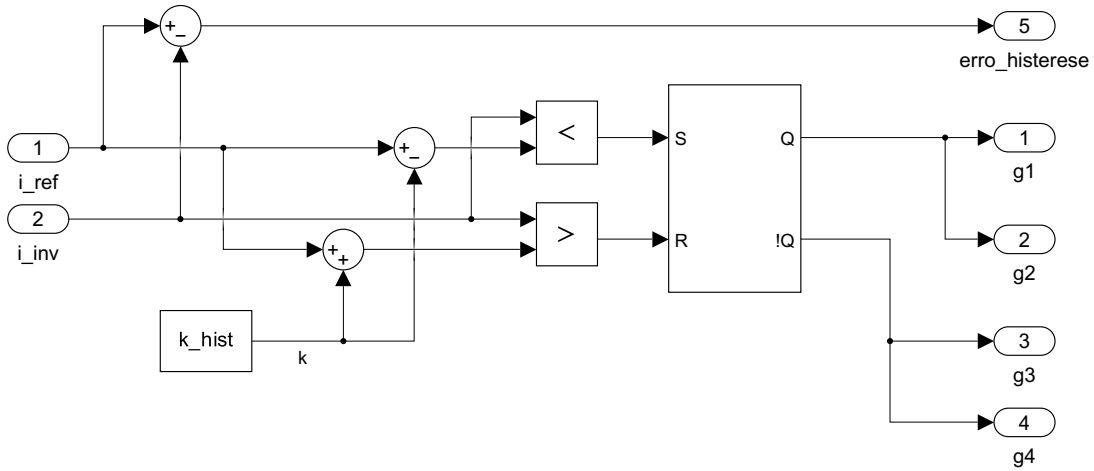
Neste trabalho, a largura da banda de histerese foi ajustada por meio do parâmetro:

- $k_{hist} = 1.15$

Esse valor foi definido conforme o procedimento de padronização da frequência de chaveamento descrito na Seção 4.3, de modo a obter uma frequência média próxima de 20 kHz.

A Figura 11 apresenta a implementação do controle por histerese no ambiente MATLAB/Simulink.

Figura 11: Implementação do controlador por histerese no ambiente MATLAB/Simulink.



Fonte: Autoria própria.

Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC) O controle preditivo baseado em modelo utilizado neste trabalho é baseado na técnica *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC).

Nesse método, um modelo discreto do sistema é utilizado para prever o comportamento da corrente do inversor para cada possível estado de chaveamento do conversor. Para cada estado possível é calculado o valor de uma função custo que representa o erro entre a corrente prevista e a corrente de referência.

O estado de chaveamento que minimiza essa função custo é então selecionado e aplicado ao inversor no próximo período de amostragem.

O controle MPC foi implementado utilizando um bloco *MATLAB Function* no ambiente Simulink. Neste trabalho foi utilizado um fator de ponderação λ na função custo para ajustar o comportamento do chaveamento do conversor [Maier, Gonçalves e Santos 2025].

O código utilizado para essa análise encontra-se apresentado no Apêndice A.

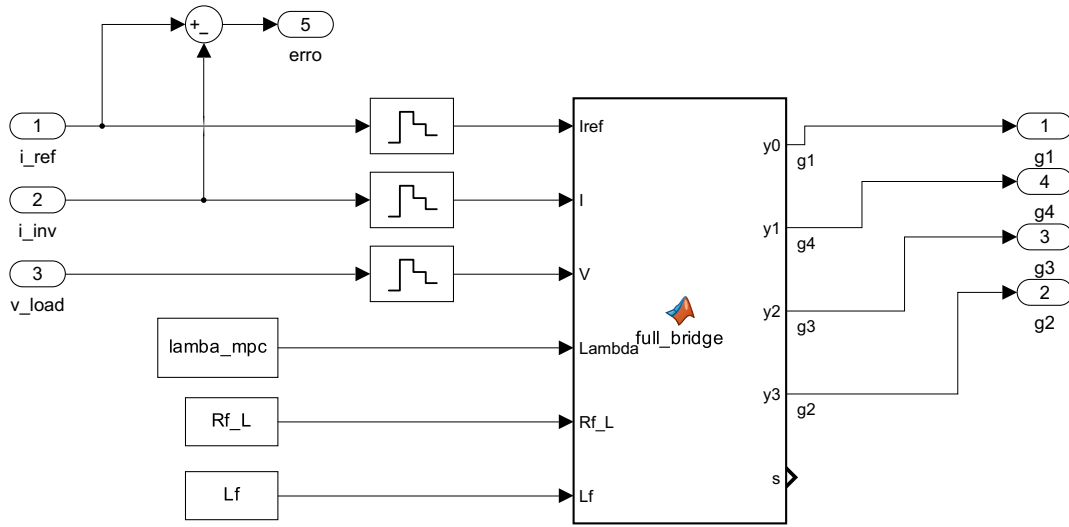
O valor utilizado foi:

- $\lambda = 0.45$

Esse parâmetro foi ajustado conforme o procedimento de padronização da frequência de chaveamento apresentado na Seção 4.3, visando manter a frequência média de chaveamento próxima de 20 kHz.

A Figura 12 apresenta a implementação do controle MPC no ambiente MATLAB/Simulink.

Figura 12: Implementação do controlador MPC no ambiente MATLAB/Simulink.



Fonte: Autoria própria.

4.3 Padronização da Frequência de Chaveamento

Para garantir uma comparação consistente entre as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho, foi necessário estabelecer condições equivalentes de operação entre os controladores. Um dos fatores mais relevantes nesse contexto é a frequência de chaveamento do inversor, uma vez que ela influencia diretamente as perdas de comutação, o conteúdo harmônico da corrente e o comportamento dinâmico do sistema.

Neste trabalho, foi adotada uma frequência de chaveamento de referência de **20 kHz**. No entanto, devido às diferenças estruturais entre os controladores lineares e não lineares, a padronização dessa frequência foi realizada por meio de abordagens distintas.

Para os controladores não lineares, foi desenvolvido um procedimento de análise baseado em simulação, no qual a frequência média de chaveamento foi obtida a partir de um modelo no ambiente MATLAB/Simulink. Para isso, foi implementado um script em um bloco *MATLAB Function*, responsável por calcular a frequência de chaveamento média ao longo do tempo de simulação.

O código utilizado para essa análise encontra-se apresentado no Apêndice B.

A partir dessa ferramenta, foi realizado um processo iterativo de ajuste dos parâmetros dos controladores não lineares, no qual os valores eram modificados e simulados sucessivamente até que a frequência média de chaveamento se aproximasse do valor de referência de 20 kHz.

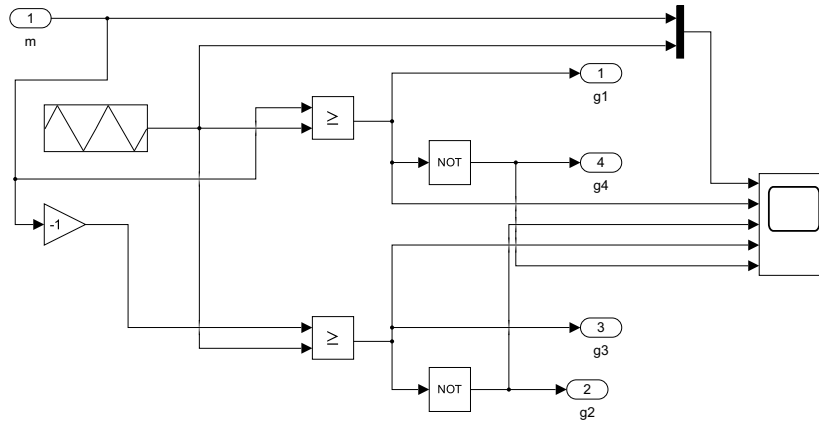
4.3.1 Controladores PI e PR

Nos controladores lineares, especificamente os controladores proporcional-integral (PI) e proporcional-ressonante (PR), o acionamento do inversor é realizado por meio de modulação por largura de pulso (PWM).

Nesse caso, a frequência de chaveamento é definida diretamente pela frequência da portadora triangular utilizada no modulador PWM. Assim, durante o projeto do sistema de controle, foi definida uma frequência de modulação de **20 kHz**, garantindo que os sinais de chaveamento do inversor operassem nessa mesma frequência.

A Figura 13 apresenta o circuito do modulador PWM implementado no ambiente MATLAB/Simulink.

Figura 13: Implementação do modulador PWM no ambiente MATLAB/Simulink.



Fonte: Autoria própria.

4.3.2 Controle por Histerese

No controle por histerese, a frequência de chaveamento não é fixa, uma vez que o chaveamento do inversor ocorre sempre que o erro entre a corrente de referência e a corrente medida ultrapassa os limites definidos pela banda de histerese.

Dessa forma, a frequência de chaveamento depende diretamente da dinâmica do sistema e da largura da banda utilizada no controlador.

Com o auxílio do procedimento de análise descrito anteriormente, foi realizado o ajuste iterativo da banda de histerese até que a frequência média de chaveamento se aproximasse de **20 kHz**. O valor final adotado foi:

$$k_{hist} = 1.15 \quad (23)$$

4.3.3 Controle Preditivo Baseado em Modelo (FCS-MPC)

No controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC), o estado de chaveamento do inversor é selecionado diretamente a cada período de amostragem com base na minimização de uma função custo.

Nesse método, a frequência de chaveamento não é imposta diretamente, sendo influenciada pelos parâmetros do algoritmo, em especial pelo fator de ponderação λ .

Utilizando o mesmo procedimento iterativo baseado em simulação, o parâmetro λ foi ajustado de forma a obter uma frequência média de chaveamento próxima de **20 kHz**. O valor final adotado foi:

$$\lambda = 0.45 \quad (24)$$

4.3.4 Frequências de Chaveamento Obtidas

Após o ajuste dos parâmetros de cada controlador, foram realizadas medições da frequência de chaveamento do inversor com base no modelo de simulação implementado.

A Tabela 2 apresenta as frequências médias de chaveamento obtidas para cada estratégia de controle.

Tabela 2: Frequência média de chaveamento para cada controlador

Controlador	Parâmetro Ajustado	Frequência Obtida
PI	PWM	20,01 kHz
PR	PWM	20,01 kHz
Histerese	$k_{hist} = 1.15$	19,89 kHz
MPC	$\lambda = 0.45$	19,74 kHz

Os resultados obtidos indicam que todos os controladores operam com frequências de chaveamento próximas do valor de referência de 20 kHz, garantindo condições equivalentes de comparação entre as diferentes estratégias analisadas.

4.4 Simulações e Coleta de Dados

Após a implementação das diferentes estratégias de controle no modelo do inversor monofásico conectado à rede, foram realizadas simulações no ambiente MATLAB/Simulink com o objetivo de avaliar o desempenho dos controladores em diferentes condições de operação.

As simulações foram estruturadas de forma a analisar três aspectos principais do comportamento do sistema:

- desempenho em regime permanente;

- desempenho dinâmico;
- performance frente a variações nas condições da rede elétrica.

Todas as simulações foram executadas com duração total de **1 minuto**, garantindo que o sistema atingisse regime permanente antes da coleta de dados utilizados na análise comparativa entre os controladores.

4.4.1 Avaliação do Desempenho em Regime Permanente

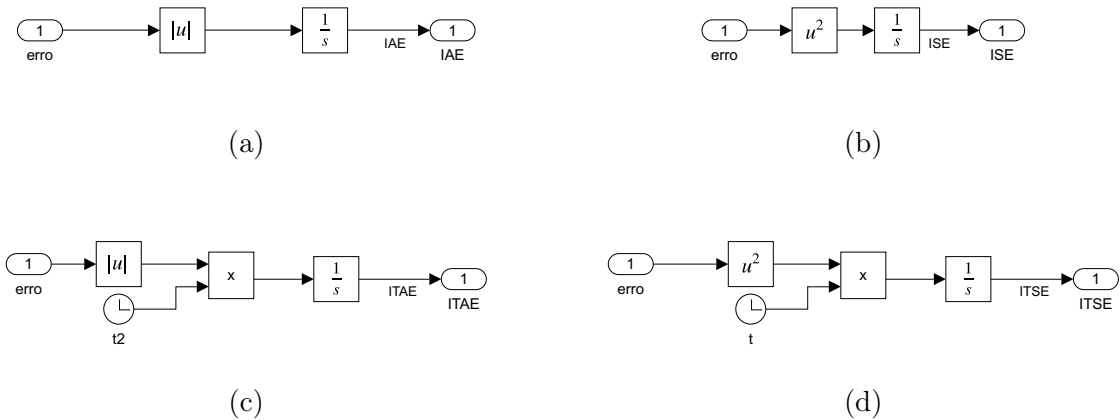
O desempenho em regime permanente foi avaliado por meio da análise do erro de rastreamento da corrente de referência e da distorção harmônica total (THD) da corrente injetada na rede.

Para quantificar o erro de rastreamento foram utilizadas métricas *figuras de mérito*, cuja fundamentação teórica foi apresentada anteriormente neste trabalho. As métricas consideradas foram: ITAE, IAE, ITSE e ISE.

A implementação dessas métricas foi realizada diretamente no ambiente Simulink por meio de blocos de cálculo específicos, responsáveis por processar o erro entre a corrente de referência e a corrente medida ao longo do tempo de simulação.

A Figura 14 apresenta os blocos utilizados para o cálculo das figuras de mérito no ambiente de simulação.

Figura 14: Implementação das figuras de mérito no ambiente Simulink. (a) Bloco de cálculo do IAE. (b) Bloco de cálculo do ISE. (c) Bloco de cálculo do ITAE. (d) Bloco de cálculo do ITSE



Fonte: Autoria própria.

Para avaliar o comportamento dos controladores em diferentes condições de operação, foram considerados três valores distintos para a amplitude da corrente de referência: 10 A (condição nominal), 6 A e 3 A.

4.4.2 Cálculo da Distorção Harmônica Total

A qualidade da corrente injetada na rede foi avaliada por meio da distorção harmônica total (THD), métrica amplamente utilizada para quantificar a presença de componentes harmônicas em sistemas de potência.

De acordo com a norma IEEE 1547-2018, que estabelece requisitos para a interconexão de recursos energéticos distribuídos à rede elétrica, a corrente injetada deve atender a limites de distorção harmônica, tipicamente mantendo o THD inferior a 5%, de forma a garantir a qualidade da energia e evitar impactos adversos na rede.

As simulações foram realizadas com duração total de 1 minuto. Para garantir que o cálculo do THD fosse realizado exclusivamente em regime permanente, consideraram-se apenas os 15 ciclos finais da corrente injetada na rede. Considerando a frequência fundamental de 60 Hz, cada ciclo possui duração aproximada de 16,67 ms, resultando em 250 ms de sinal analisado.

O cálculo do THD foi realizado utilizando o bloco de análise harmônica disponível no ambiente MATLAB/Simulink, baseado na Transformada Rápida de Fourier (FFT). Esse bloco permite a decomposição espectral do sinal e o cálculo automático da distorção harmônica total a partir das componentes da corrente.

Essa abordagem possibilita eliminar a influência dos transitórios iniciais da simulação, garantindo maior confiabilidade e representatividade dos resultados obtidos.

4.4.3 Avaliação do Desempenho Dinâmico

A avaliação do desempenho dinâmico foi realizada por meio da aplicação de variações na corrente de referência durante a simulação. Foram considerados três níveis de perturbação correspondentes a 5%, 10% e 30% em relação ao valor nominal da referência. Essas variações foram aplicadas como degraus positivos na referência de corrente, permitindo excitar a dinâmica transitória do sistema e realizar uma análise comparativa entre os controladores avaliados.

A corrente sintetizada pelo inversor apresenta componentes de alta frequência provenientes do chaveamento dos dispositivos semicondutores, o que introduz *ripple* no sinal medido. Esse efeito pode dificultar a identificação direta dos parâmetros transitórios, como valores de pico, tempos característicos e limites de acomodação.

Para reduzir a influência dessas componentes de alta frequência, foi aplicado um **filtro de média móvel** ao sinal de corrente antes da extração dos indicadores de desempenho dinâmico. A média móvel foi definida pela seguinte expressão:

$$\tilde{i}[k] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} i[k-m],$$

onde $i[k]$ representa a corrente medida no instante discreto k , $\tilde{i}[k]$ corresponde ao sinal

suavizado e N representa o tamanho da janela utilizada no cálculo da média móvel.

Neste trabalho, o processamento foi realizado utilizando a função `movmean` do MATLAB, aplicada aos dados exportados das simulações. Foi adotada uma **janela de 200 amostras** para a filtragem do sinal de corrente.

A escolha do tamanho da janela foi realizada de forma empírica, porém fundamentada na discretização do sistema. Considerando a frequência de chaveamento do inversor de 20 kHz, tem-se o período de chaveamento dado por:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20\,000} = 50\,\mu s$$

A simulação foi executada com uma taxa de amostragem 100 vezes superior à frequência de chaveamento, resultando em:

$$f_{amostragem} = 100 \cdot f_s = 2\,\text{MHz}$$

e, portanto, o período de amostragem:

$$T_{amostragem} = \frac{1}{f_{amostragem}} = 0,5\,\mu s$$

Dessa forma, cada período de chaveamento contém aproximadamente:

$$\frac{T_s}{T_{amostragem}} = \frac{50\,\mu s}{0,5\,\mu s} = 100 \text{ amostras}$$

Assim, a janela de 200 amostras corresponde a aproximadamente dois períodos de chaveamento:

$$T_{janela} = 200 \cdot T_{amostragem} = 100\,\mu s \approx 2T_s$$

Observa-se que esse intervalo é suficiente para atenuar o *ripple* de alta frequência introduzido pelo chaveamento, ao mesmo tempo em que preserva a dinâmica de baixa frequência do sistema, associada à corrente fundamental.

Dessa forma, a janela adotada representa um compromisso entre a suavização do sinal e a manutenção das características dinâmicas relevantes, permitindo obter uma estimativa mais fiel da corrente efetivamente injetada na rede elétrica.

A média móvel foi aplicada de forma **idêntica a todos os controladores avaliados**, garantindo consistência metodológica na análise comparativa dos resultados.

A partir das respostas temporais suavizadas foram determinados os seguintes parâmetros de desempenho dinâmico:

Tempo de subida: intervalo de tempo entre o instante em que ocorre a variação da referência e o momento em que a corrente do inversor atinge pela primeira vez o novo

valor de regime.

Sobressinal (overshoot): diferença percentual entre o valor máximo atingido pela corrente durante a resposta transitória e o valor final da nova referência.

Tempo de valor de pico: instante em que a corrente suavizada atinge o valor máximo após a aplicação da variação na referência.

Tempo de assentamento: instante a partir do qual a corrente permanece dentro de uma faixa próxima ao valor de referência, caracterizando o término do comportamento transitório.

Esses parâmetros foram obtidos diretamente a partir das **respostas temporais suavizadas**, permitindo reduzir a influência do *ripple* de chaveamento e garantindo maior robustez na extração das métricas de desempenho dinâmico utilizadas na comparação entre os controladores.

4.4.4 Avaliação Sob Variação da Rede

Além das análises em condições nominais, os controladores também foram avaliados quanto à sua performance frente a variações nas condições da rede elétrica.

Para isso foram realizados cinco cenários de simulação nos quais a tensão da rede foi variada em torno do valor nominal de 220 V RMS.

As variações consideradas foram:

Tabela 3: Condições de variação de V_{grid} .

Condição				
$-10\% V_{grid}$	$-5\% V_{grid}$	condição nominal	$+5\% V_{grid}$	$+10\% V_{grid}$

Para cada condição de operação foram recalculadas as figuras de mérito associadas ao erro de rastreamento de corrente, nomeadamente ISE, ITSE, IAE e ITAE.

Com o objetivo de facilitar a comparação entre os diferentes controladores e entre os cenários de operação, os valores obtidos para cada figura de mérito foram normalizados em relação ao maior valor observado para cada métrica. Dessa forma, os resultados foram representados em uma escala relativa entre 0 e 1.

Após o processo de normalização, os dados foram organizados em um gráfico tridimensional, no qual um eixo representa as figuras de mérito analisadas, outro eixo representa a variação percentual da tensão da rede e o eixo vertical representa o valor normalizado da métrica de desempenho.

4.5 Construção da Tabela Comparativa dos Controladores

Além da análise quantitativa baseada nos resultados das simulações, foi adotada neste trabalho uma metodologia complementar de avaliação qualitativa das estratégias de controle. Essa abordagem tem como objetivo fornecer uma visão abrangente das características operacionais de cada controlador, considerando não apenas os resultados numéricos obtidos, mas também aspectos práticos associados à implementação e ao comportamento das diferentes técnicas.

A avaliação foi estruturada por meio de duas tabelas comparativas, apresentadas na seção de resultados. A primeira reúne as características estruturais dos controladores, incluindo aspectos como tipo de controle, forma de implementação e requisitos de modelagem. A segunda tabela apresenta uma análise qualitativa de desempenho, baseada nos resultados obtidos nas simulações e em critérios relevantes para aplicações de conversores conectados à rede.

Entre os aspectos considerados nessa análise destacam-se a qualidade da corrente injetada na rede (avaliada por meio da THD e conformidade com a norma IEEE 1547), o desempenho dinâmico do sistema, a facilidade de implementação, a robustez frente a variações paramétricas e o desempenho em regime permanente.

A qualificação dos controladores na tabela de desempenho foi realizada por meio de um sistema de classificação baseado em estrelas, no qual o desempenho relativo de cada técnica é representado de forma qualitativa. Nesse sistema, quanto maior o número de estrelas atribuídas a um controlador em determinada categoria, melhor é considerado o seu desempenho naquele aspecto específico.

Para facilitar a comparação entre os métodos, adotou-se uma escala qualitativa baseada em quatro níveis:

- Ruim (1 estrela)
- Regular (2 estrelas)
- Bom (3 estrelas)
- Excelente (4 estrelas)

A atribuição das classificações qualitativas foi realizada com base nos resultados obtidos nas simulações, incluindo as figuras de mérito, os valores de distorção harmônica total e os parâmetros transitórios extraídos das respostas dinâmicas. Adicionalmente, foram considerados aspectos consolidados na literatura sobre controle de conversores eletrônicos de potência, permitindo uma análise mais abrangente das estratégias avaliadas.

Dessa forma, a metodologia adotada permite complementar a análise quantitativa com uma avaliação qualitativa estruturada, facilitando a comparação entre os diferentes controladores.

5 Resultados e Discussão

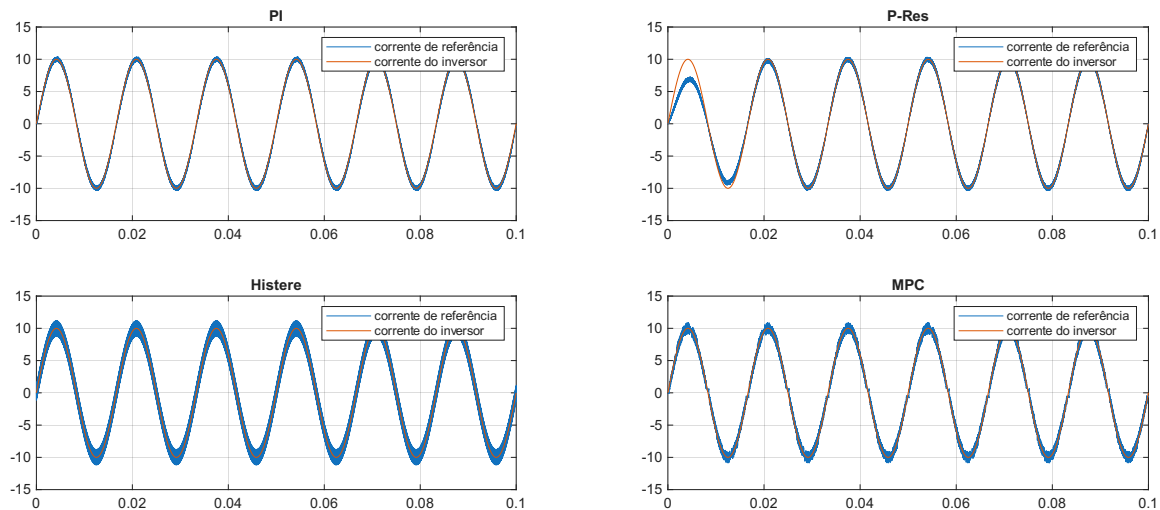
Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir da implementação e simulação das diferentes estratégias de controle avaliadas neste trabalho. A análise é organizada de forma progressiva, iniciando pela avaliação das figuras de mérito, seguida da análise da distorção harmônica total (THD), do desempenho transitório e, por fim, da robustez frente a variações paramétricas, conforme abordagens amplamente discutidas na literatura de eletrônica de potência [Bose 2020, Rashid 2017].

5.1 Validação Inicial dos Controladores

Antes da análise quantitativa dos indicadores de desempenho, foi realizada uma avaliação qualitativa das formas de onda de corrente obtidas durante os instantes iniciais das simulações. O objetivo dessa etapa é verificar a capacidade de cada estratégia de controle em estabelecer o rastreamento da corrente de referência e atingir o regime permanente.

A Figura 15 apresenta as formas de onda da corrente de referência e da corrente injetada pelo inversor para os quatro controladores avaliados. Observa-se que todas as estratégias foram capazes de convergir para a referência e estabelecer o controle da corrente, validando sua implementação no modelo desenvolvido.

Figura 15: Convergência da corrente do inversor para a corrente de referência nos instantes iniciais da simulação.



Fonte: Autoria própria.

Embora todos os controladores apresentem convergência para a referência, diferenças podem ser observadas na dinâmica de resposta e na qualidade do sinal durante o processo de estabilização. Os controladores lineares apresentam comportamento mais suave, com menor conteúdo de alta frequência, enquanto os controladores não lineares exibem maior atividade de chaveamento, característica inerente às respectivas estratégias de controle.

A partir dessa validação inicial, são apresentadas nas seções seguintes as análises quantitativas referentes às figuras de mérito, à distorção harmônica total, ao desempenho dinâmico e à robustez frente às variações da rede elétrica.

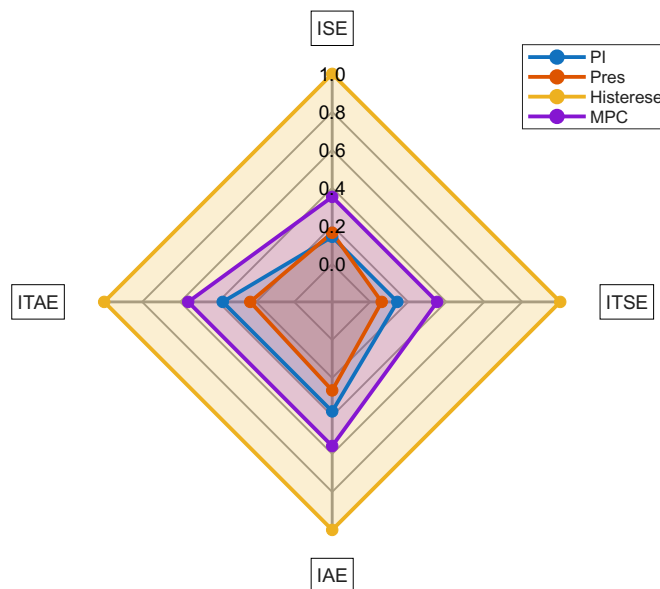
5.2 Análise das Figuras de Mérito

Nesta seção é apresentada as figuras de mérito obtidas para cada estratégia de controle. Essas métricas permitem caracterizar o desempenho estático dos controladores a partir da análise do erro de rastreamento ao longo da simulação.

A avaliação do desempenho estático dos controladores foi realizada por meio das figuras de mérito baseadas na integral do erro, nomeadamente ISE, ITSE, IAE e ITAE. Essas métricas permitem quantificar o erro de rastreamento ao longo do tempo de simulação, fornecendo uma visão global do comportamento do sistema em regime permanente, sendo amplamente utilizadas na literatura para avaliação de controladores.

A Figura 16 apresenta uma análise comparativa do desempenho dos controladores PI, PR, histerese e MPC com base nas figuras de mérito ISE, ITSE, IAE e ITAE.

Figura 16: Comparação das figuras de mérito (ISE, ITSE, IAE e ITAE) para os controladores avaliados no cenário nominal.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se inicialmente que o controlador por histerese apresenta os maiores valores em todas as métricas avaliadas. Esse comportamento é esperado e está diretamente relacionado à sua característica estrutural de controle do tipo *on-off*, conforme discutido em [Rodriguez e Cortes 2012]. Como o controlador atua mantendo o erro dentro de uma banda de histerese, o sistema nunca atinge erro nulo em regime permanente, permanecendo continuamente em chaveamento ao redor da referência. Consequentemente, há

uma contribuição constante do erro ao longo do tempo, o que eleva significativamente os índices integrais (ISE, IAE, ITSE e ITAE). Esse resultado, portanto, não indica necessariamente um desempenho inadequado, mas sim uma característica intrínseca da estratégia de controle.

Ao comparar os controladores PI e PR, nota-se que o controlador ressonante apresenta desempenho inferior nas métricas que acumulam erro ao longo do tempo. Esse comportamento pode ser explicado pelo regime transitório inicial do controlador PR. Diferentemente do PI, o PR depende da sincronização com a frequência da rede (60 Hz), necessitando de pelo menos um ciclo para estabelecer o rastreamento adequado da referência senoidal, característica amplamente relatada em aplicações de inversores conectados à rede [Khan, Liu et al. 2020, Zeb, Khan et al. 2018]. Durante esse período inicial, o erro é mais elevado e, como as figuras de mérito são integrais acumulativas, esse erro inicial impacta significativamente o valor final das métricas.

O controlador PI, por sua vez, apresenta um desempenho intermediário, porém consistente. Uma de suas principais vantagens é a capacidade de eliminar o erro em regime permanente, o que se reflete em menores valores das métricas integrativas. Esse comportamento explica por que, em determinadas condições, o PI pode apresentar desempenho superior ao MPC em termos de erro acumulado.

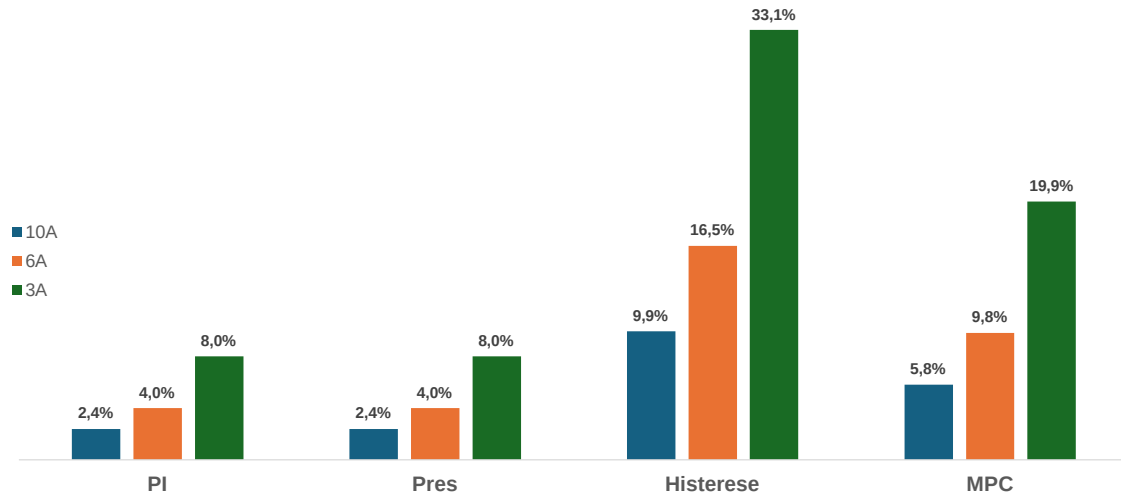
Por fim, o controlador MPC apresenta desempenho superior ao PI e ao PR em diversas métricas, porém ainda inferior ao PI em alguns casos específicos. Embora o MPC seja uma técnica avançada baseada em otimização, sua implementação está associada a um comportamento discreto e, em muitos casos, chaveado, conforme discutido em [Karamanakos 2020]. Dessa forma, pequenas oscilações em torno da referência podem ocorrer, resultando em um erro residual não nulo em regime permanente.

De forma geral, a análise evidencia o compromisso entre precisão em regime permanente e desempenho transitório, bem como a influência da natureza contínua ou chaveada de cada estratégia de controle nos índices de desempenho avaliados.

5.3 Análise da Distorção Harmônica Total (THD)

A Figura 17 apresenta a comparação da distorção harmônica total (THD) da corrente injetada na rede para os diferentes controladores analisados, considerando três níveis distintos de corrente de referência: 10 A, 6 A e 3 A, conforme definido na metodologia.

Figura 17: Distorção harmônica total da corrente injetada na rede para diferentes amplitudes de corrente de referência.



Fonte: Autoria própria.

A partir dos resultados obtidos, observa-se que os controladores lineares, representados pelo PI e pelo controlador proporcional-ressonante (PR), apresentam os menores valores de THD em comparação com os demais métodos. Para ambos os controladores, a THD varia de aproximadamente 2,4% na condição nominal (10 A) até cerca de 8,0% para a menor referência (3 A).

Esse comportamento pode ser explicado pela própria natureza dos controladores lineares, que operam em conjunto com moduladores PWM de frequência fixa, resultando em um espectro harmônico mais concentrado e previsível, comportamento consistente com o uso de modulação PWM de frequência fixa em inversores conectados à rede [Khan, Liu et al. 2020]. Entretanto, observa-se um aumento significativo da THD à medida que a corrente de referência é reduzida. Esse efeito está relacionado à diminuição da relação sinal-ruído no sistema, uma vez que, para menores amplitudes de corrente, o impacto relativo das componentes de chaveamento e das não idealidades do sistema torna-se mais significativo.

Além disso, em condições de menor corrente de referência, o controlador passa a operar em uma região em que pequenas variações e erros de rastreamento representam uma fração maior do sinal total, exigindo maior esforço de controle para manter o seguimento da referência. Como consequência, há um aumento relativo das componentes harmônicas, refletido no crescimento da THD.

Por outro lado, os controladores não lineares, representados pelo controle por histerese e pelo controle preditivo baseado em modelo (MPC), apresentam valores de THD signi-

ficativamente mais elevados, especialmente no caso do controle por histerese, que atinge valores superiores a 30% na menor referência analisada.

Esse comportamento está diretamente associado à natureza desses controladores, que não utilizam modulação PWM de frequência fixa. No controle por histerese, o chaveamento ocorre de forma variável e depende diretamente do erro de corrente, resultando em um espectro harmônico mais espalhado e com maior conteúdo de alta frequência. De forma semelhante, no controle MPC, embora exista uma otimização do erro de rastreamento, a seleção discreta dos estados de chaveamento também contribui para a presença de componentes harmônicas mais significativas.

Entretanto, diferentemente do observado nos controladores lineares, a variação da THD nos controladores não lineares apresenta menor sensibilidade à redução da corrente de referência. Isso ocorre porque esses métodos possuem maior capacidade de adaptação às condições instantâneas do sistema, mantendo o rastreamento da referência mesmo em condições de menor amplitude de corrente.

De forma geral, os resultados evidenciam um compromisso clássico entre qualidade da corrente e desempenho dinâmico, amplamente discutido na literatura de sistemas fotovoltaicos conectados à rede [Olowu et al. 2018, Qi, Fang et al. 2018]: enquanto os controladores lineares apresentam melhor desempenho em termos de THD, os controladores não lineares oferecem maior flexibilidade e capacidade de adaptação, ainda que à custa de maior distorção harmônica.

Essas observações estão em concordância com os fundamentos teóricos apresentados na literatura e reforçam a importância da escolha adequada da estratégia de controle em função dos requisitos da aplicação.

Observa-se que os controladores PI e PR apresentam os menores valores de THD em todas as condições avaliadas, mantendo valores inferiores a 5% para referências mais elevadas. Por outro lado, o controle por histerese apresenta os maiores níveis de distorção harmônica, resultado associado à frequência de chaveamento variável característica dessa técnica. O controlador FCS-MPC apresenta desempenho intermediário, com valores de THD superiores aos controladores lineares, porém significativamente menores que os observados para o controle por histerese.

Outro aspecto relevante é o aumento do THD conforme a amplitude da corrente de referência diminui. Esse comportamento ocorre porque, para correntes menores, a relação entre o ripple de chaveamento e a componente fundamental torna-se mais significativa, aumentando a distorção harmônica relativa do sinal.

5.4 Desempenho Dinâmico

5.4.1 Resposta Temporal dos Controladores

A avaliação do desempenho dinâmico dos controladores foi realizada a partir da aplicação de variações na corrente de referência durante a simulação, conforme descrito na metodologia. Foram considerados três níveis de perturbação, correspondentes a variações de **5%**, **10%** e **30%** em relação ao valor nominal da corrente.

As Figuras 18 a 21 apresentam as respostas temporais dos controladores analisados. Em cada figura são mostrados três cenários de variação da referência, incluindo a corrente de referência, a corrente sintetizada pelo inversor e o sinal filtrado por média móvel. Além disso, foi destacado o valor de pico da resposta, permitindo a análise do sobressinal.

A utilização da média móvel, conforme definido na metodologia, permite reduzir a influência do ripple de chaveamento, tornando mais precisa a análise dos parâmetros dinâmicos, como tempo de subida, sobressinal e tempo de assentamento.

De forma geral, observa-se que os controladores não lineares apresentam respostas significativamente mais rápidas em comparação com os controladores lineares, característica típica de estratégias baseadas em chaveamento direto e controle preditivo [Karamanakos 2020, Rodriguez e Cortes 2012]. Esse comportamento está associado ao fato de que esses métodos não dependem de um modelo linear previamente projetado, atuando diretamente sobre os estados de chaveamento do inversor e reagindo de forma quase instantânea às variações da referência.

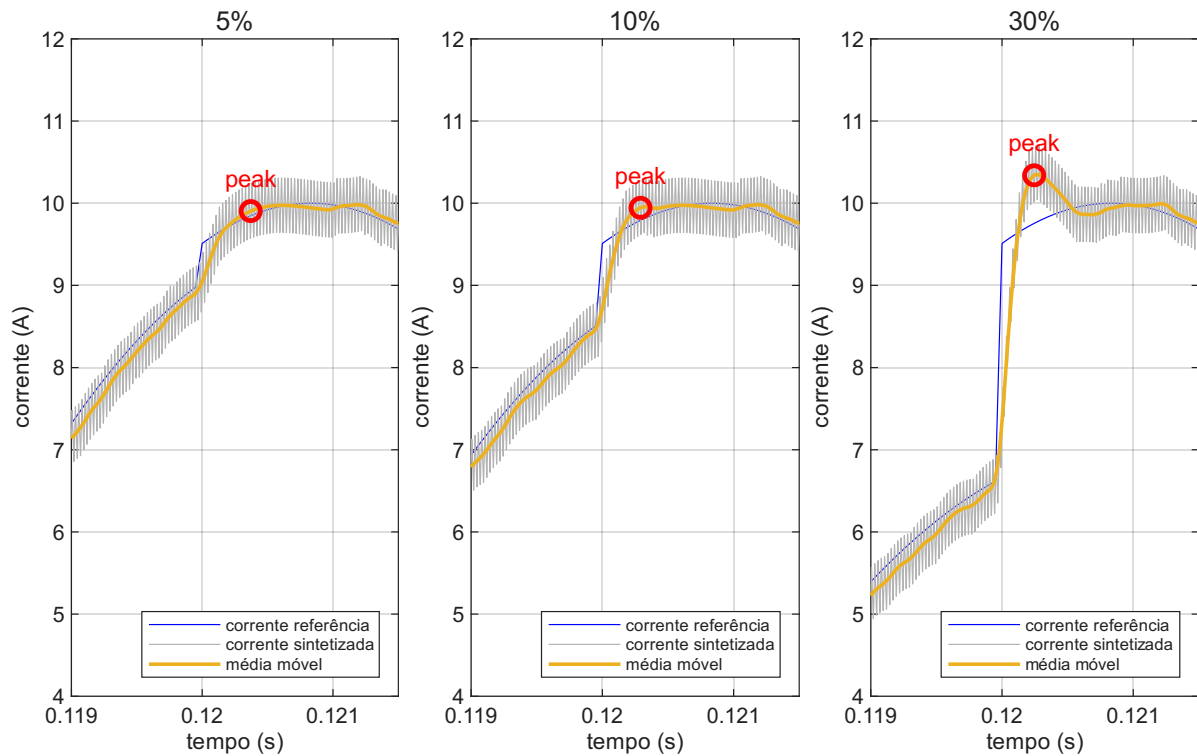
Entretanto, essa alta velocidade de resposta vem acompanhada de maior variabilidade no sinal, devido ao caráter discreto e chaveado dessas estratégias de controle, o que pode dificultar a definição clara de parâmetros transitórios clássicos.

Por outro lado, os controladores lineares apresentam respostas mais suaves e previsíveis, com comportamento transitório bem definido, ainda que com tempos de resposta maiores.

5.4.2 Análise Individual dos Controladores

Controlador PI A Figura 18 apresenta a resposta transitória do controlador PI para diferentes níveis de variação da corrente de referência.

Figura 18: Resposta transitória da corrente para o controlador PI.



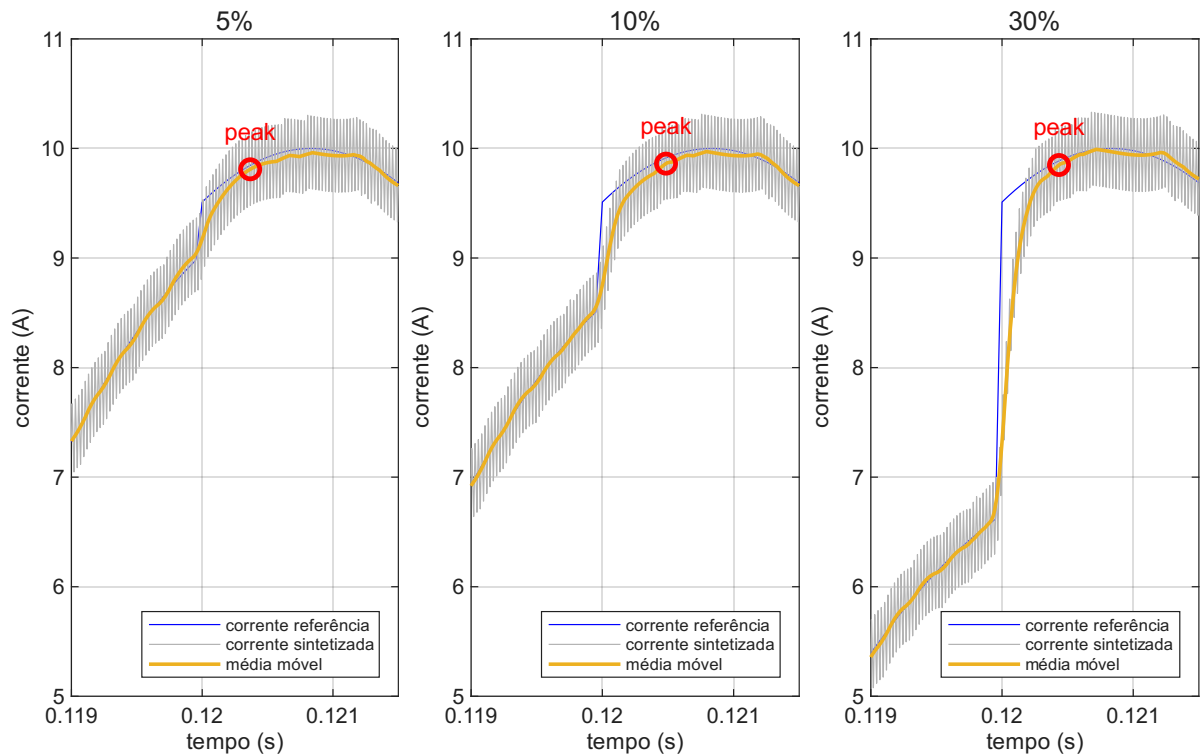
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o controlador proporcional-integral apresenta um comportamento transitório típico de sistemas lineares, com presença de sobressinal após a aplicação da variação da referência. Nota-se que a magnitude do overshoot aumenta conforme o nível de perturbação cresce, especialmente no caso de 30%.

Apesar disso, o controlador apresenta boa convergência para o valor de referência, com erro em regime permanente praticamente nulo. Esse comportamento confirma a capacidade do controlador PI em garantir precisão no rastreamento, ainda que com limitações em termos de velocidade de resposta.

Controlador Proporcional-Ressonante (PR) A Figura 19 apresenta a resposta transitória do controlador proporcional-ressonante.

Figura 19: Resposta transitória da corrente para o controlador PR.



Fonte: Autoria própria.

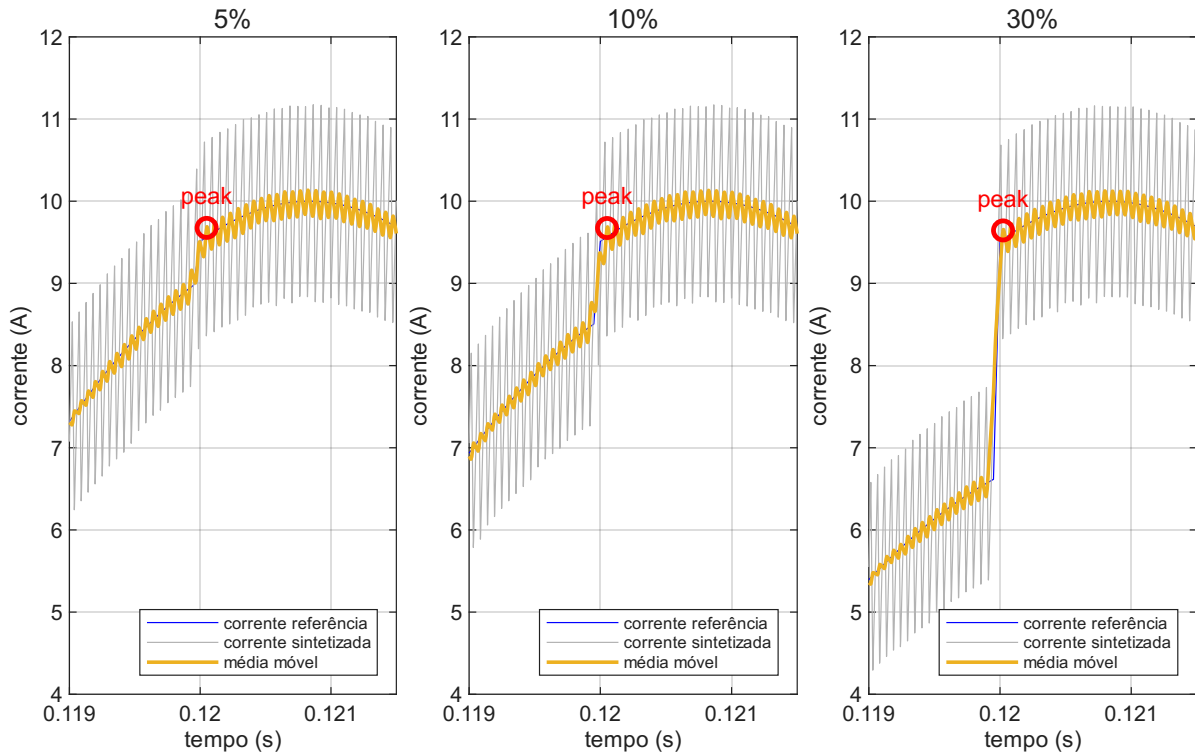
Diferentemente do controlador PI, o controlador PR apresenta uma resposta mais amortecida, sem a presença significativa de sobressinal, mesmo para variações maiores da referência.

Esse comportamento está associado à natureza do controlador PR, que atua como um filtro seletivo em frequência, atenuando componentes de alta frequência.

Como consequência, observa-se uma resposta mais suave, porém mais lenta, resultando em maior tempo de assentamento em comparação com os demais controladores analisados.

Controle por Histerese A Figura 20 apresenta a resposta transitória do controle por histerese.

Figura 20: Resposta transitória da corrente para o controle por histerese.



Fonte: Autoria própria.

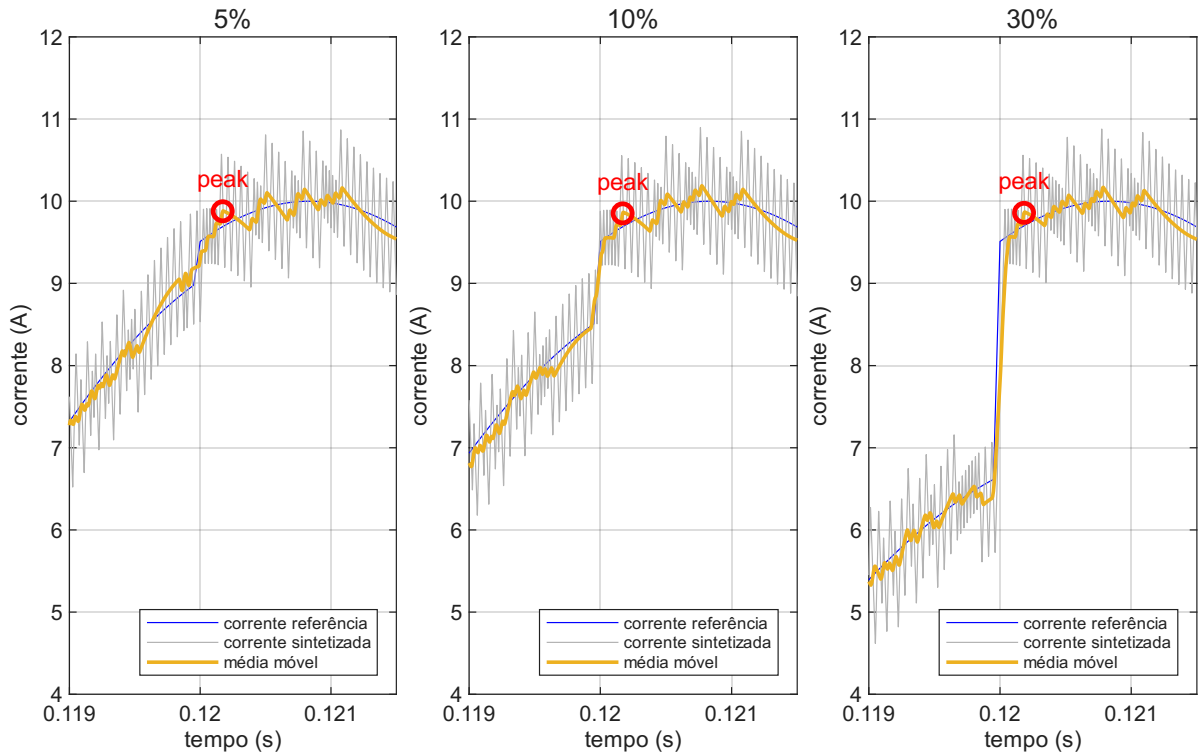
O controle por histerese apresenta uma resposta extremamente rápida às variações da referência, com tempos de subida significativamente inferiores aos observados nos controladores lineares. Esse comportamento é consequência direta da estratégia baseada em banda de erro, na qual o chaveamento é realizado imediatamente sempre que a corrente ultrapassa os limites previamente estabelecidos.

Como resultado, o controlador possui elevada capacidade de rastreamento da referência e reduzido atraso na resposta dinâmica. Entretanto, a frequência de chaveamento variável e a atuação contínua dos dispositivos semicondutores produzem uma corrente com maior nível de ripple quando comparada às demais estratégias analisadas. Essa característica introduz oscilações na resposta transitória, dificultando a determinação precisa de parâmetros clássicos de desempenho, como sobressinal e tempo de assentamento.

Apesar dessas limitações, os resultados evidenciam que o controle por histerese apresenta excelente desempenho dinâmico e elevada robustez frente a perturbações, características que justificam sua ampla utilização em aplicações que demandam rápida resposta e simplicidade de implementação.

Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) A Figura 21 apresenta a resposta transitória do controlador MPC.

Figura 21: Resposta transitória da corrente para o controlador FCS-MPC.



Fonte: Autoria própria.

O controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC) apresentou resposta rápida às variações da referência, com desempenho dinâmico superior aos controladores lineares e comportamento mais organizado quando comparado ao controle por histerese. Essa característica decorre da estratégia preditiva baseada na minimização de uma função custo, que avalia os possíveis estados de chaveamento do conversor e seleciona, a cada período de amostragem, a ação de controle que minimiza o erro de rastreamento, conforme descrito em [Rodriguez e Cortes 2012, Karamanakos 2020].

Como resultado, o controlador é capaz de combinar elevada velocidade de resposta com bom desempenho no rastreamento da corrente de referência. Entretanto, devido à natureza discreta do método e à seleção finita dos estados de chaveamento, a resposta ainda apresenta pequenas oscilações associadas ao processo de comutação, o que pode influenciar a determinação de alguns parâmetros transitórios.

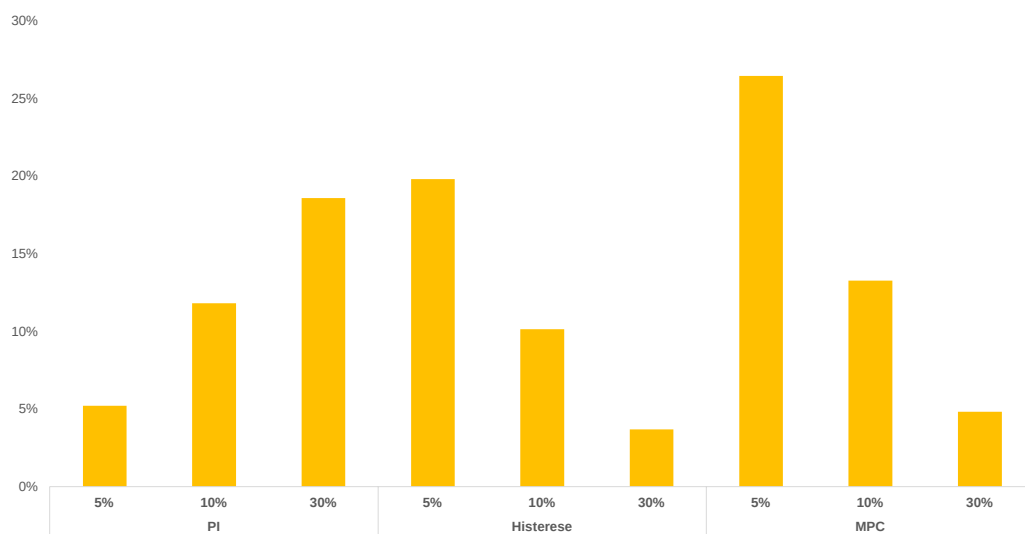
De forma geral, os resultados demonstram que o FCS-MPC oferece um dos melhores compromissos entre desempenho dinâmico, robustez e qualidade do sinal dentre as estratégias avaliadas, destacando-se como uma alternativa promissora para aplicações que demandam elevado desempenho em inversores conectados à rede.

5.4.3 Análise dos Indicadores Dinâmicos

A partir das respostas temporais apresentadas anteriormente, foram extraídos os principais indicadores de desempenho dinâmico dos controladores, incluindo tempo de subida, tempo de pico e sobressinal. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 24, 23 e 22.

A Figura 22 apresenta o sobressinal obtido a partir da resposta transitória para cada controlador.

Figura 22: Sobressinal dos controladores para diferentes variações da referência.



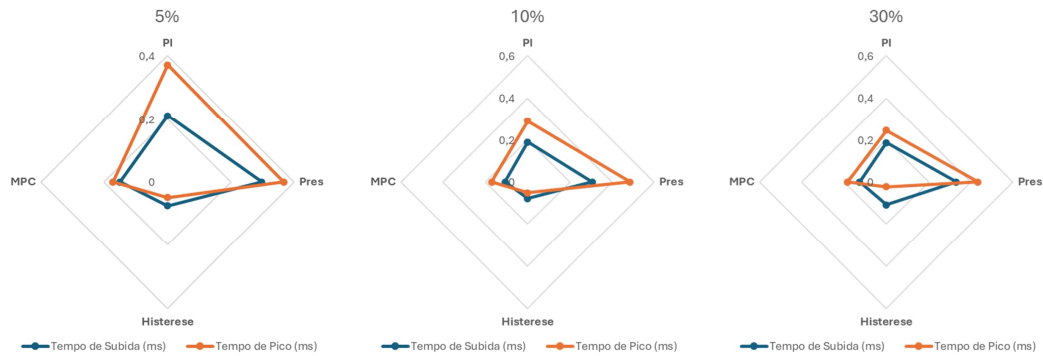
Fonte: Autoria própria.

A análise do sobressinal evidencia diferenças significativas entre os controladores lineares e não lineares. O **controlador PI** apresenta os maiores valores de overshoot, sendo esse efeito mais pronunciado para maiores variações da referência. Esse comportamento é típico de controladores lineares com ação integral, nos quais a resposta transitória pode apresentar sobre-elevação antes da estabilização.

Em contraste, o **controlador proporcional-ressonante (PR)** apresenta sobressinal inexistente, evidenciando seu comportamento mais amortecido, e por isso não foi colocado no gráfico. Esse resultado está associado à sua característica de filtragem em frequência, que atenua componentes de alta frequência e resulta em uma resposta mais suave.

Já os controladores não lineares, embora apresentem respostas rápidas, não exibem um sobressinal clássico bem definido, devido ao caráter discreto e chaveado do sinal. Ainda assim, observa-se que esses controladores conseguem limitar a sobre-elevação da resposta, mantendo um bom desempenho dinâmico.

Figura 23: Tempo de subida e tempo de pico para diferentes variações da referência.



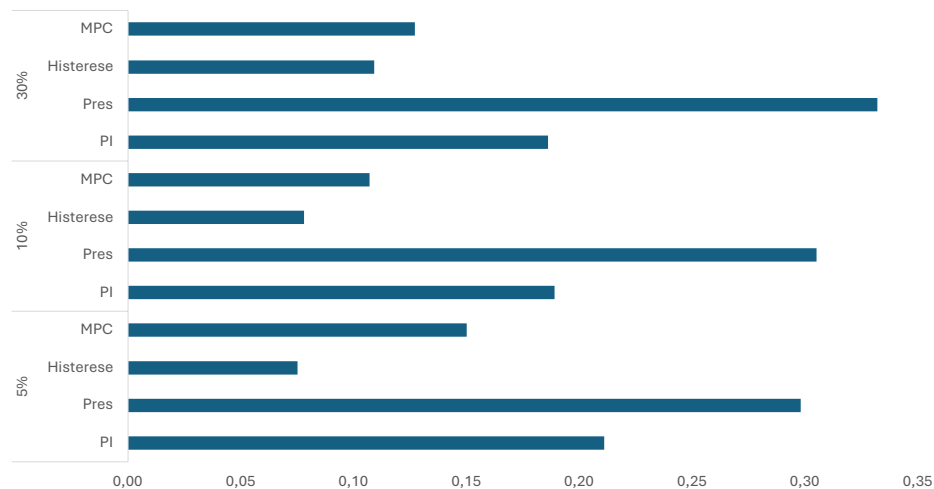
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que os controladores não lineares, especialmente o controle por histerese e o MPC, apresentam os menores tempos de subida e tempo de pico, evidenciando uma resposta significativamente mais rápida às variações da referência.

Esse comportamento está diretamente relacionado à natureza dessas estratégias de controle, que atuam diretamente sobre os estados de chaveamento do inversor, sem depender de um modelo linear previamente projetado. Dessa forma, a resposta do sistema ocorre de maneira praticamente instantânea à variação da referência.

Por outro lado, os controladores lineares, PI e PR, apresentam tempos de resposta superiores, caracterizando um comportamento mais lento. No caso do controlador PR, observa-se um tempo de resposta ainda maior, o que pode ser associado ao seu caráter mais amortecido, decorrente da sua estrutura de compensação em frequência.

Figura 24: Tempo de subida de cada controlador para diferentes variações da referência.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se ainda que o aumento da variação da referência impacta de forma mais

significativa os controladores lineares, especialmente no que se refere ao sobressinal e ao tempo de resposta. Esse comportamento indica maior sensibilidade desses controladores a perturbações de maior magnitude.

Por outro lado, os controladores não lineares apresentam menor sensibilidade à amplitude da variação da referência, mantendo tempos de resposta reduzidos mesmo para perturbações maiores. Essa característica evidencia a maior robustez dinâmica dessas estratégias de controle.

5.5 Análise da adaptação e desempenho frente à variação da tensão da rede

Para avaliar o desempenho de adaptabilidade dos controladores, foram analisados cenários com variação da tensão da rede, considerando desvios de -10% a $+10\%$ em relação ao valor nominal, com incrementos de 5% .

A Figura 25 apresenta a comparação das figuras de mérito normalizadas (ITAE, IAE, ITSE e ISE) para os diferentes controladores, permitindo avaliar a sensibilidade de cada estratégia frente às variações impostas na tensão da rede.

Observa-se que os controladores apresentam comportamentos distintos conforme a amplitude da tensão é modificada. De forma geral, os controladores lineares, como o PI e o proporcional-ressonante (PR), apresentam maior sensibilidade às variações da rede. Quando a tensão da rede é reduzida, a demanda de corrente do sistema também diminui, resultando em menores erros de rastreamento e, conseqüentemente, melhores valores das figuras de mérito. Por outro lado, para aumentos na tensão da rede, há maior exigência sobre o controlador, que passa a operar fora da condição de projeto, resultando no aumento do erro e na degradação das métricas de desempenho.

Em contraste, o controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC) apresenta comportamento mais robusto, mantendo valores de erro relativamente próximos ao caso nominal ao longo das variações analisadas. Embora ainda apresente pequenas variações nas figuras de mérito, seu desempenho se mantém estável, evidenciando menor dependência das condições específicas de operação quando comparado aos controladores lineares.

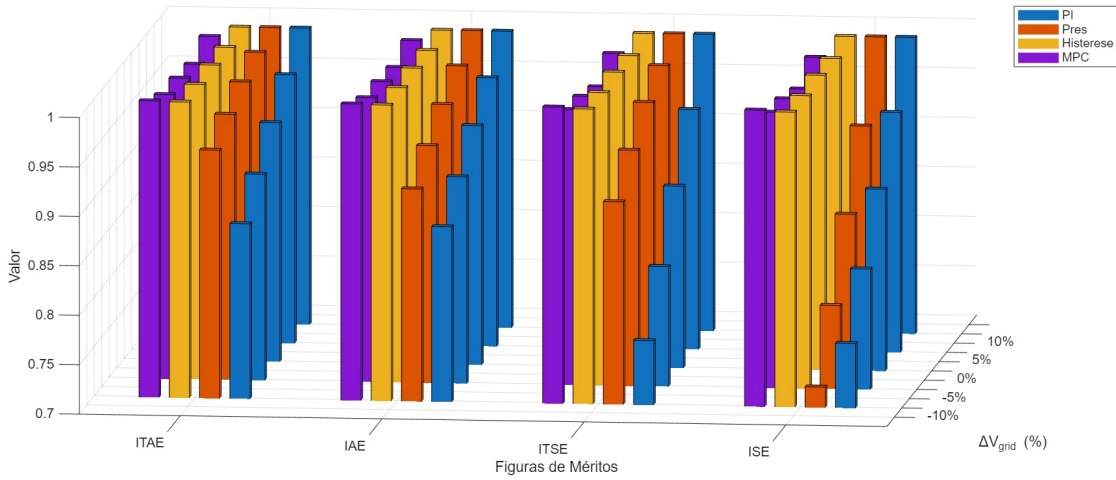
Para o controle por histerese, observa-se um comportamento distinto. As barras associadas a esse controlador apresentam valores normalizados elevados de forma consistente ao longo de todas as condições avaliadas. Esse resultado não está relacionado a uma pior adaptação às variações da rede, mas sim à própria natureza do método. Como o controle por histerese mantém a corrente oscilando dentro de uma banda em torno da referência, o erro instantâneo nunca tende a zero, mesmo em regime permanente. Dessa forma, ao se considerar figuras de mérito baseadas na integral do erro, o método naturalmente apresenta valores superiores quando comparado aos demais controladores.

Essa característica evidencia que, embora o controle por histerese apresente excelente

desempenho dinâmico e elevada robustez, suas métricas baseadas em erro acumulado não refletem necessariamente sua capacidade de rastreamento em termos qualitativos.

Dessa forma, a análise conjunta dos resultados indica que estratégias baseadas em controle não linear, especialmente o FCS-MPC, apresentam maior robustez frente a variações da tensão da rede, enquanto controladores lineares tendem a apresentar maior degradação de desempenho quando operam fora das condições de projeto.

Figura 25: Comparação das figuras de mérito normalizadas (ITAE, IAE, ITSE e ISE) para diferentes variações da tensão da rede (ΔV_{grid}) entre -10% e $+10\%$.



Fonte: Autoria própria.

5.6 Comparação qualitativa das estratégias de controle

Com base nos resultados obtidos nas simulações e na análise das características estruturais das estratégias de controle, foi realizada uma avaliação comparativa dos controladores PI, proporcional-ressonante (PR), histerese e controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC).

Inicialmente, a Tabela 5 apresenta uma síntese das características estruturais de cada estratégia, incluindo aspectos relacionados à natureza do controle, forma de implementação, técnica utilizada e requisitos de modelagem. Observa-se que os controladores PI e PR possuem estrutura linear e são amplamente empregados devido à sua simplicidade e facilidade de implementação em plataformas digitais, como DSPs e microcontroladores. Em particular, o controlador PR apresenta desempenho superior em aplicações com sinais senoidais, sendo amplamente utilizado em inversores conectados à rede, devido à sua capacidade de eliminar o erro em regime permanente na frequência fundamental [Khan, Liu et al. 2020, Zeb, Khan et al. 2018].

Por outro lado, as estratégias baseadas em controle não linear, como o controle por histerese e o controle preditivo baseado em modelo (FCS-MPC), apresentam maior flexi-

bilidade e melhor desempenho dinâmico. O controle por histerese se destaca pela simplicidade estrutural e rápida resposta transitória, embora apresente frequência de chaveamento variável, o que pode dificultar o projeto de filtros. Já o FCS-MPC permite a consideração explícita das restrições do sistema, além de possuir característica multivariável, sendo uma alternativa promissora para aplicações modernas em eletrônica de potência, apesar de exigir maior capacidade computacional [Rodriguez e Cortes 2012, Karamanakos 2020].

Além da análise estrutural, a Tabela 4 apresenta uma avaliação qualitativa baseada nos resultados obtidos nas simulações, considerando critérios como qualidade da corrente injetada na rede (avaliada por meio da THD e conformidade com a norma IEEE 1547), erro em regime permanente, desempenho transitório, robustez e facilidade de implementação.

A classificação foi realizada por meio de um sistema baseado em estrelas, permitindo uma comparação direta entre os controladores. Observa-se que os controladores PI e PR apresentam melhor desempenho em regime permanente e menores valores de distorção harmônica, atendendo aos requisitos estabelecidos pela norma IEEE 1547. Em contrapartida, o controle por histerese apresenta elevada robustez e excelente resposta dinâmica, porém com maior conteúdo harmônico. O FCS-MPC apresenta excelente desempenho transitório e robustez, embora com maior complexidade de implementação e valores de THD ligeiramente superiores ao limite normativo.

Dessa forma, os resultados evidenciam que não existe uma estratégia de controle universalmente superior, sendo a escolha dependente dos requisitos da aplicação, como qualidade de energia, desempenho dinâmico, robustez e complexidade de implementação [Olowu et al. 2018, Qi, Fang et al. 2018].

Tabela 4: Avaliação qualitativa do desempenho das estratégias de controle

Critério	PI	PR	Histerese	MPC
Facilidade de implementação	★★★	★★	★★★★★	★
Necessidade de modelo linear	★★	★★	★★★★★	★★★★
Erro em regime permanente	★★★★★	★★★★★	★	★★★★
Desempenho transitório	★	★★	★★★★	★★★★★
Robustez	★★★	★	★★★★★	★★★★★

Tabela 5: Características estruturais e operacionais das estratégias de controle

Critério	PI	PR	Histerese	MPC
Característica de controle	Linear	Linear	Não linear	Não linear
Complexidade Computacional	Baixa	Baixa	Muito Baixa	Alta
Técnica de controle	Malha fechada clássica	Compensação ressonante	Banda de erro	Controle preditivo
Multivariável	Não	Não	Não	Sim
THD atende IEEE 1547	Sim	Sim	Não	Não (ligeiramente acima)
THD (%)	2,4%	2,4%	9,9%	5,8%
Exigência de modulador	Sim	Sim	Não	Não

6 Conclusão

Este trabalho apresentou um estudo comparativo de estratégias de controle de corrente aplicadas a inversores monofásicos conectados à rede elétrica, com ênfase na análise de desempenho dinâmico, qualidade de energia e robustez frente a variações paramétricas. A motivação central consistiu em investigar, de forma sistemática, o comportamento de diferentes abordagens de controle amplamente empregadas na literatura, visando compreender suas características, limitações e aplicabilidade em cenários práticos.

Inicialmente, foi realizada a modelagem da planta a partir de seu circuito equivalente, permitindo a obtenção da função de transferência e a análise no domínio da frequência. Com base nesse modelo, foram projetados os controladores lineares Proporcional-Integral (PI) e Proporcional-Ressonante (PR), seguindo critérios clássicos de projeto fundamentados em margens de estabilidade e frequência de cruzamento. Paralelamente, foram implementadas estratégias de controle não linear, incluindo o controle por histerese e o Controle Preditivo Baseado em Conjunto Finito de Estados (FCS-MPC), possibilitando uma análise abrangente entre diferentes paradigmas de controle.

A avaliação de desempenho foi conduzida por meio de simulações no ambiente MATLAB/Simulink, considerando múltiplos cenários de operação, incluindo variações na referência de corrente e na amplitude da tensão da rede. Para tal, foram empregadas métricas quantitativas baseadas em índices integrais de erro (ISE, ITSE, IAE e ITAE), bem como a análise da distorção harmônica total da corrente (THDi) e de parâmetros transitórios, tais como tempo de subida, tempo de pico e sobressinal. Adicionalmente, foi proposta uma abordagem de normalização das métricas, permitindo uma análise comparativa mais consistente entre os diferentes controladores.

Os resultados obtidos evidenciaram que os controladores lineares, em especial PI e PR, apresentam desempenho superior em regime permanente, caracterizado por baixos valores de erro e reduzida distorção harmônica, atendendo adequadamente aos requisitos de qualidade de energia. Em contrapartida, as estratégias não lineares demonstraram desempenho dinâmico mais rápido, com menor tempo de resposta frente a variações da referência, destacando-se em aplicações que demandam elevada capacidade de adaptação.

No que se refere à robustez frente a variações da tensão da rede, o controlador FCS-MPC apresentou desempenho mais consistente, mantendo níveis de erro relativamente estáveis mesmo sob condições não nominais. Por outro lado, os controladores lineares mostraram maior sensibilidade a alterações nos parâmetros do sistema, evidenciando sua dependência de um ponto de operação previamente estabelecido. O controle por histerese, embora tenha apresentado excelente resposta dinâmica e elevada robustez, revelou limitações associadas à variabilidade da frequência de chaveamento e ao aumento da distorção harmônica, fatores que podem restringir sua aplicação em sistemas sujeitos a normas rigorosas de qualidade de energia.

De maneira geral, os resultados obtidos permitem concluir que não existe uma estratégia de controle universalmente superior, sendo a escolha do método mais adequado diretamente dependente dos requisitos específicos da aplicação, tais como desempenho dinâmico, qualidade de energia, robustez e complexidade computacional. Nesse contexto, o presente trabalho contribui ao fornecer uma análise estruturada e comparativa, que possibilita não apenas a compreensão aprofundada do comportamento de cada estratégia de controle, mas também o estabelecimento de critérios técnicos que auxiliam na tomada de decisão em projetos de inversores conectados à rede.

Dessa forma, os resultados apresentados constituem uma base de referência que pode ser utilizada como suporte para a seleção e dimensionamento de controladores em aplicações reais, permitindo ao projetista avaliar, de forma fundamentada, os compromissos inerentes entre as diferentes abordagens e escolher a solução mais adequada conforme as especificações do sistema.

Como continuidade deste trabalho, sugere-se a validação experimental das estratégias analisadas em plataforma de testes em tempo real, bem como a investigação de técnicas híbridas que combinem características de controladores lineares e não lineares. Adicionalmente, estudos envolvendo a implementação em hardware embarcado e a análise de desempenho sob condições mais severas de distúrbios da rede podem contribuir para a consolidação das conclusões obtidas e ampliação da aplicabilidade dos resultados.

Referências

- ALONSO, A. M. D. S. **Distributed harmonic compensation in single-phase low-voltage microgrids**. 2018.
- ANTUNES, H. M. A. et al. A new multifunctional converter based on a series compensator applied to ac microgrids. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 102, p. 160–170, 2018.
- BOSE, B. K. **Power electronics and motor drives: advances and trends**. [S.l.: s.n.], 2020.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- IEEE. **IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces**. 2018.
- JENKINS, N. **Embedded Generation**. [S.l.]: The Institution of Engineering and Technology (IET), 2010.
- KARAMANAKOS, P. E. A. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. **IEEE Open Journal of Industry Applications**, p. 95–114, 2020.
- KHAN, M. Y. A.; LIU, X. et al. A comprehensive review on grid connected photovoltaic inverters, their modulation techniques, and control strategies. **Energies**, v. 13, p. 4185, 2020.
- MAIER, L.; GONÇALVES, F. A. S.; SANTOS, R. d. Hil validation of a fcs-mpc current controller with switching frequency minimization for a grid-tied single-phase inverter. In: **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. Vitoria, Brazil: [s.n.], 2025. p. 1–5.
- NEWELL, R.; RAIMI, D. et al. **Global Energy Outlook 2020: energy transition or energy addition**. [S.l.]: Resources for the Future, 2020.
- OLOWU, T. O. et al. Future challenges and mitigation methods for high photovoltaic penetration: A survey. **Energies**, v. 11, p. 1782, 2018.
- QI, Y.; FANG, H. et al. Coordinated control for harmonic mitigation of parallel voltage-source inverters. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 2, p. 276–283, 2018.
- RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2017. 763 p.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.

ZEB, K.; KHAN, S. et al. A review on recent advances and future trends of transformerless inverter structures for single-phase grid-connected photovoltaic systems. **Energies**, v. 11, p. 1968, 2018.

A Script do Controlador Preditivo (FCS-MPC)

Listing 1: Script para implementação do controlador MPC

```

1 function [y0, y1, y2, y3, s] = full_bridge(Iref, I, V, Lambda, Rf_L
    , Lf)
2
3 % Constantes
4 VDC = 600;
5 %R = 0.205;
6 %L = 5.4e-3;
7 R = Rf_L;
8 L = Lf;
9 Ts = 1/(4*20000);
10
11 % Tens o de sa da para cada estado
12 v = [0, 0, 0, 0, 0, -VDC, 0, VDC, 0];
13
14 % Tabela de estados de chaveamento
15 estado_para_bits = [ ...
16     0 0 0 0; ...
17     0 0 0 1; ...
18     0 0 1 0; ...
19     0 1 0 0; ...
20     0 1 0 1; ...
21     0 1 1 0; ...
22     1 0 0 0; ...
23     1 0 0 1; ...
24     1 0 1 0];
25
26 % Vari veis persistentes
27 persistent i_prev estado_anterior
28 if isempty(i_prev)
29     i_prev = 0;
30 end
31 if isempty(estado_anterior)
32     estado_anterior = 1; % Estado inicial
33 end
34
35 % Inicializa o
36 g_opt = 1e6;
37 optimal_state = 1;

```

```

38
39 % Loop para encontrar o estado timo
40 for S = 1:9
41     % Predi o da corrente
42     i_1 = (1 - R*Ts/L) * I + (Ts/L) * (v(S) - V);
43
44     % Fun o de custo: erro + penalidade de comuta o
45     g = abs(Iref - i_1);
46     for j = 1:4
47         g = g + Lambda * abs(estado_para_bits(S,j) -
                                estado_para_bits(estado_anterior,j));
48     end
49
50     if g < g_opt
51         g_opt = g;
52         optimal_state = S;
53     end
54 end
55
56 % Sa das de chaveamento
57 y0 = estado_para_bits(optimal_state, 1);
58 y1 = estado_para_bits(optimal_state, 2);
59 y2 = estado_para_bits(optimal_state, 3);
60 y3 = estado_para_bits(optimal_state, 4);
61 s = optimal_state - 1; % Para manter compat vel com C zero-based
62
63 % Atualiza o de estados
64 i_prev = I;
65 estado_anterior = optimal_state;
66
67 end

```

B Script para Cálculo da Frequência de Chaveamento

Listing 2: Script para cálculo da frequência média de chaveamento

```

1 function [media, freq_media] = contador_freq_4entradas(s1, s2, s3,
2     s4)
3
4 % Converte para double e organiza em vetor coluna
5 sinais = double([s1; s2; s3; s4]);
6 dt = 1/(20000*100);
7
8 % Variáveis persistentes
9 persistent cont sinal_ant tempo_acumulado freq_atualizada
10 media_atualizada
11
12 % Inicializa o
13 if isempty(cont)
14     cont = zeros(4,1);
15 end
16 if isempty(sinal_ant)
17     sinal_ant = zeros(4,1);
18 end
19 if isempty(tempo_acumulado)
20     tempo_acumulado = 0;
21 end
22 if isempty(freq_atualizada)
23     freq_atualizada = 0;
24 end
25 if isempty(media_atualizada)
26     media_atualizada = 0;
27 end
28
29 % Contagem de borda de subida
30 for i = 1:4
31     if (sinais(i) == 1) && (sinal_ant(i) == 0)
32         cont(i) = cont(i) + 1;
33     end
34 end
35
36 % Atualiza estado anterior
37 sinal_ant = sinais;
38

```

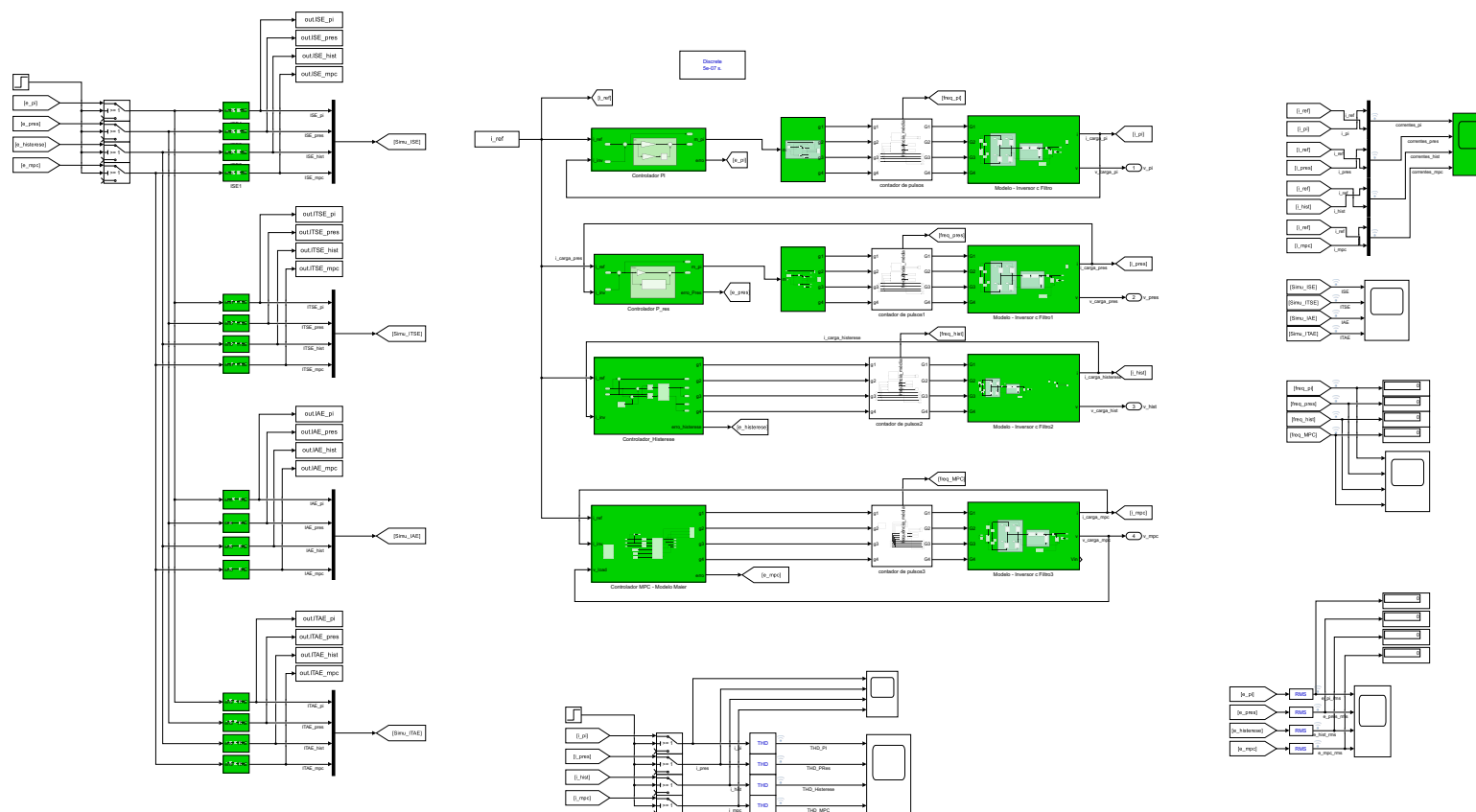
```

37 % Atualiza o tempo acumulado
38 tempo_acumulado = tempo_acumulado + dt;
39
40 % Quando atingir 1/60 s, calcula a frequencia m dia e zera os
    contadores
41 if tempo_acumulado >= (1/60)
42     media_atualizada = (cont(1) + cont(2) + cont(3) + cont(4)) / 4;
        % m dia de pulsos por ciclo de rede
43     freq_atualizada = media_atualizada / (1/60); % = m dia * 60 (
        Hz)
44
45     % Reseta para o prximo ciclo
46     cont = zeros(4,1);
47     tempo_acumulado = 0;
48 end
49
50 % Sa da: frequencia m dia (atualizada a cada ciclo)
51 freq_media = freq_atualizada;
52 media = media_atualizada;

```


C Diagrama Completo utilizado para simulação no Simulink

Figura 26: Diagrama do sistema implementado no Simulink para o controle de corrente do inversor.



Fonte: Autoria própria.