



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

**Aplicação de Controladores Preditivos em Inversores
Monofásicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia
Elétrica**

Leonardo Santos Moraes

Campo Grande MS

12 de dezembro de 2018



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Aplicação de Controladores Preditivos em Inversores Monofásicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia Elétrica

Leonardo Santos Moraes

Orientador: Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Universidade Federal de
Mato Grosso do Sul na Faculdade de
Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e
Geografia, como requisito parcial para
obtenção do título de Engenheiro(a)
Eletricista.

Campo Grande MS

12 de dezembro de 2018

Aplicação de Controladores Preditivos em Inversores Monofásicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia Elétrica

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador

Prof. Dr. Luigi Galotto Junior

Prof. Dr. Cristiano Quevedo Andrea

Campo Grande MS
12 de dezembro de 2018

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Eu, Leonardo Santos Moraes, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 42.604.476-9 e CPF nº 430.557.158-70, declaro que o trabalho de conclusão de curso apresentado, com o título “Aplicação de Controladores Preditivos em Inversores Monofásicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia Elétrica” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 12 de dezembro de 2018.

Leonardo Santos Moraes

RESUMO

Este trabalho tem o objetivo de projetar controladores digitais para a injeção de potência ativa e reativa por um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica através do controle de corrente e analisar comparativamente seus desempenhos. Os controladores preditivos, tipo Deadbeat e MPC, vem sendo considerados como promissores para aplicações em conversores eletrônicos de potência, foram os escolhidos para este projeto, tendo seus desempenhos comparados à controladores clássicos. As malhas de potência foram projetadas através da modelagem de pequenos sinais e testadas posteriormente em conjunto com o controle de corrente. O controlador de corrente baseado no MPC precisou ser readaptado para atender as normas para distorção harmônica, e uma adaptação recentemente proposta foi testada, apresentando desempenho semelhante à do controlador Deadbeat. O software Matlab/Simulink foi utilizado para a simulação dos sistemas de controle.

Palavras-Chave: sistema fotovoltaico, conexão à rede, controlador digital, controle preditivo.

ABSTRACT

This work aims to develop digital controllers to control the power flow from a PV system to the grid through current control by the inverter gate command and the comparison of their performance. Predictive controllers, in particular Deadbeat and MPC, are considered a propitious control technique for electronic converters, and for this reason they were chosen to control the injected current, being compared to a classic controller. The power control were developed through small signal modelling, being later added to current control and tested. The model predictive controller developed was readapted to respect international standards in THD, using a recent proposed alternative, which presented similar behaviour with Deadbeat Controller, the other predictive technique developed. Simulation were run using Matlab/Simulink environment.

Keywords: photovoltaic system, grid-connected, digital controller, predictive control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Matriz Elétrica Brasileira	1
Figura 2.1: Curvas de corrente e potência em função da tensão para condições climáticas distintas	3
Figura 2.2: Diagrama de blocos de um algoritmo PLL	4
Figura 2.3: Sistema de geração fotovoltaica ilhado	5
Figura 2.4: Sistema de controle analógico em malha fechada	6
Figura 2.5: Exemplo dos diagramas de Bode de magnitude e fase destacando as margens de estabilidade	8
Figura 2.6: Sistema híbrido e seu equivalente discretizado	11
Figura 2.7: Sinais de entrada (em azul) e saída (em vermelho) de um conversor D/A	12
Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema em análise	15
Figura 3.2: Circuito elétrico equivalente para uma célula fotovoltaica	16
Figura 3.3: Conversor CC-CC tipo <i>Boost</i>	16
Figura 3.4: Inversor monofásico full-bridge	17
Figura 3.5: Circuito equivalente do sistema	19
Figura 4.1: Diagrama de Bode da planta com o controlador PI	24
Figura 4.2: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador PI	25
Figura 4.3: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador PI+Ressonante	26
Figura 4.4: Fluxograma do controlador Deadbeat	27
Figura 4.5: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador Deadbeat	28
Figura 4.6: Fluxograma do controlador MPC	29
Figura 4.7: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador MPC	30
Figura 4.8: Chaveamento do inversor utilizando controlador MPC	30
Figura 4.9: Fluxograma do controlador MPC-F	32
Figura 4.10: Chaveamento calculado (esq.) e realizado de fato (dir.) pelo algoritmo MPC-F	33
Figura 4.11: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador MPC-F	34
Figura 4.12: Chaveamento do inversor utilizando controlador MPC-F	34
Figura 4.13: Diagrama de blocos para injeção de potência	35
Figura 5.1: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador PI+Ressonante	36
Figura 5.2: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador Deadbeat	37
Figura 5.3: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador MPC-F	37

Figura 5.4: DHT da corrente injetada em função da frequência de operação e da indutância do filtro para os controladores preditivos MPC-F e Deadbeat	38
Figura 5.5: Erro do sinal de corrente para cada controlador	39
Figura 5.6: Comparação da ITAE para cada controlador	40
Figura 5.7: Resposta dinâmica a um degrau com controlador PI+Ressonante.....	41
Figura 5.8: Resposta dinâmica a um degrau com controlador Deadbeat.....	42
Figura 5.9: Resposta dinâmica a um degrau com controlador MPC-F.....	42
Figura 5.10: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador PI+Ressonante ...	43
Figura 5.11: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador PI+Ressonante ...	43
Figura 5.12: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador Deadbeat.....	44
Figura 5.13: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador Deadbeat.....	44
Figura 5.14: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador MPC-F.....	45
Figura 5.15: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador MPC-F.....	45
Figura 5.16: Erro do controlador PI+Ressonante para incertezas na indutância do modelo ...	46
Figura 5.17: Erro do controlador Deadbeat para incertezas na indutância do modelo	46
Figura 5.18: Erro do controlador MPC-C para incertezas na indutância do modelo.....	47
Figura 5.19: Resposta dinâmica das malhas de potência aos degraus de referência ativo e reativo	48
Figura 5.20: Corrente de referência gerada pelas malhas de potência.....	48

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Comparação entre as características dos controladores preditivos analisados10

Tabela 3.1: Resumo dos dados do modelo para projeto e simulação dos controladores22

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Objetivos	2
1.2	Organização do Trabalho	2
2	Fundamentação Teórica.....	3
2.1	Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede	3
2.2	Técnicas de Controle	5
2.2.1	Controle Clássico	5
2.2.2	Controle Preditivo	9
2.3	Discretização de Sistemas	11
2.3.1	Zero-Order Hold (ZOH)	11
2.3.2	Transformação Bilinear	13
2.3.3	Domínio do tempo	14
3	Modelo Matemático do Sistema	15
3.1	Descrição do Sistema	15
3.1.1	Células fotovoltaicas e conversor CC	15
3.1.2	Inversor Monofásico	17
3.1.3	Filtro.....	18
3.1.4	Rede	19
3.2	Modelagem do Sistema	19
3.2.1	Função de transferência	20
3.2.2	Modelo Discreto.....	20
3.3	Modelagem das Malhas de Potência	21
3.4	Dados do Modelo	22
4	Projeto dos Controladores	23
4.1	Controlador PI.....	23
4.1.1	Ressonante	25
4.2	Controlador Deadbeat	26
4.3	Modelo de Controle Preditivo	28
4.3.1	MPC com frequência de chaveamento constante	31
4.4	Controle Das Malhas de Potência	35
5	Simulações.....	36

5.1	Distorção Harmônica.....	36
5.2	Erro.....	38
5.2.1	Erro Médio Absoluto	39
5.2.2	Integral do Erro Absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE)	40
5.3	Resposta a Variação na Referência	40
5.4	Efeito da Incerteza na Indutância do Modelo.....	43
5.5	Simulação da Malha de Potência	47
6	Conclusões.....	50
7	Referências Bibliográficas.....	52

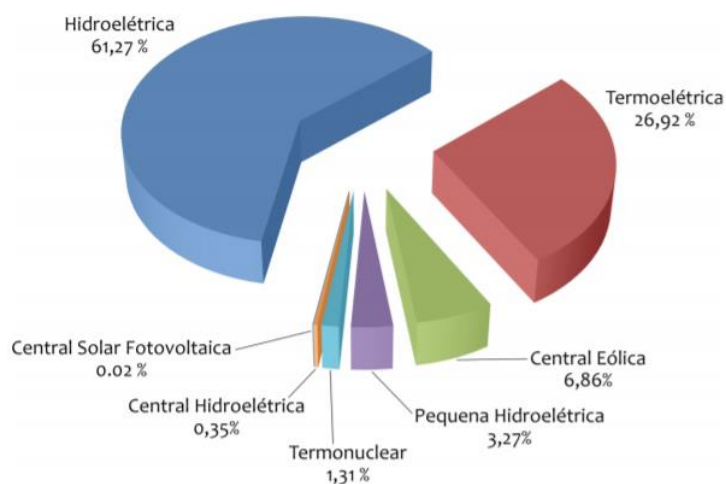
1 INTRODUÇÃO

Diante da preocupação com a emissão de poluentes na atmosfera, e do aumento na emissão de gases do efeito estufa, sendo a geração de energia através da queima de combustíveis fósseis um dos principais fatores, o desenvolvimento sustentável começou a ganhar destaque no cenário internacional, visando minimizar os efeitos do impacto ambiental ao mesmo tempo em que se diversifica a matriz energética nacional. [1]

Neste sentido, torna-se importante o estudo de tecnologias relacionadas a geração de energia elétrica por fontes renováveis. O Brasil, apesar de ter sua eletricidade gerada principalmente por meio destas fontes, apresenta uma matriz energética pouco diversificada, tendo mais da metade da energia demandada proveniente de usinas hidrelétricas, vide Figura 1.1. Além da alta dependência dos índices pluviométricos, a necessidade do armazenamento de água em reservatórios faz com que essa fonte tenha alto impacto ambiental, alagando extensas áreas territoriais. [2]

Com a diminuição no preço dos painéis fotovoltaicos, somado ao alto índice de irradiação solar em território brasileiro durante todo o ano [1], a geração fotovoltaica tem potencial para ganhar espaço na matriz elétrica brasileira. Para isso, é necessário o interesse de grandes investidores, já que a microgeração distribuída responde por quase a totalidade da geração do país por painéis solares.

Figura 1.1: Matriz Elétrica Brasileira



Fonte: Absolar (2017)

1.1 OBJETIVOS

Tendo em vista as motivações descritas neste capítulo, este trabalho de conclusão de curso tem por objetivo projetar e analisar controladores digitais para o controle de injeção ativa (até 500 W) e reativa (até 200 VA_R) de um sistema fotovoltaico à rede, através de simulações realizadas no software Matlab/Simulink. A análise se dará através do erro, níveis de distorção harmônica, resposta a variação nos degraus de corrente e potência e comportamento diante de incertezas no modelo.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 2, é apresentada uma fundamentação teórica geral sobre sistemas fotovoltaicos conectados à rede e controladores relacionados ao trabalho.

No Capítulo 3, é feita a descrição e a modelagem do sistema escolhido para análise e projeto dos controladores

No Capítulo 4, são desenvolvidos os controladores para o controle de injeção de potência.

No Capítulo 5, são apresentados os resultados da simulação do conjunto entre o sistema e cada um dos controladores desenvolvidos no capítulo anterior.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões finais e propostas de continuidade do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão explicados brevemente alguns fundamentos teóricos sobre o sistema, além de algumas ferramentas matemáticas e de controle essenciais para os projetos realizados neste trabalho.

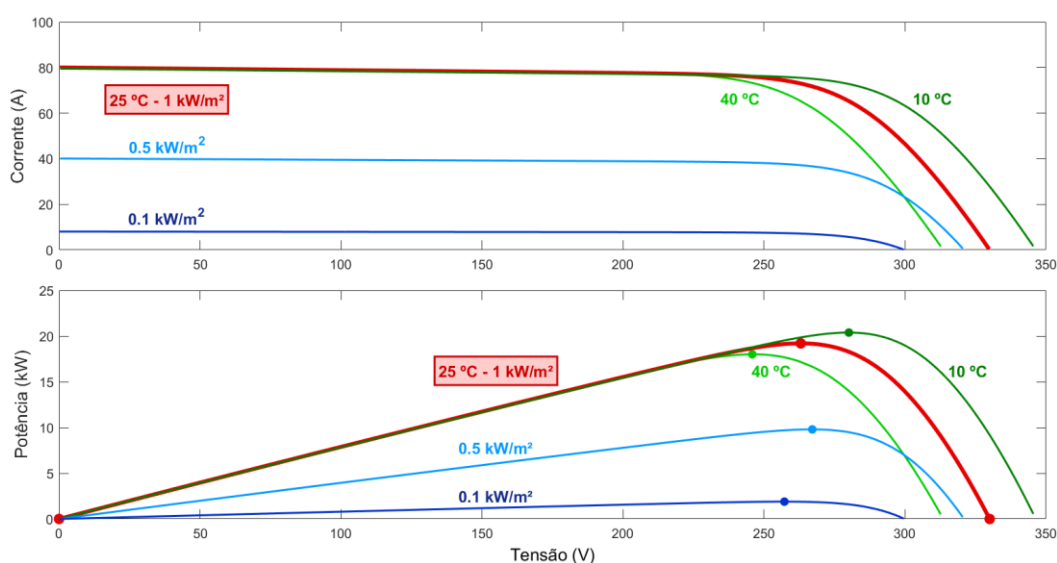
2.1 SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE

A estrutura básica do sistema fotovoltaico, bem como seu modelo para o projeto dos controladores analisados encontra-se no Capítulo 3. Abaixo são descritos sucintamente outras técnicas e algoritmos essenciais para a conexão de um sistema fotovoltaico à rede.

Rastreamento do ponto de potência máxima (MPPT)

Painéis fotovoltaicos, sob condições climáticas uniformes, apresentam um único ponto de operação em que sua potência é a máxima possível [3]. Como a curva característica potência x tensão depende da irradiação solar e da temperatura, este ponto se altera constantemente. A Figura 2.1, que mostra as curvas $I \times V$ e $P \times V$ para um determinado arranjo fotovoltaico, exemplifica a variação da curva e do ponto de máxima potência (MPP) para diferentes temperaturas (em verde), ou irradiações (em azul).

Figura 2.1: Curvas de corrente e potência em função da tensão para condições climáticas distintas



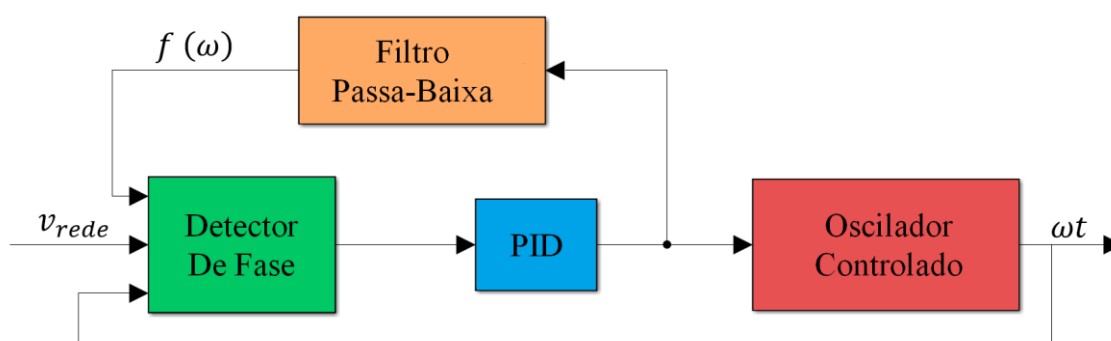
Fonte: Próprio autor

Para melhorar o aproveitamento da energia advinda dos painéis, os sistemas de geração fotovoltaica devem trabalhar com estratégias de MPPT [4]. Há diversos algoritmos para tal rastreamento, com complexidade e desempenhos diversos, sendo o método da Perturbação e Observação um dos mais utilizados. No entanto, há diversos algoritmos que se destacam em tempo de resposta e fator de rastreamento, casos dos métodos Beta e Temperatura [5].

Sincronismo

Para a conexão entre os sistemas de geração, é necessário o sincronismo entre estes, ou seja, as tensões devem ser iguais em termos de magnitude, frequência e fase. [5] É comum o uso de algoritmos PLL (*Phase-Locked Loop* ou malha de captura de fase) para identificação da frequência e fase da rede. O diagrama de blocos de um algoritmo PLL é exemplificado na Figura 2.2.

Figura 2.2: Diagrama de blocos de um algoritmo PLL



Fonte: Próprio autor

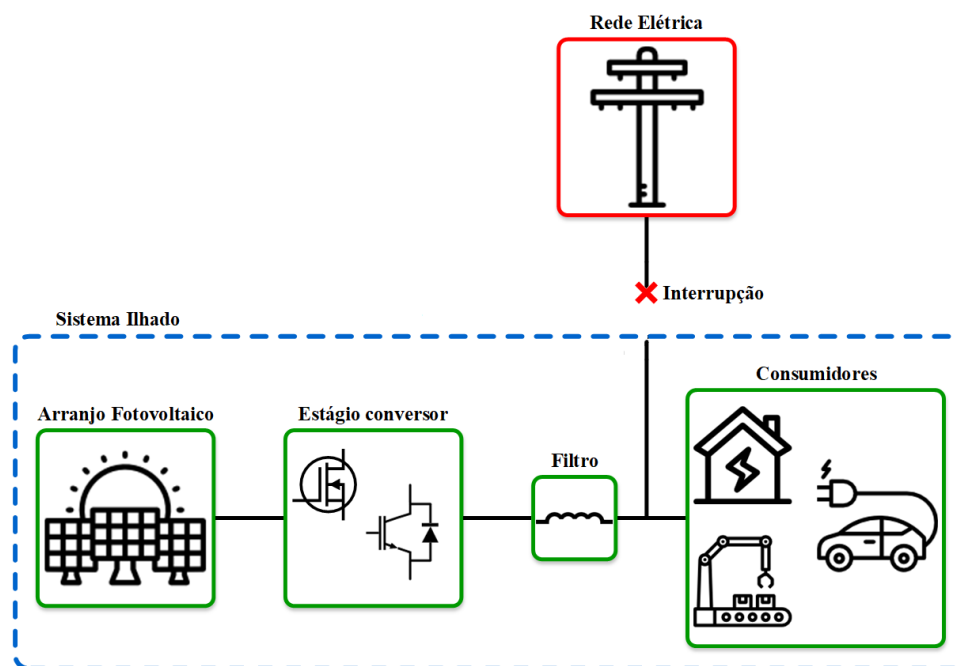
Este algoritmo rastreia a fase da tensão na rede utilizando um oscilador de frequência interno. O sinal de entrada é comparado ao sinal de saída do oscilador controlado através do detector de fase, que em sua saída, gera um sinal proporcional ao defasamento entre estes sinais. A minimização do erro entre os sinais é garantido pelo controlador.

Além do sincronismo para a conexão, há técnicas utilizando PLL para controlar a potência fornecida pela rede, garantindo a sincronização entre a tensão e a corrente na rede, ou seja, a frequência do sinal controlado também se altera em possíveis variações na frequência da rede ao longo do tempo, o que evita distorções na transferência de potência. [4]

Anti-ilhamento

O ilhamento de um sistema de geração distribuída ocorre quando a rede, geralmente por uma falha na distribuição, interrompe o fornecimento de energia, restando apenas o sistema de geração distribuída para suprir energia para as cargas locais, como mostra a Figura 2.3.

Figura 2.3: Sistema de geração fotovoltaica ilhado



Fonte: Próprio autor

Apesar de ser um fenômeno raro e ter vantagens do ponto de vista de confiabilidade e continuidade do abastecimento, há diversas normas que exigem métodos eficazes para detecção de falhas na rede e a subsequente desconexão dos geradores distribuídos [4-5], pelo fato dos sistemas elétricos atuais ainda estarem sujeitos a vários problemas, como de aterramento, qualidade da tensão fornecida, entre outros. Um ponto importante da desconexão é evitar ou reduzir problemas de segurança pessoal (operários e usuários). Eliminando os possíveis problemas do ilhamento, seria possível manter o abastecimento das cargas locais pelo sistema de geração distribuída sem o fornecimento da rede. [4]

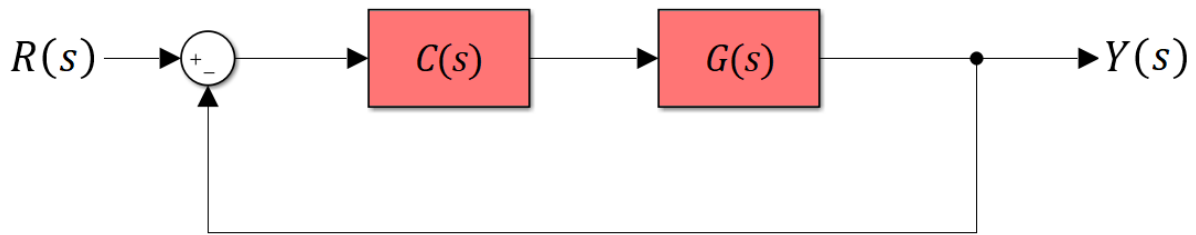
2.2 TÉCNICAS DE CONTROLE

Para o sistema analisado, serão projetados e simulados controladores de modelo preditivo, e comparar seu desempenho ao de um controlador clássico. Cada um destes controladores apresentam características e lógica distintas para a elaboração de seu projeto.

2.2.1 Controle Clássico

O controle clássico é um ramo da teoria do controle que lida com sistemas lineares invariantes no tempo. Para isso, estes sistemas normalmente têm seu modelo em função do tempo descrito no domínio s através da Transformada de Laplace. A saída e a entrada do sistema no domínio s são relacionadas por uma função de transferência (FT).

Figura 2.4: Sistema de controle analógico em malha fechada



Fonte: Próprio autor

Dentre os controladores clássicos estão os controladores PID, considerados a base da teoria de controle. São amplamente utilizados a nível comercial, por ser de fácil compreensão e normalmente ter desempenho satisfatório. Ainda, existem técnicas de sintonia sem a necessidade de modelar a planta indústria. [6]

As FT's para um PID analógico ou digital estão descritas em (2.1) e (2.2), respectivamente. Cada um dos termos tem uma função diferente na dinâmica do sistema.

$$PID(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (2.1)$$

$$PID(z) = k_p + k_i \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} + k_d \frac{1}{T} \frac{z-1}{z} \quad (2.2)$$

A ação proporcional produz um sinal de saída proporcional à amplitude do erro. Por isso, é gerado um erro não-nulo. A ação integral produz um sinal de saída proporcional ao erro acumulado, o que corrige o erro gerado pela ação proporcional, além de acelerar a resposta do sistema. Já a ação derivativa produz um sinal de saída proporcional à velocidade de variação do erro, diminuindo o tempo de resposta e melhorando a estabilidade do sistema. Em processos com muito ruído no sinal controlado, a ação derivativa não deve ser utilizada, pois levaria o processo à instabilidade. [7-8]

Ressonante

A principal característica do controlador ressonante é apresentar alto ganho na frequência de ressonância escolhida, eliminando o erro em regime permanente para tal. [9-11] Por outro lado, lidar com oscilações na resposta do sistema a variações na referência ainda é um desafio. [9]

É comum combinar uma parcela ressonante a controles PI para melhorar sua habilidade de rastreamento e lidar com o erro em regime permanente [10].

No domínio da frequência, a função de transferência para a parcela ressonante é mostrada em (2.3), onde ω_0 é a frequência de ressonância e k_r é o ganho que pode ser projetado através de técnicas de resposta em frequência. O controlador pode ser emulado no domínio z através de um método de discretização (ver item 2.3) [11].

$$Ress(s) = k_r \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.3)$$

Diagramas de Bode

Há diversas ferramentas no controle clássico para analisar sistemas e projetar controladores para satisfazer as especificações requeridas. Uma delas é o diagrama de Bode, que analisa o comportamento em regime permanente da malha aberta de um sistema para todo o espectro de frequências, para tentar prever seu comportamento em malha fechada.

O diagrama de Bode, ilustrado na Figura 2.5, é dividido em duas curvas: a primeira relaciona o ganho na resposta do sistema em malha aberta em função da frequência da entrada, e a segunda, o defasamento na mesma. O ganho costuma ser expresso em decibel (dB), e o defasamento, em graus. [7]

Para a obtenção das curvas, substitui-se s por $j\omega$ na função de transferência. Alternativamente, pode ser obtida diretamente do domínio do tempo através da Transformada de Fourier.

$$H(s)|_{s=j\omega} = H(j\omega) = A + jB = |H| \angle \theta \quad (2.4)$$

Onde

$$|H| = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (2.5)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{B}{A} \quad (2.6)$$

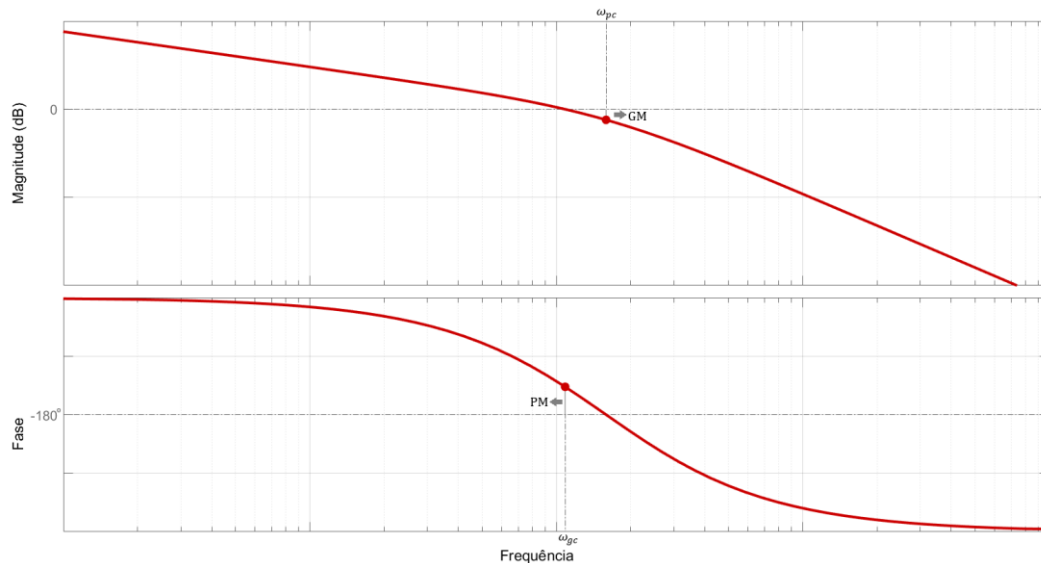
A análise por Diagrama de Bode para sistemas discretos é mais complicada, pois a FT discreta não é racional, uma vez que a frequência é introduzida é introduzida pela substituição $z = e^{j\omega T}$. Ferramentas computacionais como o MATLAB ajudam a contornar o problema. Ainda assim, é preferível utilizar a transformação bilinear (ver item 2.3.2), para mapear a FT em um novo plano, denominado w , análogo ao plano s , por ser mais intuitivo e ter mais informação na literatura sobre este método para sistemas analógicos.

Margens de estabilidade

Considere o sistema da Figura 2.4. Para garantir a estabilidade, deve-se evitar que o ganho da equação da malha fechada para qualquer frequência vá para infinito em regime permanente. Ou seja:

$$\frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \neq \infty \rightarrow 1 + C(s)G(s) \neq 0 \rightarrow C(s)G(s) \neq -1 \quad (2.7)$$

Figura 2.5: Exemplo dos diagramas de Bode de magnitude e fase destacando as margens de estabilidade



Fonte: Próprio autor

Sendo assim, em tese só é preciso manter a malha aberta do sistema distante de -1 , que pode ser reescrito como $1 \angle \pm 180^\circ$. Como a modelagem de um sistema é sujeita a imprecisões em seus termos, o ideal é manter a curva do diagrama de Bode em malha aberta o mais distante de -1 possível para qualquer frequência. As margens de estabilidade foram definidas como parâmetros que ajudam a analisar o quão próximo um sistema está de se tornar instável.

Para isso, são definidos quatro termos:

- Frequência de cruzamento de ganho (ω_{gc}): Frequência a qual a resposta do sistema apresenta ganho unitário (0 dB);
- Frequência de cruzamento de fase (ω_{pc}): Frequência a qual a resposta do sistema apresenta defasamento de menos 180° ;
- Margem de ganho (GM): Diferença entre 0 dB e o ganho da resposta do sistema para a frequência de cruzamento de fase.
- Margem de fase (PM): Diferença entre o defasamento da resposta do sistema e menos 180° para a frequência de cruzamento de ganho.

Em [7] é possível encontrar mais informações sobre a teoria de controle clássico, além de outras informações, como outros tipos de controladores e ferramentas clássicas para projetos destes.

2.2.2 Controle Preditivo

O controle preditivo é uma técnica avançada de controle, que prevê o comportamento das variáveis controladas através de um critério específico. Esta técnica de controle tem potencial para lidar com sistemas com múltiplas variáveis eficientemente, até para sistemas com várias limitações ou não-linearidades. Apresenta complexidade maior em relação aos controladores clássicos, e normalmente é subdividida em 4 categorias: baseado em trajetória, baseado em histerese, controlador deadbeat e modelo de controle preditivo. [9] Abaixo é feita uma descrição das topologias mais comuns para aplicações fotovoltaicas.

Controle baseado em histerese

O controle preditivo baseado em histerese tenta manter as variáveis controladas do sistema entre os limites aceitáveis de erro definidos. A trajetória do sinal é computada a cada instante, sendo então previsto o tempo necessário para o sinal atingir o limite para cada chaveamento possível, o que é feito através do modelo matemático do sistema. É escolhido então o comando que minimiza a frequência de chaveamento (maior tempo computado). [12]

Este tipo de controle é um desafio em implementações discretas, pois a frequência de chaveamento depende da taxa de amostragem dos conversores analógicos-digitaes. Outro problema é a frequência de chaveamento variável [13]. Na literatura, é possível encontrar algoritmos adaptados para contornar tais problemas [13-15], mas a qualidade do controle em histerese apresenta alta dependência de parâmetros como tensão de entrada no conversor e frequência de chaveamento, funcionando propriamente para o controle de corrente proposto apenas para frequências muito elevadas [13].

Controlador Deadbeat

O controlador Deadbeat utiliza o modelo discreto do sistema para saber qual é a entrada necessária para que a variável controlada atinja o valor da referência após n amostras para um sistema de ordem n , anulando o erro do sistema [16]. Para o controle de corrente de conversores de potência, a variável de controle é a tensão média na saída do inversor, aplicada utilizando um modulador. Esta técnica é considerada atrativa e competente em termos de compensação de erro, baixa distorção harmônica e resposta transitória [9].

No entanto, este controlador é sensível a alterações nos parâmetros da rede e a incertezas no modelo do filtro. Uma modelagem imprecisa ou aproximada do sistema costuma comprometer a performance do sistema, podendo até levar o sistema à instabilidade [9] [12].

Modelo de Controle Preditivo

Podem ser subdivididos em dois tipos: FCS-MPC (*Finite Control Set*) e CCS-MPC (*Continuous Control Set*). Ambos utilizam o modelo do sistema para prever o comportamento das variáveis controladas e realizar o chaveamento que minimize o erro na referência.

O CCS-MPC utiliza a equação média de estados para calcular qual valor do sinal de entrada dentro do intervalo possível minimiza o erro do sistema, sendo este sinal previsto enviado para o comando através de um modulador. Seu algoritmo costuma possuir mais cálculos, aumentando a complexidade do controle [12]. Por outro lado, a modulação garante frequência fixa de chaveamento. Já o FCS-MPC se limita ao número de estados possíveis do conversor para prever o comportamento do sistema no próximo instante, o que reduz o número de cálculos, simplificando o algoritmo, além de dispensar o uso de modulador, podendo conectar o sinal de comando diretamente às chaves [9]. A sua principal desvantagem é a frequência de chaveamento ser variável, o que dificulta o projeto de um filtro apropriado. [16]

Neste trabalho, levando em conta a simplicidade, a princípio será projetado o FCS-MPC que será referido apenas como MPC nos próximos capítulos.

Na Tabela 2.1 é apresentado um breve comparativo entre as principais características das técnicas de controle Deadbeat e Modelo de Controle Preditivo, que serão projetados no Capítulo 4.

Tabela 2.1: Comparação entre as características dos controladores preditivos analisados

<i>Controlador Deadbeat</i>	<i>Modelo de Controle Preditivo</i>	
	<i>CCS</i>	<i>FCS</i>
Necessita modulador	Necessita modulador	Não necessita modulador
Frequência de chaveamento fixa	Frequência de chaveamento fixa	Frequência de chaveamento variável
Não inclui restrições	Podem considerar restrições	Podem considerar restrições
Lógica curta	Maior complexidade	Baixa complexidade

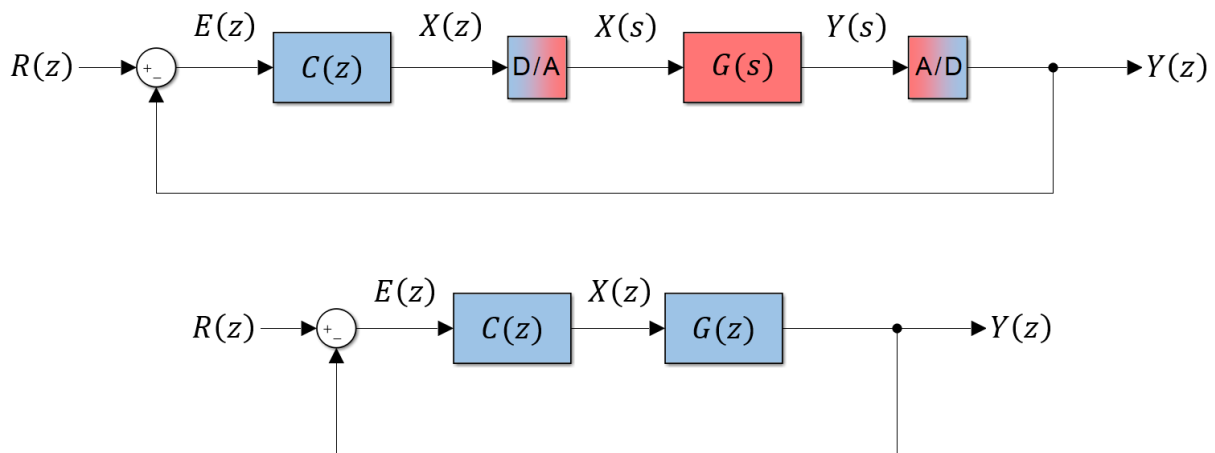
2.3 DISCRETIZAÇÃO DE SISTEMAS

Em projetos de controladores digitais, frequentemente é necessário o uso de ferramentas matemáticas para converter o sistema para outros domínios, o que pode simplificar o projeto. Neste capítulo são descritos sucintamente os métodos de discretização a serem utilizados neste trabalho.

2.3.1 Zero-Order Hold (ZOH)

Quando deseja-se projetar um controlador digital para uma planta ou processo (analógico), é necessário que todo o modelo esteja no mesmo domínio. Para discretizar a planta do sistema híbrido, há um método interessante, que considera o efeito dos conversores ilustrados na Figura 2.6 na discretização, melhorando a precisão do modelo. [8]

Figura 2.6: Sistema híbrido e seu equivalente discretizado



Fonte: Próprio autor

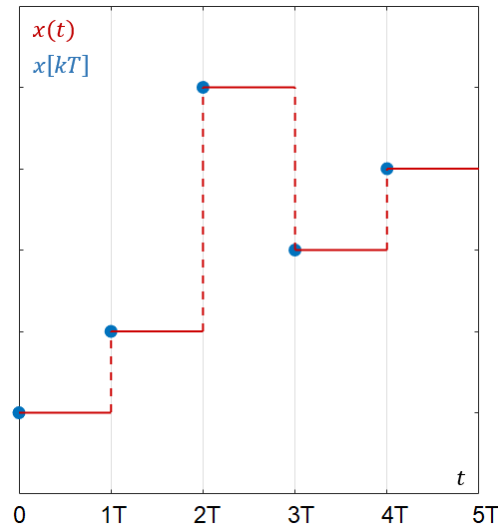
O conversores A/D convencionais costumam funcionar como um ZOH (segurador de ordem zero), ou seja, seguram o valor lido até uma nova amostragem, como mostra a Figura 2.7.

Reescrevendo o pulso de cada amostra como a combinação de dois degraus, é possível obter a função de transferência $X(s)$:

$$x(t) = u(t) - u(t - T) \quad (2.8)$$

$$X(s) = \mathcal{L}\{u(t)\} - \mathcal{L}\{u(t - T)\} = (1 - e^{-sT})\mathcal{L}\{u(t)\} = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (2.9)$$

Figura 2.7: Sinais de entrada (em azul) e saída (em vermelho) de um conversor D/A



Fonte: Próprio autor

Da Figura 2.6:

$$Y(s) = G(s)X(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} G(s) \quad (2.10)$$

Convertendo (2.10) para o domínio do tempo:

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} G(s) \right\} = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} - \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} e^{-sT} \right\} \quad (2.11)$$

Seja

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (2.12)$$

E substituindo em (2.11):

$$y(t) = f(t) - f(t - T) \quad (2.13)$$

O conversor A/D obtém amostragens apenas nos instantes em que $t = kT$:

$$y(k) = f(k) - f(k - 1) \quad (2.14)$$

Aplicando a Transformada Z:

$$Y(z) = \mathcal{Z}\{f(k) - f(k - 1)\} = \mathcal{Z}\{f(k)\} - z^{-1}\mathcal{Z}\{f(k)\} \quad (2.15)$$

De (2.12):

$$f(k) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \quad (2.16)$$

Portanto:

$$Y(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\} \quad (2.17)$$

Como $U(z) = 1$ (impulso),

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\} \quad (2.18)$$

2.3.2 Transformação Bilinear

Dentre os métodos que não carregam consigo o efeito de um segurador, a transformação bilinear é um dos mais precisos, e pode ser utilizado para facilitar a análise do Diagrama de Bode de um sistema discreto, mapeando-o em um no domínio w , equivalente ao plano s [6]. A relação de transformação pode ser obtida da relação $z = e^{sT}$ trocando s por w e utilizando a aproximação de primeira ordem:

$$w = \frac{1}{T} \ln z \cong \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.19)$$

Inversamente:

$$z = \frac{1 + \frac{wT}{2}}{1 - \frac{wT}{2}} \quad (2.20)$$

O plano w tem sua parte imaginária denotada por v . Há uma distorção entre estas e as frequências ω do domínio s , mais perceptível em altas frequências. A relação pode ser expressa substituindo a relação $z = e^{j\omega T}$ em (2.19):

$$\begin{aligned} w = jv &= \frac{2}{T} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = \frac{2}{T} \frac{e^{\frac{j\omega T}{2}} e^{\frac{j\omega T}{2}} - e^{-\frac{j\omega T}{2}}}{e^{\frac{j\omega T}{2}} e^{\frac{j\omega T}{2}} + e^{-\frac{j\omega T}{2}}} \rightarrow \\ jv &= \frac{2}{T} \frac{j2 \sin \frac{\omega T}{2}}{2 \cos \frac{\omega T}{2}} = j \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.3.3 Domínio do tempo

Para discretizar um modelo descrito no domínio do tempo, é necessário aproximar utilizando algumas ferramentas matemáticas para obter um equivalente discreto. Para o modelo do sistema (de 1ª ordem), só foi necessária a aproximação discreta para uma derivada, conforme (2.22).

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{t(k+1) - t(k)} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} = \Delta i f_s \quad (2.22)$$

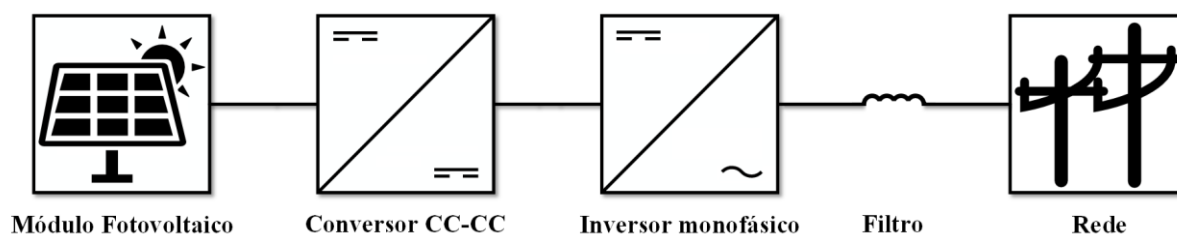
3 MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

Neste capítulo são descritas as principais características e componentes do sistema fotovoltaico deste trabalho, e a modelagem do mesmo para o projeto apropriado do controle de corrente do inversor conectado à rede.

3.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O sistema fotovoltaico a ser modelado e simulado apresenta topologia de conversores de dois estágios, como ilustra a Figura 3.1. Ou seja, há um estágio inicial para elevar a tensão proveniente do módulo fotovoltaico, sendo o segundo estágio responsável pela inversão. Para os conversores sem isolamento galvânica, esta é a topologia mais comum, pois a tensão dos painéis fotovoltaicos geralmente é menor que a necessária para o funcionamento apropriado do sistema, porém é possível integrar o estágio de elevação ao inversor, reduzindo a topologia a um único estágio [5]. No entanto, esta estratégia leva a conversores de controle mais complexo e nem sempre garantem aumento de eficiência.

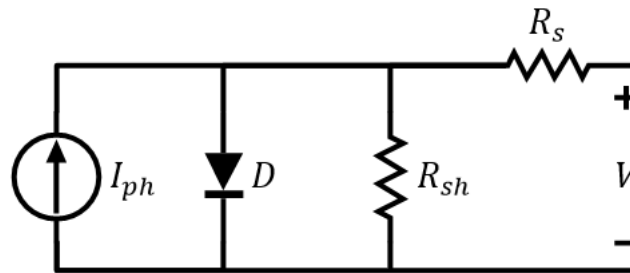
Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema em análise



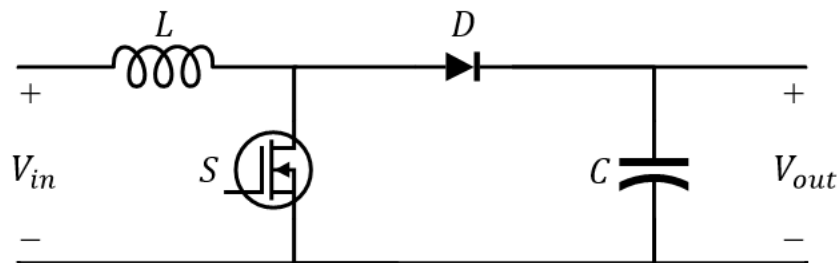
3.1.1 Células fotovoltaicas e conversor CC

O modelo mais simples para representar um módulo fotovoltaico é representado por uma fotocorrente em anti-paralelo com um diodo [5]. Utiliza-se resistências série e *shunt* como mostra a Figura 3.2 para representar a dependência da característica $I \times V$ do módulo em relação à irradiação solar e à temperatura.

Figura 3.2: Circuito elétrico equivalente para uma célula fotovoltaica



A tensão de saída do painel é então elevada através de um elevador de tensão, neste caso um conversor *boost*, representado na Figura 3.3.

Figura 3.3: Conversor CC-CC tipo *Boost*

Entre os dois estágios de conversão, é conectado um capacitor de elevada capacitância no elo CC, responsável pelo desacoplamento de potência do sistema, o que é necessário para que o painel fotovoltaico possa operar satisfatoriamente no ponto de máxima potência (ver item 2.1).

A principal vantagem do desacoplamento para este caso é a independência do controle entre os estágios, sendo que ambos podem operar em função das flutuações de tensão no capacitor. Sua desvantagem, por outro lado, está na tensão de operação, devendo ser maior que a tensão de pico da rede para que o fluxo de potência seja do inversor para a rede. [4-5]

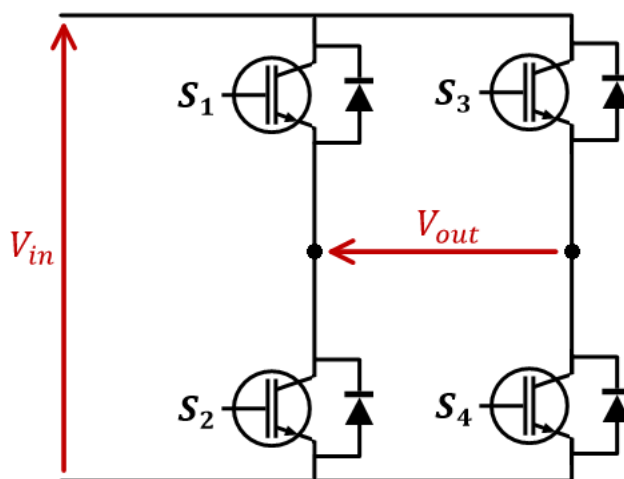
Há vasta literatura disponível detalhando os modelos para painéis fotovoltaicos ou conversores CC-CC [3-5, 17-21]. Para o modelo do projeto, cujo objetivo é simular controladores de corrente para o inversor, considera-se que o módulo fotovoltaico tenha sua tensão de saída elevada pelo conversor *boost* e mantida constante em 250 V no capacitor no elo CC. Neste sentido, o painel em conjunto com o conversor *boost* e o capacitor podem ser substituídos no circuito equivalente por uma fonte de tensão contínua, que representa a operação no ponto de máxima potência do painel.

3.1.2 Inversor Monofásico

O conversor CC/CA, ou inversor de tensão, converte a tensão contínua de entrada para uma tensão alternada senoidal desejada. Sua saída consiste em degraus positivos ou negativos da tensão de entrada, ou tensão nula. Esta tensão de saída, quadrada, passa por um filtro para atenuar as harmônicas de alta frequência. [17]

Os inversores VSI (*Voltage Source Inverter*) são os inversores mais amplamente utilizados, com topologias em meia ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*), cuja topologia é mostrada na Figura 3.4. O inversor *half-bridge* apresenta estrutura parecida, mas com apenas um braço inversor, sendo o outro braço formado por dois capacitores de elevada capacitância e iguais. [17]

Figura 3.4: Inversor monofásico full-bridge



Os dispositivos semicondutores mais utilizados em inversores são os MOSFETs e IGBTs. No geral, as características e índices de performance do IGBT, mais recente e combinando as vantagens dos MOSFETs (entrada do comando de chaveamento isolada) e dos BJTs (melhores características de condução, como baixa queda de tensão), são superiores a das outras chaves, porém é importante avaliar os parâmetros do projeto, como a frequência de operação e os níveis de tensão e corrente para escolher qual semicondutor utilizar. [17] [18]

O sinal de acionamento das chaves para o controle na tensão de saída podem ser gerados de diversas estratégias, entre elas por modulação PWM senoidal. Para os inversores full-bridge, as modulações PWM mais utilizadas são a dois níveis (bipolar) ou a três níveis (unipolar). Na modulação bipolar, não envia-se tensão nula na saída. Já na modulação unipolar são enviados os três níveis de tensão na saída, o que reduz os harmônicos e facilita a filtragem do sinal. [17]

O inversor escolhido para realizar o acoplamento à rede trata-se do VSI monofásico em ponte completa utilizando chaves IGBT com um diodo em anti-paralelo. A modulação adotada é a modulação PWM senoidal (Unipolar) para fins de redução do volume dos elementos de filtro.

3.1.3 Filtro

Para aplicações fotovoltaicas, é comum a utilização dos filtros L , LC e LCL de conexão entre o inversor e a rede. Os filtros de primeira e segunda ordem (L e LC) costumam ser eficientes, mas para aumento de potência processada e mesma necessidade de atenuação de harmônicas, um projeto eficiente para esses filtros resultar em acréscimo de peso e volume, fazendo com que o filtro LCL seja mais utilizado nestas situações [22].

Para o sistema em análise, foi escolhido um filtro indutivo de primeira ordem (L), devido à baixa potência de operação, funcionando como um filtro passa-baixa para atenuar harmônicos de chaveamento [23]. Este filtro também tem a funcionalidade de indutância de conexão entre o conversor e a rede, necessária para os sistemas *on-grid*. [4]

Analisa-se a queda de tensão no filtro para o projeto do mesmo:

$$v_L = L \frac{di_{rede}}{dt} \quad (3.1)$$

A equação 3.1 pode ser reescrita para projetar a indutância do filtro com base no *ripple* de corrente máximo desejado que se pretende para o pico de tensão (Equação 3.2). Para isso, utiliza-se a equação 2.22 para substituir o termo de primeira ordem.

$$L = \frac{m(V_{DC} - V_{rede}^{máx})}{\Delta i_{rede} f_s} \quad (3.2)$$

A tensão eficaz da rede é de $127 V_{RMS}$ (i.e. $V_{rede}^{máx} \cong 180 V$) [24] e o inversor opera em 30 kHz. Como a tensão do barramento é de 250 V, em operação nominal o inversor apresenta índice de modulação $m = 0,72$.

O conversor é projetado para processar 500 W ($I_{RMS} \cong 3,95 A$) de potência ativa, não excluindo a possibilidade de injeção de reativo. Utilizando tolerância de 8,5% para o *ripple* de corrente no pico da tensão na rede, e substituindo os valores em (3.2) obtém-se $L = 5 mH$.

3.1.4 Rede

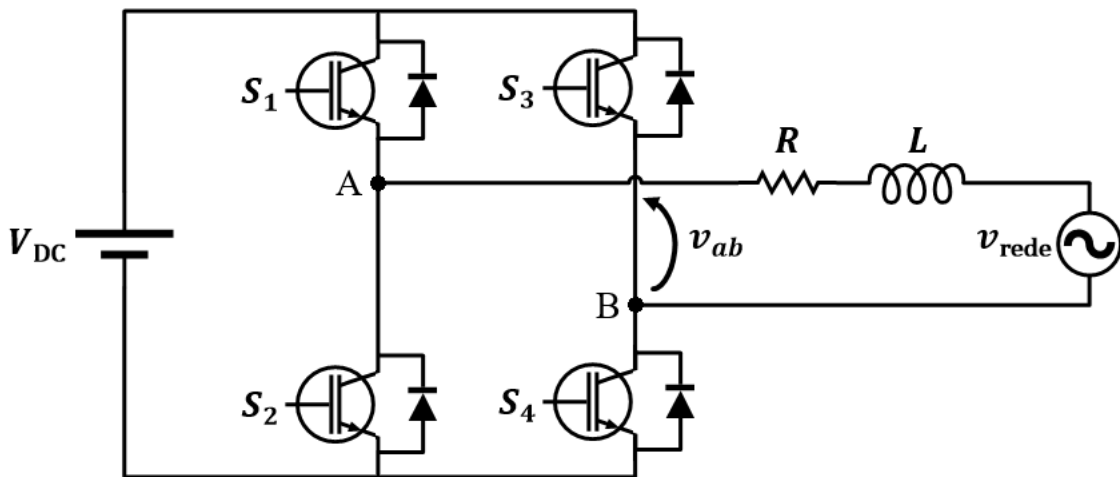
As informações sobre o sistema de distribuição brasileiro e seus requisitos e indicadores de qualidade, em especial para os sistemas de micro e minigeração distribuída podem ser encontradas em diversas publicações de agências nacionais [24-26]. Algumas das principais características e recursos necessários para a conexão de um sistema fotovoltaico à rede elétrica foram revisadas no item 2.1.

No circuito equivalente do sistema, a rede pode ser representada como uma fonte de tensão em série com sua impedância. A rede opera em 60 Hz com tensão eficaz de 127 V_{RMS}. Há diversos métodos para a determinação da impedância da rede disponíveis na literatura [27-29]. Como os principais métodos necessitam de extensos algoritmos computacionais e medição [30], e este não é o objetivo do trabalho, considera-se o valor nominal da impedância da rede constante e igual a 0.

3.2 MODELAGEM DO SISTEMA

A Figura 3.5 ilustra o circuito equivalente do sistema, conforme o item 3.1.

Figura 3.5: Circuito equivalente do sistema



Da equação da malha da Figura 3.5, obtém-se:

$$v_{AB} - v_{rede} = Ri_{rede} + L \frac{di_{rede}}{dt} \quad (3.3)$$

3.2.1 Função de transferência

Para o projeto adequado do sistema utilizando as ferramentas clássicas de controle, é necessário obter a função de transferência do sistema modelado. A equação 3.4 é obtida de 3.3 em termos da equação média de estados. A tensão nos terminais da ponte inversora é considerada como uma fonte de tensão variável, onde seu termo m está relacionado ao sinal de entrada do modulador que enviará o comando para as chaves do inversor.

$$mV_{DC} - v_{rede} = Ri_{rede} + L \frac{di_{rede}}{dt} \quad (3.4)$$

A equação 3.5 é obtida de 3.4 no domínio s aplicando a análise de pequenos sinais, onde a tensão v_{rede} é considerada constante durante cada intervalo.

$$m(s)V_{DC} = Ri(s) + Lsi(s) \quad (3.5)$$

Obtém-se então a função de transferência que relaciona a corrente controlada e o índice de modulação:

$$G(s) = \frac{i(s)}{m(s)} = \frac{V_{DC}}{sL + R} \quad (3.6)$$

3.2.2 Modelo Discreto

Para os controladores preditivos, discretiza-se o modelo do sistema (3.3), substituindo a derivada da corrente pelo seu equivalente discreto (2.22):

$$v_{AB}(k) - v_{rede}(k) = Ri_{rede}(k) + \frac{i_{rede}(k+1) - i_{rede}(k)}{T_s} \quad (3.7)$$

Como os controladores preditivos utilizam a equação do modelo para prever o comportamento da variável controlada, isola-se o termo i_{rede} para o próximo período de amostragem.

$$i_{rede}(k+1) = i_{rede}(k) \left(1 - \frac{T_s}{L}R\right) + \frac{T_s}{L}[v_{AB}(k) - v_{rede}(k)] \quad (3.8)$$

3.3 MODELAGEM DAS MALHAS DE POTÊNCIA

A estratégia de injeção de potência prevê a alteração dos parâmetros da corrente injetada conforme (3.9). Como a frequência é imposta pela rede e o inversor a segue via PLL, pode-se variar a corrente de pico injetada para alterar os valores da potência ativa, e variar a defasagem para alterar os valores de potência reativa.

$$i_{\text{rede}} = I_{\text{máx}} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.9)$$

O projeto das malhas de controle de potência partem da definição de potência ativa e reativa:

$$P = VI \cos \varphi \quad (3.10)$$

$$Q = VI \sin \varphi \quad (3.11)$$

O ângulo de transferência de potência é pequeno considerando-se o valor da indutância de conexão e a máxima potência ativa transferível do projeto. Neste sentido, é possível aproximar linearmente as funções trigonométricas de (3.10) e (3.11) sem perdas significativas de precisão:

$$P = VI \cos \varphi |_{\varphi \rightarrow 0} = VI \quad (3.12)$$

$$Q = VI \sin \varphi |_{\varphi \rightarrow 0} = VI\varphi \quad (3.13)$$

Para as injeções de potência, o sistema operará alterando o valor de corrente (potência ativa) ou do ângulo φ (potência reativa). Perturbando as variáveis de interesse para as equações 3.12 e 3.13 é possível obter as funções de transferência de cada uma das malhas do controle de potência injetada:

$$P(s) = \frac{\hat{p}}{\hat{i}} = V \quad (3.14)$$

$$Q(s) = \frac{\hat{q}}{\hat{\varphi}} = VI \quad (3.15)$$

3.4 DADOS DO MODELO

Para o projeto e simulação dos controladores, utiliza-se, exceto se indicado propriamente, os dados da Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Resumo dos dados do modelo para projeto e simulação dos controladores

<i>Parâmetro</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
Indutância de conexão com a rede	L	5,0 mH
Resistência do indutor L_{rede}	R	0,1 Ω
Tensão do barramento CC	V_{DC}	250 V
Tensão Eficaz da Rede	V_{RMS}	127 V
Frequência da Rede	f	60 Hz
Corrente Eficaz	I_{RMS}	3,95 A
Potência	P	500 W
	Q	0 VA _R
Frequência de Amostragem	f_s	30 kHz

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo encontra-se o projeto dos controladores. Tanto os controladores de corrente como as malhas de potência são descritos. Os controladores foram projetados levando-se em consideração os dados da Tabela 3.1 e as modelagens desenvolvidas no capítulo 3. Os controladores preditivos projetados foram o Deadbeat e o MPC, pelos motivos descritos no item 2.2.

4.1 CONTROLADOR PI

Como visto no item 3.2.1, a função de transferência do sistema em análise, com os dados do modelo, é dada por

$$G(s) = \frac{250}{0,005s + 0,1} \quad (4.1)$$

Substitue-se (4.1) em (2.18) para obter o sistema equivalente no domínio z

$$G(z) = \frac{1,6661}{z - 0,9993} \quad (4.2)$$

Para analisar a resposta em frequência via Diagrama de Bode (Figura 4.1), utiliza-se a transformada bilinear inversa (2.20) em (4.2) para obter o sistema no domínio w .

$$G(w) = \frac{-0,833w + 50000}{w + 20} \quad (4.3)$$

Primeiramente é escolhido um PI da forma

$$PI(w) = k_p \frac{w + 20}{w} \quad (4.4)$$

O valor de k_p é então definido analisando a equação da malha aberta do sistema. O objetivo é maximizar a frequência de cruzamento de ganho f_{gc} e a margem de fase PM.

$$G(w).PI(w) = k_p \frac{-0,833w + 50000}{w} = k_p \left(-0,833 + \frac{50000}{w} \right) \quad (4.5)$$

Na frequência de cruzamento de ganho v_{gc}

$$G(jv_{gc}).PI(jv_{gc}) = k_p \left(-0,833 - j \frac{50000}{v_{gc}} \right) = 1 \angle -180^\circ + PM \quad (4.6)$$

A relação entre v_{gc} e PM é obtida analisando a fase de (4.6):

$$\begin{aligned} \angle G(jv_{gc}) + \angle PI(jv_{gc}) &= \tan^{-1} \left(\frac{60000}{v_{gc}} \right) = -180^\circ + PM \\ \tan(-180^\circ + PM) &= \tan PM = \frac{60000}{v_{gc}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

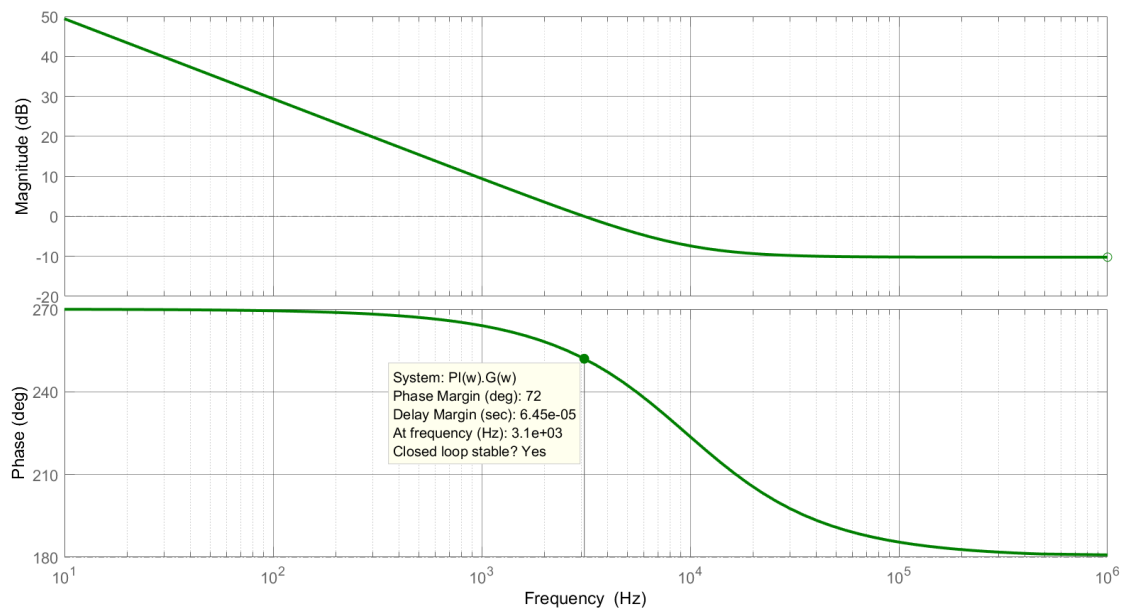
Sabe-se que há uma distorção entre as frequências ω e v . Escolhendo $f_{gc} = 3$ kHz ($\omega_{gc} = 6000\pi$ rad/s), é necessário encontrar a frequência equivalente desejada no domínio w através de (2.21), para estimar a margem de fase na frequência desejada.

$$v_{gc} \cong 19495 \text{ rad/s (3,10 kHz)} \rightarrow PM = 72^\circ$$

Por fim, obtém-se k_p analisando o módulo de (4.6):

$$|G(jv_{gc})|. |PI(jv_{gc})| = k_p \sqrt{\left(0,833^2 + \left(\frac{50000}{19495} \right)^2 \right)} = 1 \rightarrow k_p \cong 0,37$$

Figura 4.1: Diagrama de Bode da planta com o controlador PI

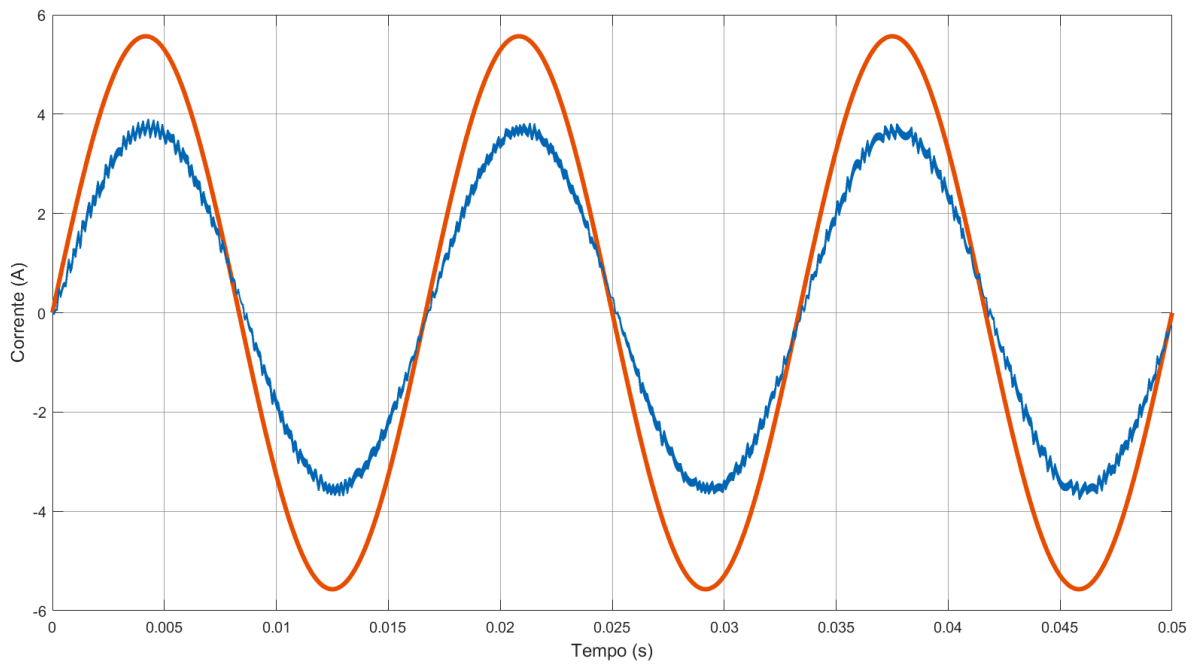


O controlador no domínio z é obtido então aplicando a transformação bilinear (2.19) em (4.4), obtendo-se:

$$PI(z) = 0,37 \frac{z - 0,9993}{z - 1} \quad (4.8)$$

A simulação da resposta do sistema, buscando-se a injeção de 500 W de potência ativa é vista na Figura 4.2. Observa-se que a onda de corrente, apesar de senoidal e em fase, não coincide seus valores de pico com o necessário para prover a potência demandada.

Figura 4.2: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador PI



4.1.1 Ressonante

Utiliza-se então a parcela ressonante abordada no item 2.2.1, que tem a capacidade de prover alto ganho a uma frequência desejada, conforme (4.9):

$$Ress(w) = k_r \frac{w}{w^2 + v_0^2} \quad (4.9)$$

A frequência de interesse para a aplicação é 60 Hz, ou seja, $v_0 \cong \omega_0 = 377$ rad/s. Já k_r foi escolhido com o auxílio do diagrama de Bode para prover a mesma frequência de ganho do controlador PI.

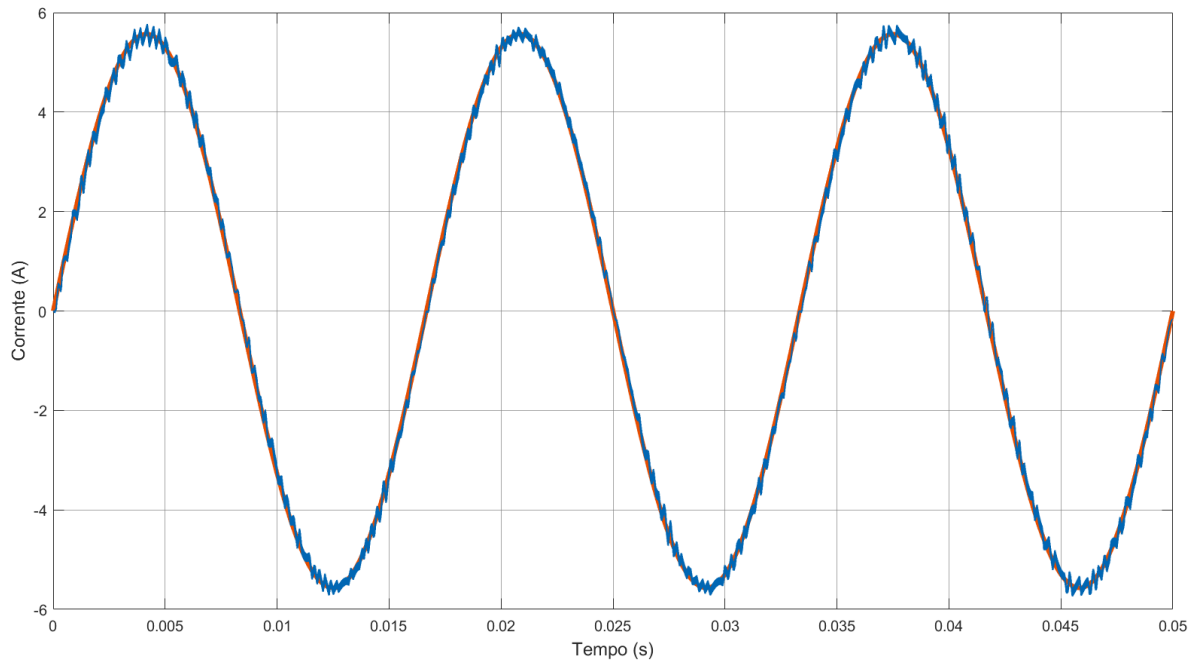
$$Ress(w) = 3000 \frac{w}{w^2 + 377^2} \quad (4.10)$$

Aplicando (2.19) em (4.10)

$$Ress(z) \approx 0,05 \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z + 1} \quad (4.11)$$

A Figura 4.3 apresenta as ondas de corrente injetada e de referência na simulação com o controlador digital $PI + Ress$ inserido. Observa-se que não há defasamento e o erro em amplitude foi retificado.

Figura 4.3: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador PI+Ressonante



4.2 CONTROLADOR DEADBEAT

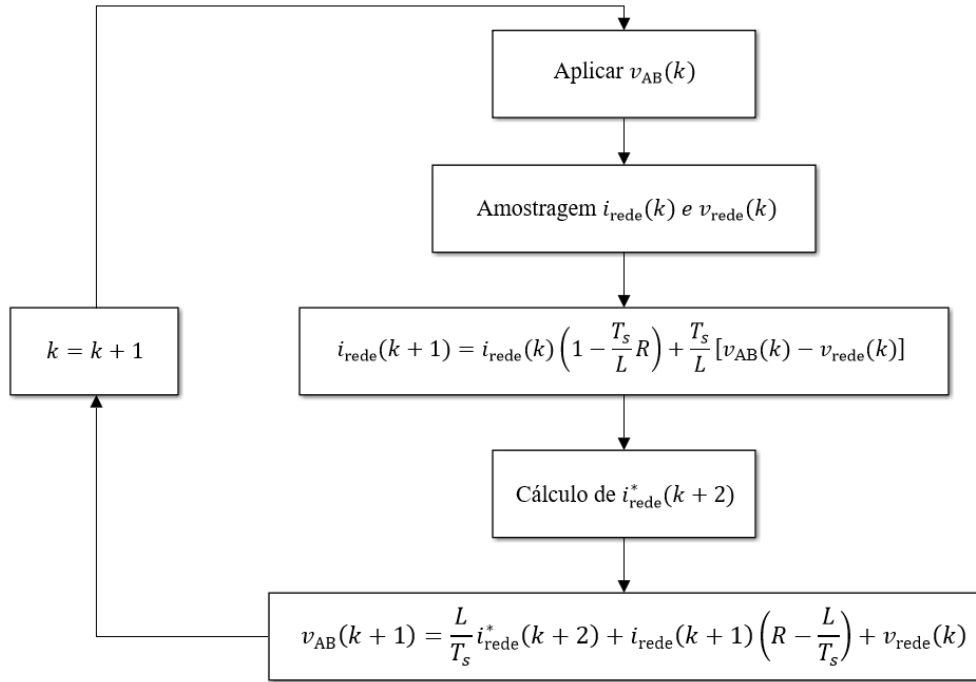
No controlador Deadbeat o controle atua para eliminar o erro após n amostras diretamente proporcional à ordem do sistema sob controle. O algoritmo prevê, através dos dados do modelo, a tensão de saída do inversor desejada para isso. O sinal do controle passa por um modulador, sendo então enviado ao inversor. Esta tensão é então convertida para o índice de modulação a ser aplicado ao modulador do inversor. [16]

O diagrama de blocos para este controle encontra-se na Figura 4.4. Após cada amostragem, utiliza-se o modelo discretizado do sistema abordado no item 3.2.2 para prever a corrente $i_{rede}(k + 1)$.

$$i_{\text{rede}}(k+1) = i_{\text{rede}}(k) \left(1 - \frac{T_s}{L} R\right) + \frac{T_s}{L} [v_{\text{AB}}(k) - v_{\text{rede}}(k)] \quad (4.12)$$

Em que i_{rede} e v_{rede} são obtidos por medição. A tensão v_{AB} é a tensão na saída do inversor, que depende do comando de chaveamento e pode variar seu valor médio para cada amostragem entre $-V_{\text{DC}}$ e V_{DC} , mas que varia senoidalmente em proporção ao índice de modulação.

Figura 4.4: Fluxograma do controlador Deadbeat



Readapta-se então a equação 4.12 através de um deslocamento para calcular a tensão $v_{\text{AB}}(k+1)$ que anulará o erro no instante $k+2$.

$$v_{\text{AB}}(k+1) = \frac{L}{T_s} i_{\text{rede}}^*(k+2) + i_{\text{rede}}(k+1) \left(R - \frac{L}{T_s}\right) + v_{\text{rede}}(k+1) \quad (4.13)$$

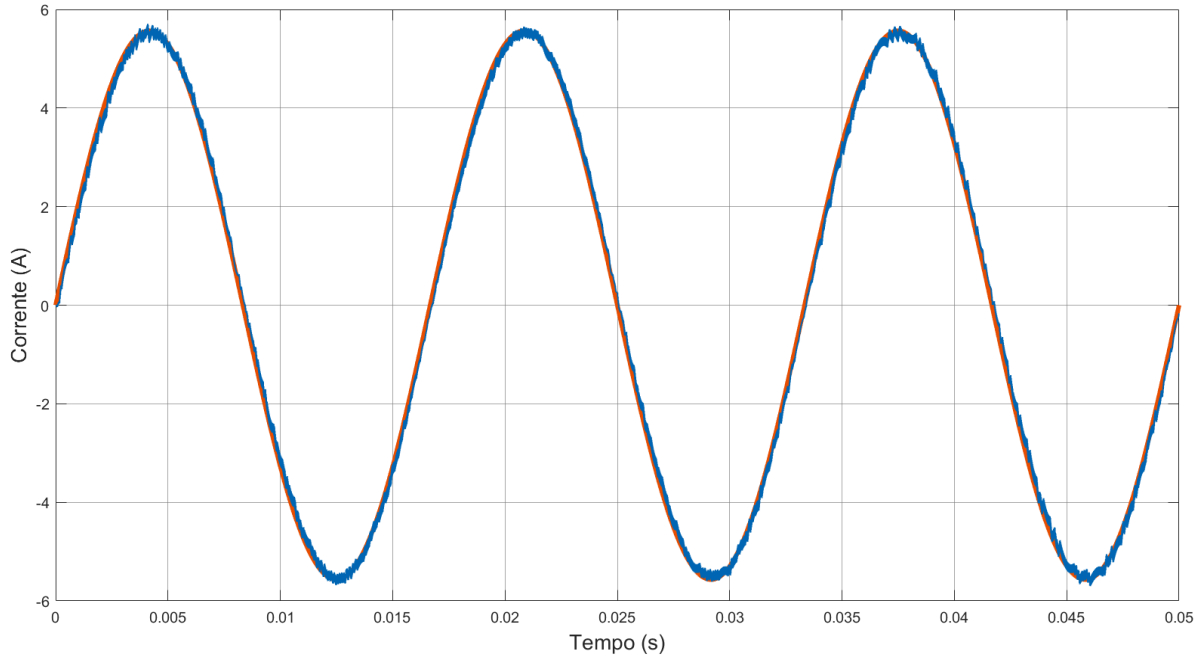
Como a frequência da rede (60 Hz) é bem menor que a frequência do controle (30 kHz), considera-se que $v_{\text{rede}}(k+1) \cong v_{\text{rede}}(k)$.

Para erro nulo, $i_{\text{rede}}(k+2) = i_{\text{rede}}^*(k+2)$. A corrente de referência é obtida por interpolação de Lagrange. Reescreve-se então a equação 4.13 de modo a definir a tensão desejada, e enviar o comando para o modulador:

$$v_{\text{AB}}(k+1) = \frac{L}{T_s} i_{\text{rede}}^*(k+2) + i_{\text{rede}}(k+1) \left(R - \frac{L}{T_s}\right) + v_{\text{rede}}(k) \quad (4.14)$$

A Figura 4.5 apresenta a forma da corrente do sistema utilizando controlador Deadbeat. A corrente injetada está em trajetória senoidal, sem erro de amplitude e fase em relação a referência e com baixo *ripple*.

Figura 4.5: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador Deadbeat



4.3 MODELO DE CONTROLE PREDITIVO

A Figura 4.6 mostra o diagrama de blocos para o controlador MPC. Assim como no controlador Deadbeat, o modelo discreto do sistema pode ser utilizado para prever a corrente no próximo instante de amostragem.

$$i_{\text{rede}}(k+1) = i_{\text{rede}}(k) \left(1 - \frac{T_s}{L} R\right) + \frac{T_s}{L} [v_{AB}(k) - v_{\text{rede}}(k)] \quad (4.15)$$

Neste caso, é considerado o valor instantâneo da tensão v_{AB} na saída do inversor, que pode assumir apenas 3 valores distintos, dependendo do seu chaveamento:

$$v_{ab}^n = \begin{cases} v_{AB}^1 = -V_{DC}, & S_1 = \bar{S}_2 = 0 \text{ e } S_3 = \bar{S}_4 = 1 \\ v_{AB}^2 = 0, & S_1 = \bar{S}_2 = S_3 = \bar{S}_4 \\ v_{AB}^3 = V_{DC}, & S_1 = \bar{S}_2 = 1 \text{ e } S_3 = \bar{S}_4 = 0 \end{cases}$$

Este método consiste em prever qual comando enviar ao inversor no próximo instante (ou seja, $v_{ab}(k+1)$) para que o erro da corrente controlada seja o menor possível. Para isto, faz-se um deslocamento em (4.15) para prever as consequências de cada chaveamento possível.

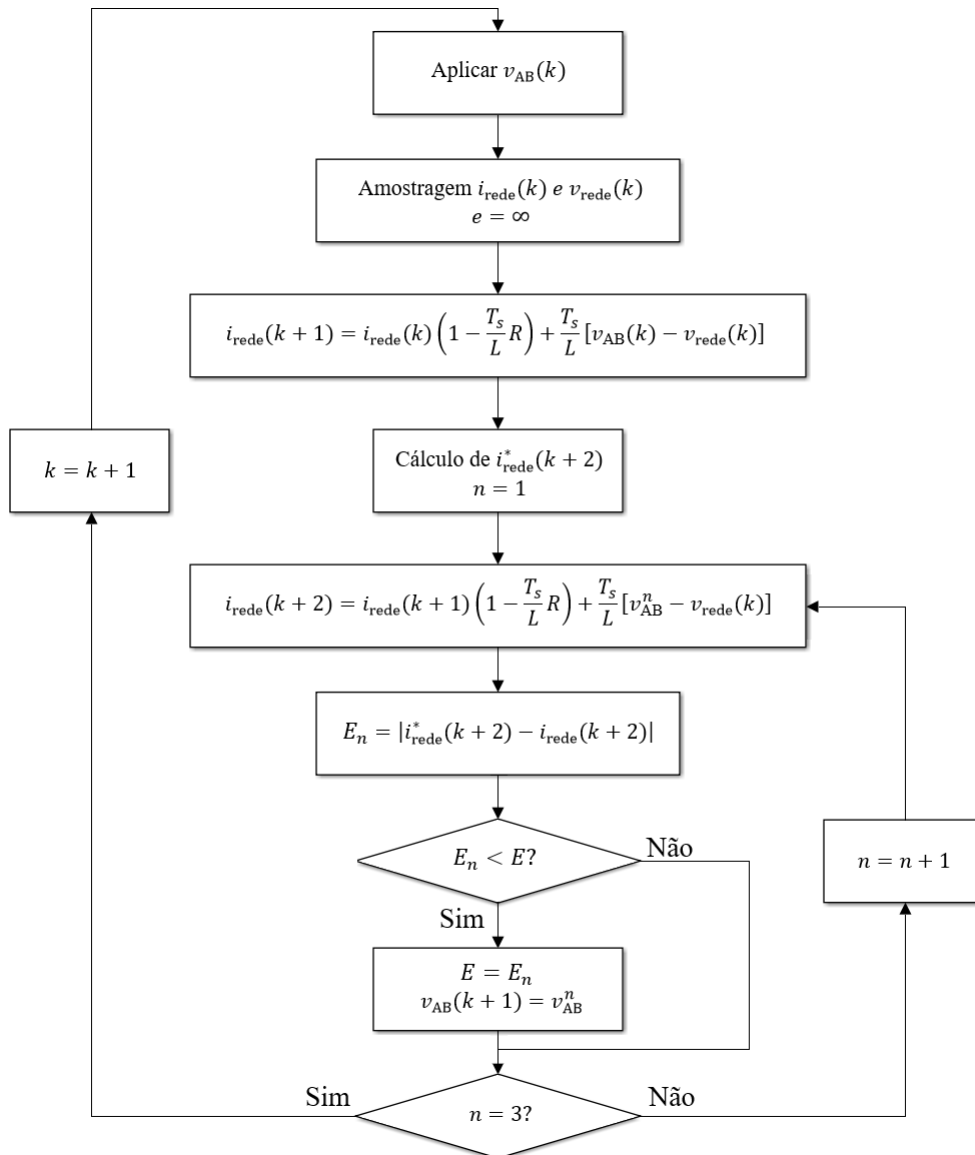
Analogamente ao controlador Deadbeat, considera-se que $v_{rede}(k+1) \cong v_{rede}(k)$.

$$i_{rede}(k+2) = i_{rede}(k+1) \left(1 - \frac{T_s}{L} R\right) + \frac{T_s}{L} [v_{AB}(k+1) - v_{rede}(k)] \quad (4.16)$$

Calcula-se então o erro para cada uma dos valores de $i_{rede}(k+2)$ obtidos. O comando enviado é o que minimiza a função custo E conforme (4.17)

$$E = |i_{rede}^*(k+2) - i_{rede}(k+2)| \quad (4.17)$$

Figura 4.6: Fluxograma do controlador MPC



Sendo a corrente de referência prevista $i_{\text{rede}}^*(k+2)$ obtida por interpolação de Lagrange.

Na Figura 4.7 apresenta-se a forma de onda da corrente injetada na rede em conjunto com a referência, para a simulação do controlador de modelo preditivo (MPC), também buscando a injeção de 500 W de potência ativa.

Figura 4.7: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador MPC

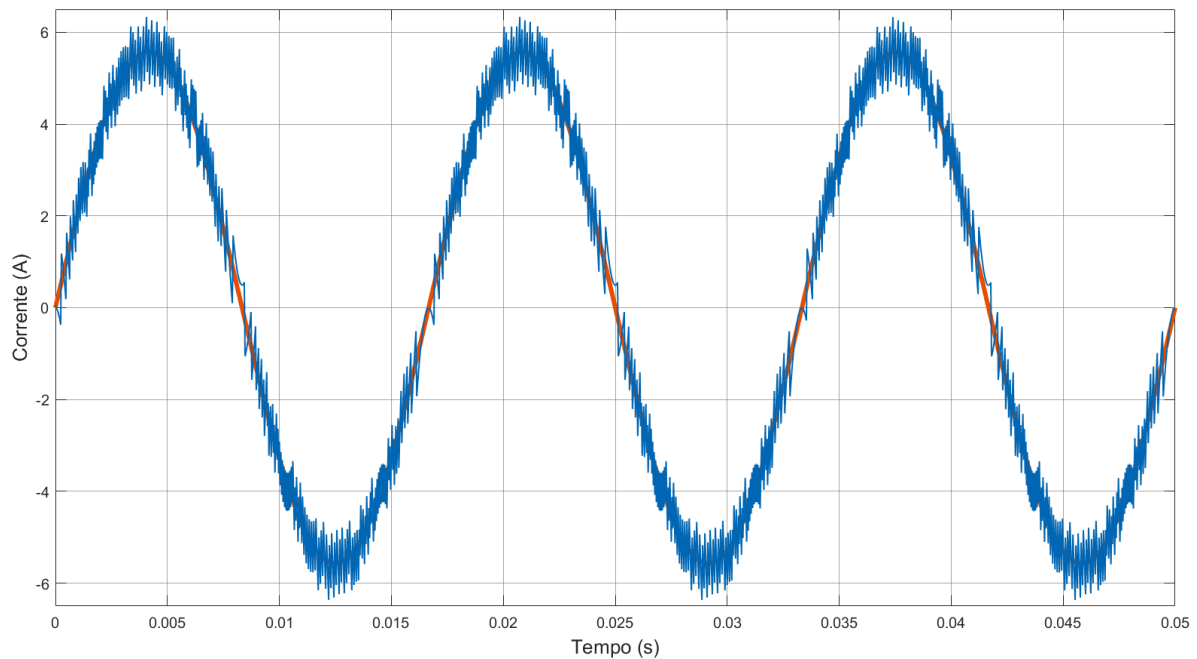
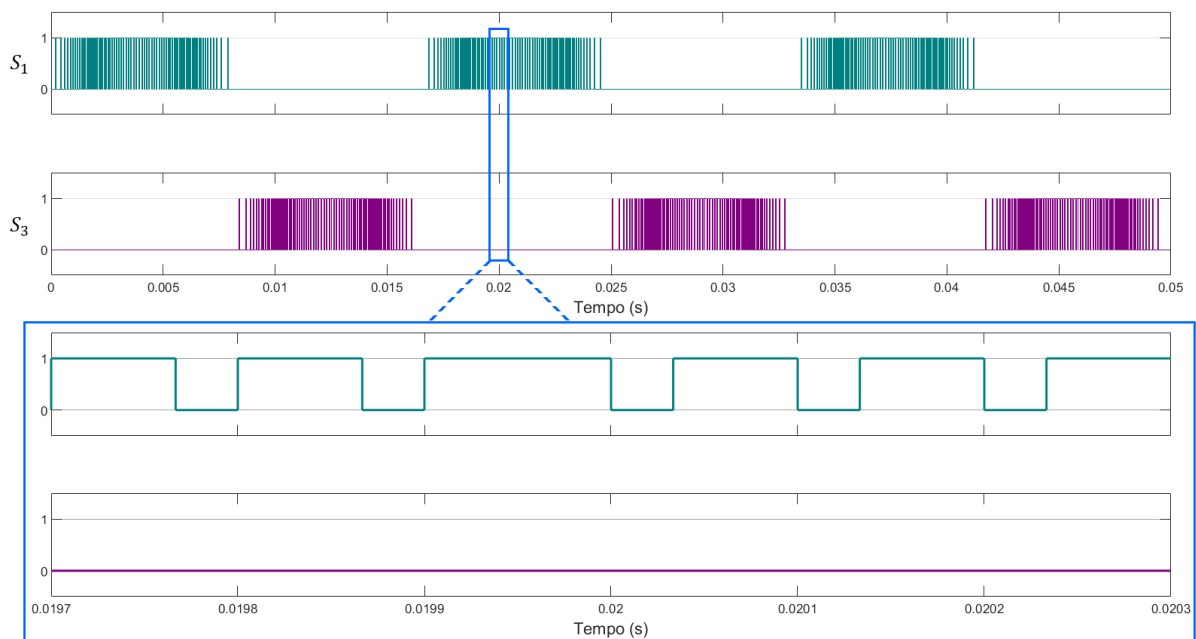


Figura 4.8: Chaveamento do inversor utilizando controlador MPC



Observa-se que, apesar de não haver erro em amplitude ou fase para a corrente controlada, a distorção harmônica revela-se elevada para o sistema analisado com esta técnica de controle. Outro problema é o chaveamento apresentar frequência variável, como mostra a Figura 4.8, o que dificulta o projeto de um filtro apropriado.

4.3.1 MPC com frequência de chaveamento constante

Para contornar os problemas citados anteriormente, faz-se uma alteração na lógica do controle. Esta adaptação, com nomenclatura MPC-F neste trabalho, é baseada em [31]. Assim como no controlador Deadbeat, o algoritmo busca minimizar o erro para o sinal de controle a cada ciclo. Para que isto seja possível, envia-se, ao invés de uma, uma combinação de duas tensões diferentes dentre as três possíveis na saída do inversor. Como uma das metas é reduzir harmônicos, utiliza-se como possíveis combinações apenas $[0, V_{dc}]$ e $[0, -V_{dc}]$.

É necessário então definir, a cada período, qual das combinações utilizar, e por quanto tempo cada tensão deve ser aplicada de maneira a prever a eliminação do erro. Sendo T_z a duração em que a tensão v_{AB} é zero, e sendo $v_v = \pm V_{dc}$, readapta-se o modelo do sistema:

$$i_{\text{rede}}(k+1) = i_{\text{rede}}(k) + m_z(k)T_z^k + m_v(k)(T_s - T_z^k) \quad (4.18)$$

Onde:

$$m_z(k) = \frac{0 - Ri_{\text{rede}}(k) - v_{\text{rede}}(k)}{L} \quad (4.19)$$

$$m_v(k) = \frac{v_v(k) - Ri_{\text{rede}}\left(k + \frac{T_z^k}{T_s}\right) - v_{\text{rede}}\left(k + \frac{T_z^k}{T_s}\right)}{L} \quad (4.20)$$

Tem-se do modelo que

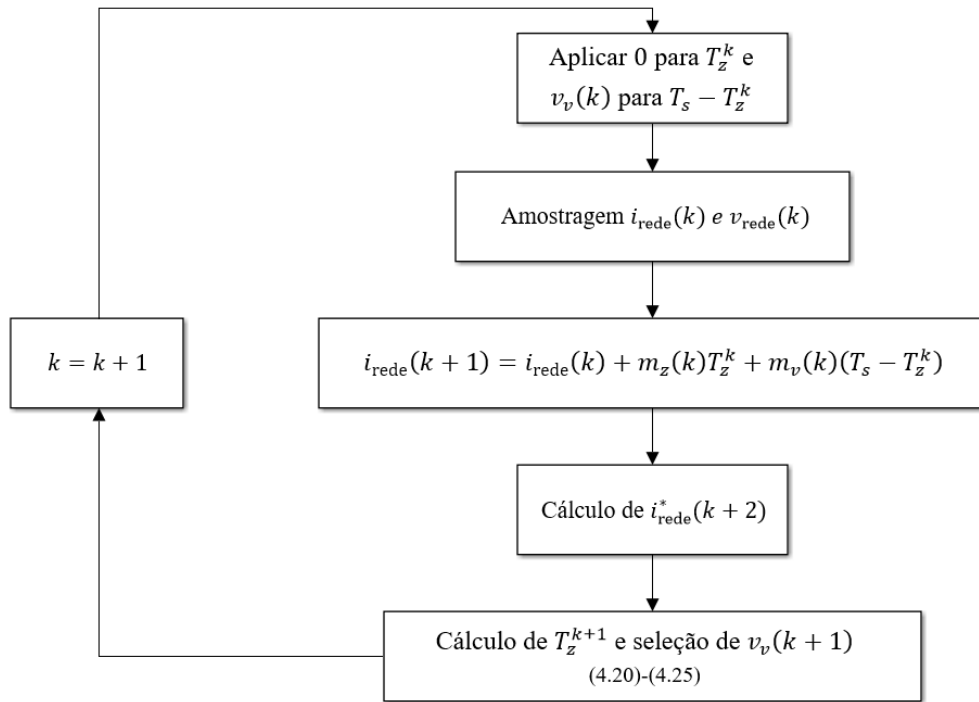
$$i_{\text{rede}}\left(k + \frac{T_z^k}{T_s}\right) = i_{\text{rede}}(k) + m_z(k)T_z^k \quad (4.21)$$

Como a frequência da rede é bem menor que a de controle, considera-se $v_{\text{rede}}\left(k + \frac{T_z^k}{T_s}\right) \cong v_{\text{rede}}(k)$. Ou seja:

$$m_v(k) = \frac{v_v(k) - Ri_{\text{rede}}(k) - Rm_z(k)T_z^k - v_{\text{rede}}(k)}{L} \quad (4.22)$$

T_z^{k+1} é então encontrado para cada uma das combinações possíveis, igualando a função custo (4.17) a zero:

Figura 4.9: Fluxograma do controlador MPC-F



$$|i_{\text{rede}}^*(k+2) - i_{\text{rede}}(k+2)| = 0 \rightarrow i_{\text{rede}}^*(k+2) = i_{\text{rede}}(k+2) \quad (4.23)$$

Onde $i_{\text{rede}}^*(k+2)$ é obtido através de interpolação de Lagrange, e $i_{\text{rede}}(k+2)$ é obtida do modelo:

$$i_{\text{rede}}(k+2) = i_{\text{rede}}(k+1) + m_z(k+1)T_z^{k+1} + m_v(k+1) \cdot (T_s - T_z^{k+1}) \quad (4.24)$$

Onde

$$m_z(k+1) = \frac{0 - Ri_{\text{rede}}(k+1) - v_{\text{rede}}(k+1)}{L} = \frac{p}{L} \quad (4.25)$$

$$m_v(k+1) = \frac{v_v^n - Ri_{\text{rede}}(k+1) - Rm_z(k+1)T_z^{k+1} - v_{\text{rede}}(k+1)}{L} \rightarrow \quad (4.26)$$

$$m_v(k+1) = \frac{q}{L} - \frac{RpT_z^{k+1}}{L^2}$$

Sendo $p = -Ri_{\text{rede}}(k+1) - v_{\text{rede}}(k+1)$ e $q = v_v^n - Ri_{\text{rede}}(k+1) - v_{\text{rede}}(k+1)$. Substituindo (4.24) em (4.23):

$$i_{\text{rede}}^*(k+2) = i_{\text{rede}}(k+1) + \frac{pT_z^{k+1}}{L} + \left(\frac{q}{L} - \frac{RpT_z^{k+1}}{L^2} \right) \cdot (T_s - T_z^{k+1}) \quad (4.27)$$

Rearranjando (4.27) para o cálculo de T_z^{k+1} :

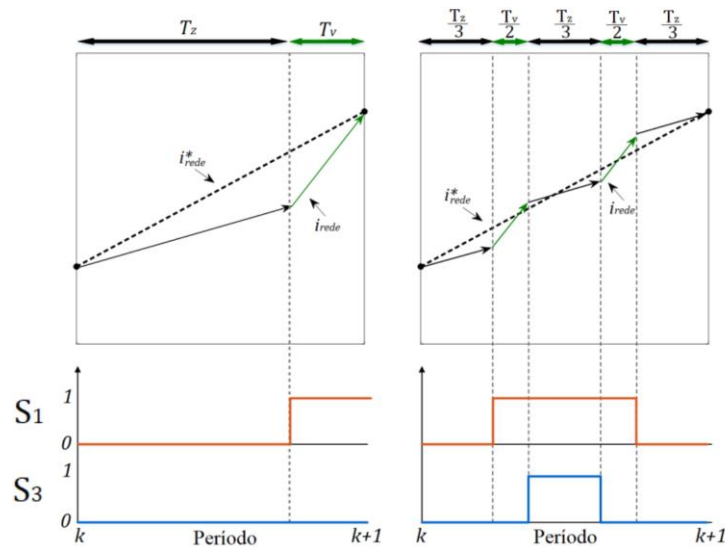
$$\frac{Rp}{L^2} T_z^{k+1^2} + \left(\frac{p-q}{L} - \frac{RpT_s}{L^2} \right) T_z^{k+1} + i_{\text{Rede}}(k+1) - i_{\text{Rede}}^*(k+2) + \frac{qT_s}{L} = 0 \quad (4.28)$$

Dentre as raízes positivas obtidas de (4.28), é adotada a menor, com sua respectiva combinação de tensões. Os únicos valores aceitos para T_z^{k+1} estão entre 0 e T_s , sendo o sinal limitado a esses valores.

Anular o erro ao fim de cada ciclo aproxima a onda da referência, auxiliando na redução da distorção harmônica. Porém a frequência de chaveamento se mantém variável apenas aplicando as duas tensões escolhidas como foram calculadas.

Alternar a combinação de tensões escolhidas em intervalos simétricos como ilustra a Figura 4.10 garante um padrão de chaveamento simétrico durante um período para todas as chaves do inversor.

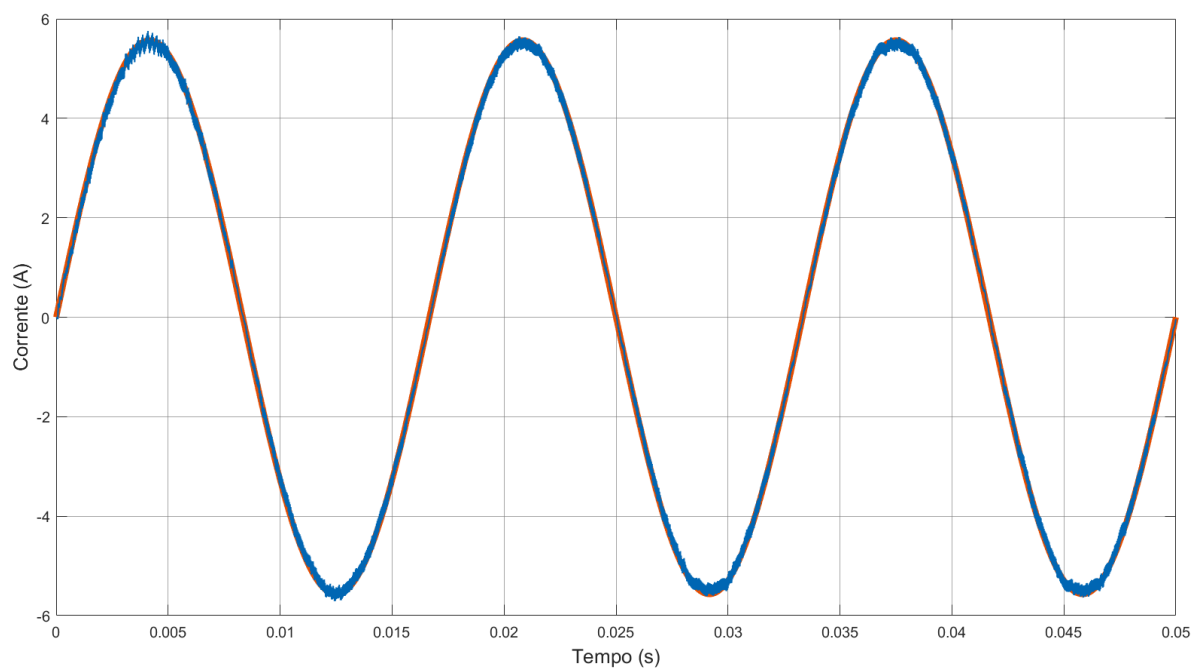
Figura 4.10: Chaveamento calculado (esq.) e realizado de fato (dir.) pelo algoritmo MPC-F



Na Figura 4.11 apresenta-se a forma de onda da corrente injetada na rede em conjunto com a referência.

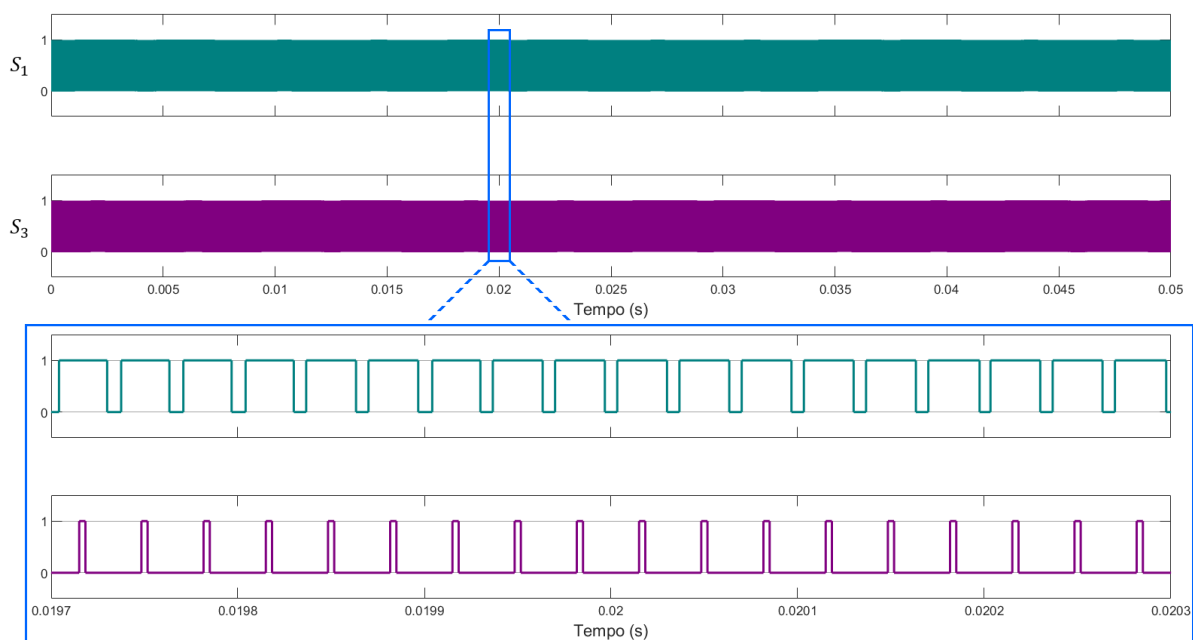
Observa-se que a corrente controlada está casada com a referência, com rastreamento da corrente mais eficiente e distorção harmônica visivelmente menor em relação ao controlador MPC convencional da Figura 4.7.

Figura 4.11: Corrente injetada e corrente de referência para o controlador MPC-F



O padrão de chaveamento do inversor para a simulação utilizando o controlador MPC-F pode ser visto na Figura 4.12.

Figura 4.12: Chaveamento do inversor utilizando controlador MPC-F

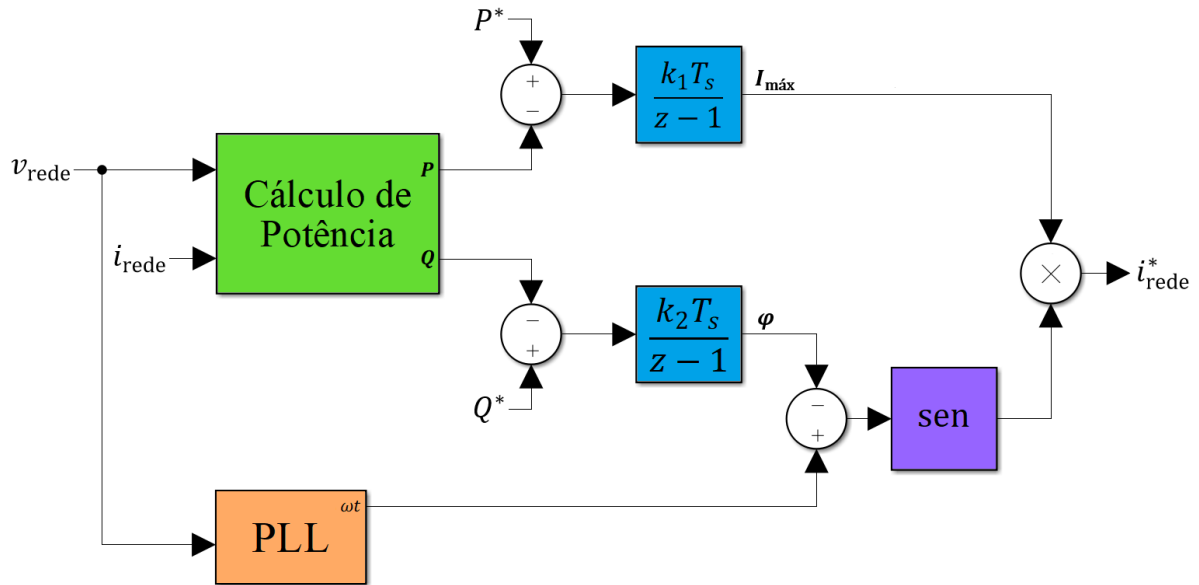


O algoritmo MPC-F foi capaz de reduzir a distorção harmônica e manter a frequência de chaveamento fixa, o que só foi possível aproximando a lógica de controle à do controlador Deadbeat, que também busca erro nulo.

4.4 CONTROLE DAS MALHAS DE POTÊNCIA

O diagrama de blocos para a injeção de potência ativa e potência reativa está ilustrado na Figura 4.13. Este diagrama contempla os sensores de tensão e corrente na rede para o cálculo da potência instantânea, o algoritmo PLL e as malhas de controle com os compensadores.

Figura 4.13: Diagrama de blocos para injeção de potência



As funções de transferência 3.13 e 3.14, que são ganhos estáticos (127 e 500, respectivamente), foram utilizadas para definir os ganhos k_1 e k_2 com o auxílio dos diagramas de Bode. Após alguns testes, observou-se uma interação entre as malhas, e que a malha de potência ativa, uma vez que quando a corrente RMS variar tanto a potência ativa como a reativa irão se alterar e é necessário que a malha de reativo altere mais rapidamente o ângulo φ para a melhoria da dinâmica do sistema. Neste sentido, optou-se pela operação da malha de reativo em velocidade quase quatro vezes maior que a malha de ativo.

$$k_1 = 0,16$$

$$k_2 = 0,15$$

5 SIMULAÇÕES

Os controladores desenvolvidos foram simulados na plataforma MATLAB/Simulink para análise e comparação do desempenho de cada um para determinadas situações. Os dados padrões de simulação estão na Tabela 3.1. Além dos controladores de corrente, o desempenho das malhas de potência que geram a corrente de referência também será observado.

5.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA

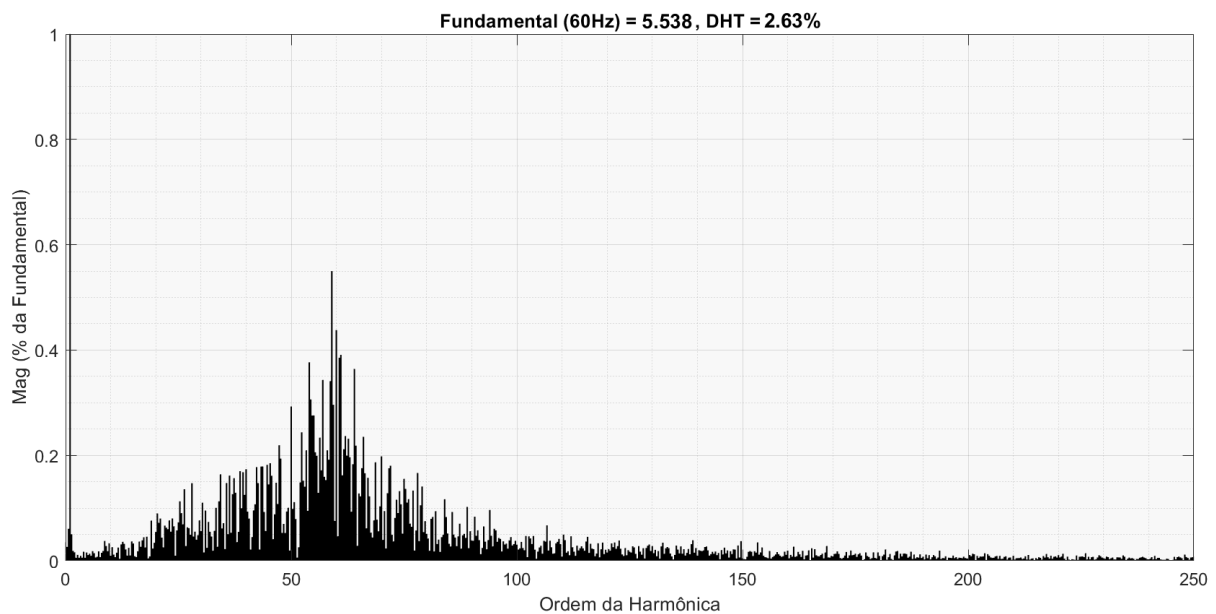
A distorção harmônica total (DHT) de corrente é definida por

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5.1)$$

Onde os termos I_n são as componentes de ordem n da onda de corrente. A norma IEEE 1574 limita o valor DHT aceitável para sistemas de potência em 5,0%. [32] [33]

Nas Figuras 5.1 a 5.3 estão as análises FFT (*Fast Fourier Transform*) do espectro harmônico das correntes resultantes do uso dos controladores de corrente projetados utilizando os dados padrões, onde é possível observar as harmônicas de ordem até 250.

Figura 5.1: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador PI+Ressonante



Observa-se uma diminuição nos níveis de distorção harmônica da corrente injetada i_{rede} para os controladores preditivos em relação ao controlador clássico, principalmente em relação as harmônicas de ordem próximas a 60.

Figura 5.2: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador Deadbeat

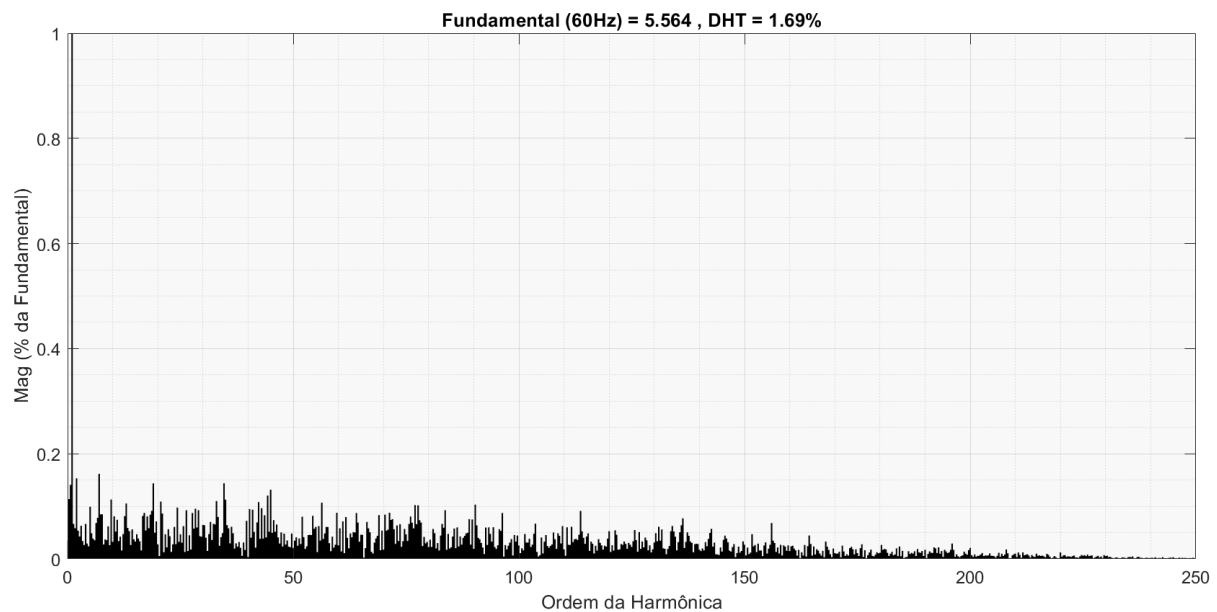
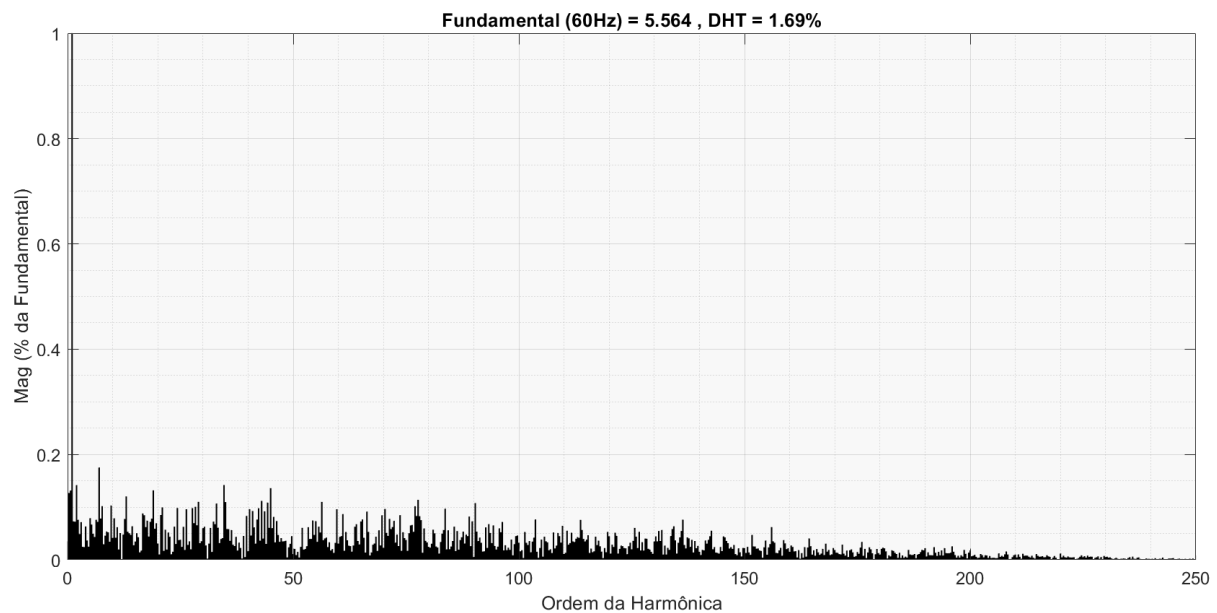
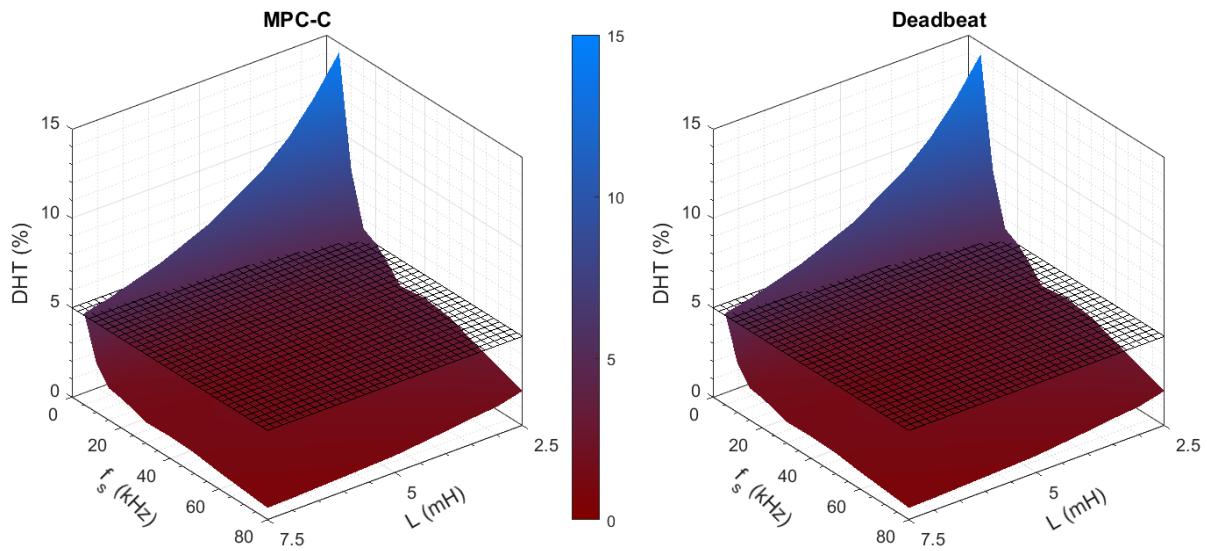


Figura 5.3: Análise FFT da corrente injetada utilizando controlador MPC-F



A Figura 5.4 apresenta os níveis de DHT dos controladores preditivos para diferentes frequências de operação e de indutância do filtro de conexão. Por apresentarem uma lógica muito parecida (controle via previsão buscando erro nulo a cada ciclo), observa-se comportamento similar no rastreamento da referência para todo o espectro analisado. Para frequências e indutâncias menores, a DHT é maior, chegando a quase 15% para a pior situação analisada ($f_s = 5 \text{ kHz}$ e $L = 2,5 \text{ mH}$).

Figura 5.4: DHT da corrente injetada em função da frequência de operação e da indutância do filtro para os controladores preditivos MPC-F e Deadbeat



5.2 ERRO

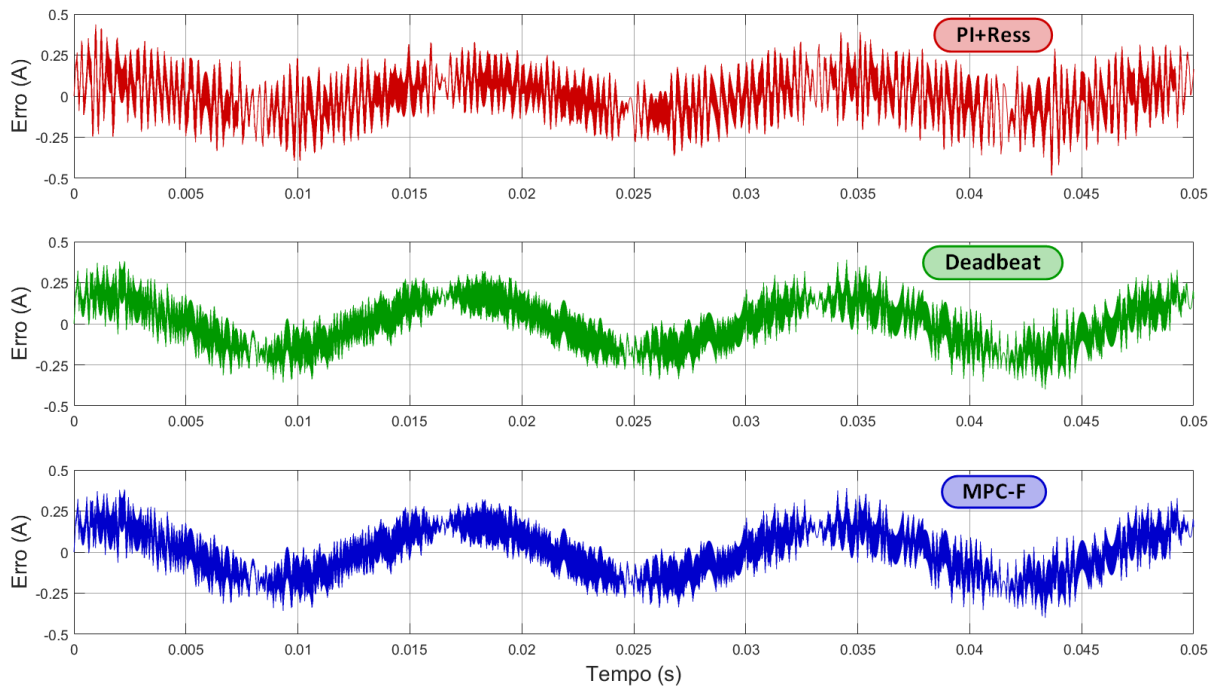
O desempenho também pode ser analisado pelo erro do controle:

$$e(t) = i_{\text{rede}}^*(t) - i_{\text{rede}}(t) \quad (5.2)$$

A Figura 5.5 mostra o erro em função do tempo para os controladores analisados. Os valores de pico do erro do sinal de cada controlador são próximos dos outros. Por outro lado, o controlador clássico apresenta *ripple* maior, o que pode ser observado tanto no gráfico como em termos de DHT.

Pela Figura 5.5 nota-se a semelhança no comportamento da corrente para os controladores preditivos, pois o comportamento do erro é praticamente o mesmo.

Figura 5.5: Erro do sinal de corrente para cada controlador



5.2.1 Erro Médio Absoluto

O Erro Médio Absoluto (EMA) é definido por

$$EMA = \frac{1}{T} \int_0^T |e(t)| dt \quad (5.3)$$

Os controladores preditivos Deadbeat e MPC-F apresentaram EMA em regime permanente por volta de 0,11 A, assim como o controlador PI+Ressonante.

O controlador MPC convencional, para comparação, apresentou alta DHT, em torno de 9,3%, e 0,31 A de EMA. Ou seja, o controlador adaptado MPC-F melhorou o desempenho a níveis do controlador Deadbeat, com desvantagens comuns ao mesmo, como a necessidade de modulador para o chaveamento constante. Nota-se que é comum a utilização de modulares em inversores ao invés de tabelas de chaveamento e, portanto, esta desvantagem não é significativa.

Já o controlador PI, apesar de baixa distorção harmônica, em torno de 3,0%, o erro em regime permanente é detectado em termos do erro médio absoluto, de 1,26 A sem a parcela ressonante, para as mesmas condições de simulação.

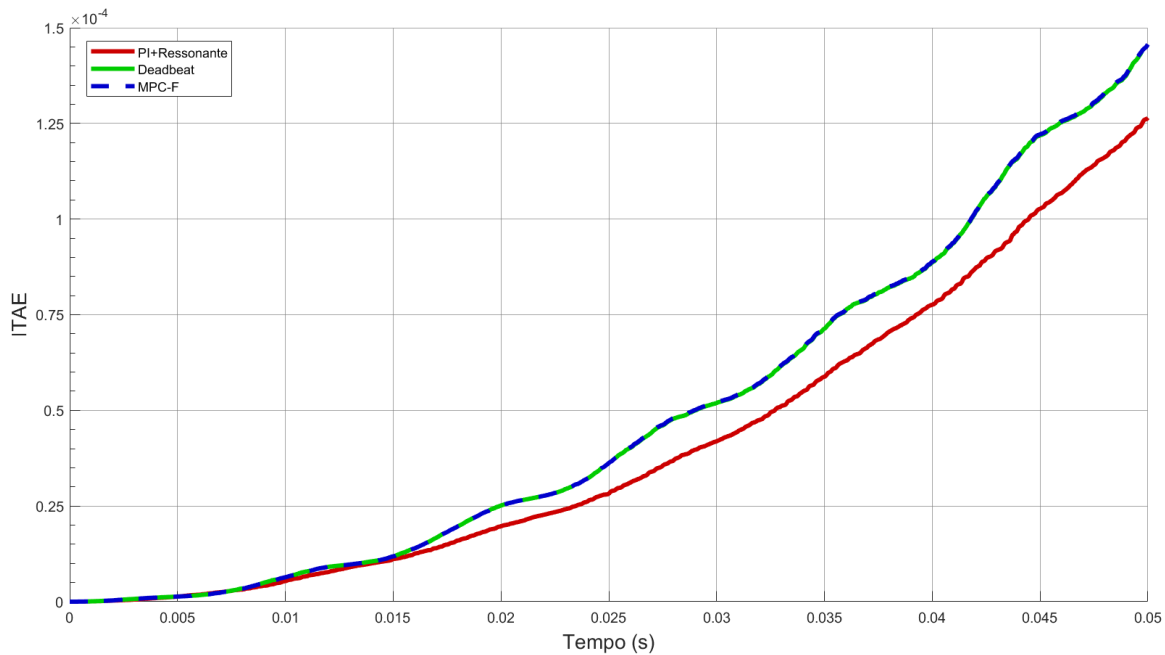
5.2.2 Integral do Erro Absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE)

Outro índice de performance utilizando o erro é a integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo:

$$\text{ITAE} = \int_0^T t|e(t)| dt \quad (5.4)$$

A Figura 5.6 apresenta o ITAE para os controladores de corrente. Também percebe-se por tal índice a proximidade do desempenho dos controladores projetados. Porém, por esta curva é possível perceber que os controladores preditivos apresentam erro maior que o controlador clássico para maiores variações na referência entre cada amostragem, ou seja, nos instantes em que a referência cruza o eixo x. Por outro lado, apresentam performance superior quando quase não há variação na referência entre duas amostragens, o que ocorre nos picos da onda senoidal.

Figura 5.6: Comparação da ITAE para cada controlador

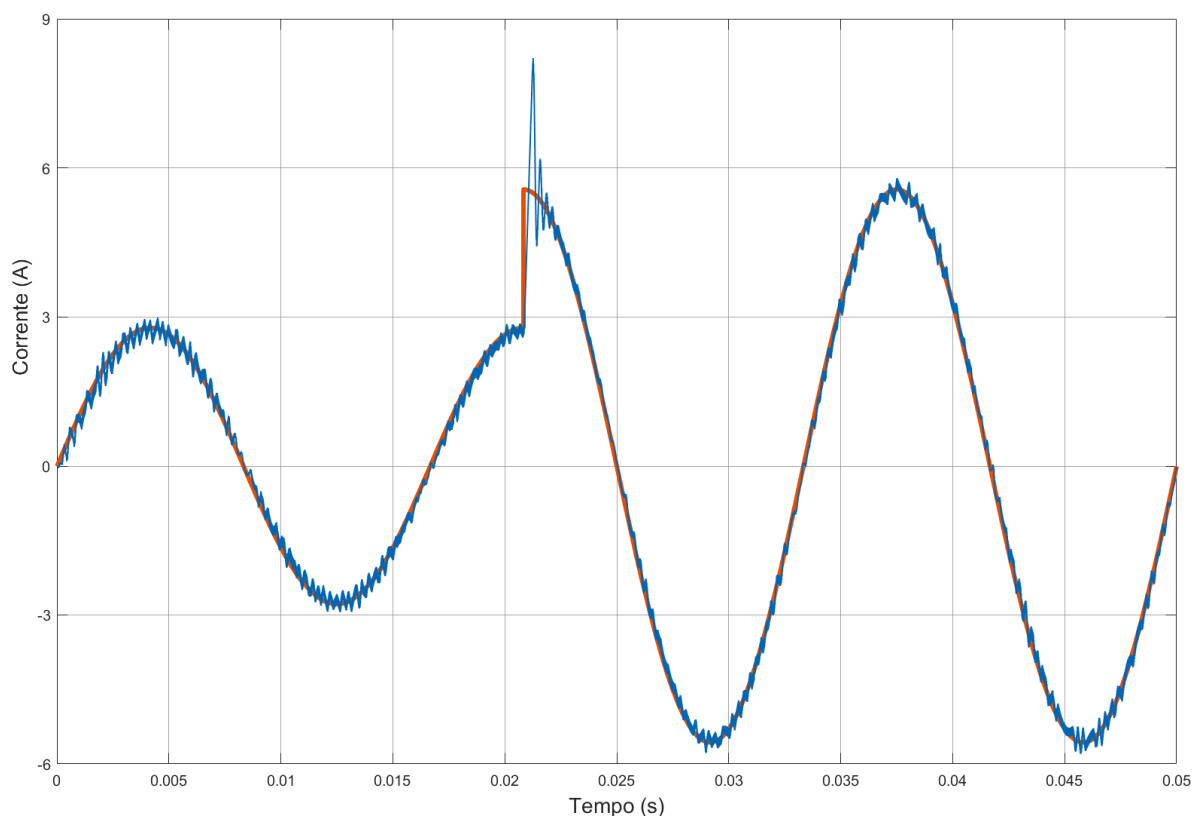


5.3 RESPOSTA A VARIAÇÃO NA REFERÊNCIA

As Figuras 5.7 a 5.9 apresentam a resposta dinâmica a um degrau na amplitude da referência de 2,8 A para 5,6 A (i.e. 250 W para 500 W), no pico da forma de onda, que apresenta para o sistema de controle o ponto de pior condição de teste para degraus de carga/referência.

O controlador clássico PI+Ressonante apresenta caráter visivelmente oscilatório para variações no degrau, chegando a ultrapassar a referência em 2,7 A. Para o degrau solicitado, tal variação implica em um percentual de *overshoot* de quase 100%. Tal comportamento pode levar o controle a instabilidade, dependendo do sistema e do degrau solicitado. Além disso, tais oscilações podem ser prejudiciais aos equipamentos conectados ao sistema.

Figura 5.7: Resposta dinâmica a um degrau com controlador PI+Ressonante



Já os controladores preditivos, por preverem a resposta antes da atuação do controle, apresentaram resposta suave ao degrau de referência. O tempo de estabelecimento da resposta foi menor em relação ao controlador clássico, em especial o controlador MPC-F, que avalia o tempo de atuação do controle em cada instante, e avalia se o valor é incoerente, readaptando a saída do sinal de controle, o que permite uma resposta mais rápida que a do controlador Deadbeat, porém perdendo a característica de frequência de chaveamento constante durante o tempo de estabelecimento. Entretanto, a saturação do sinal também é possível para os controladores Deadbeat, mas não foi implementada neste modelo para evitar a perda da frequência fixa.

Figura 5.8: Resposta dinâmica a um degrau com controlador Deadbeat

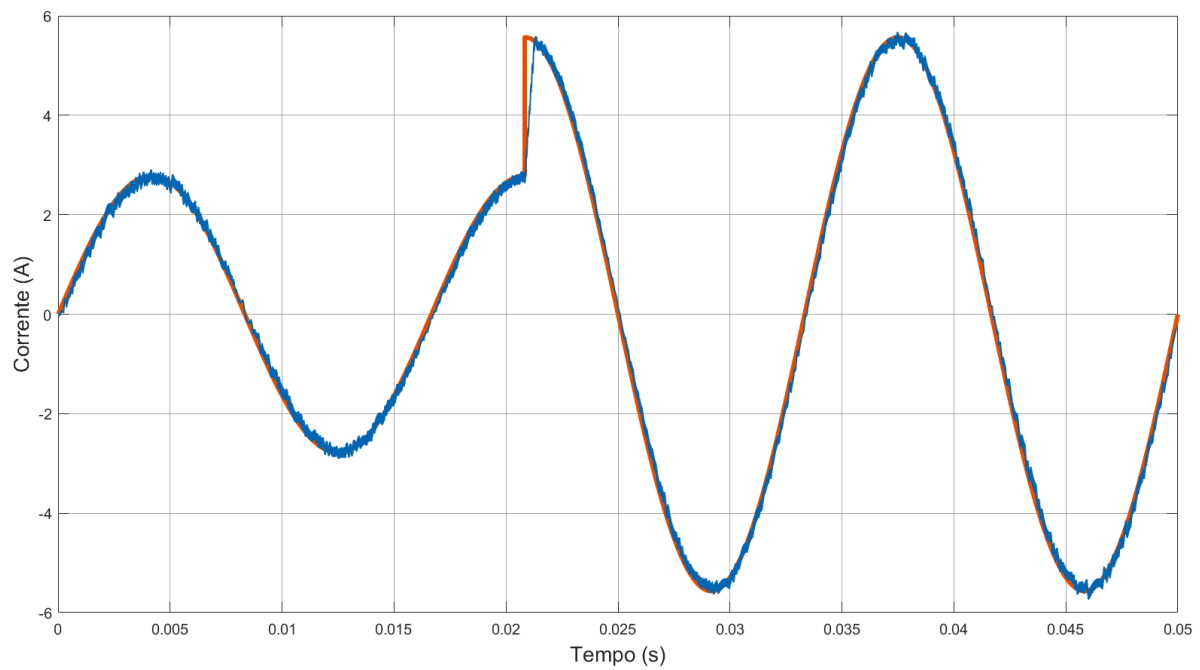
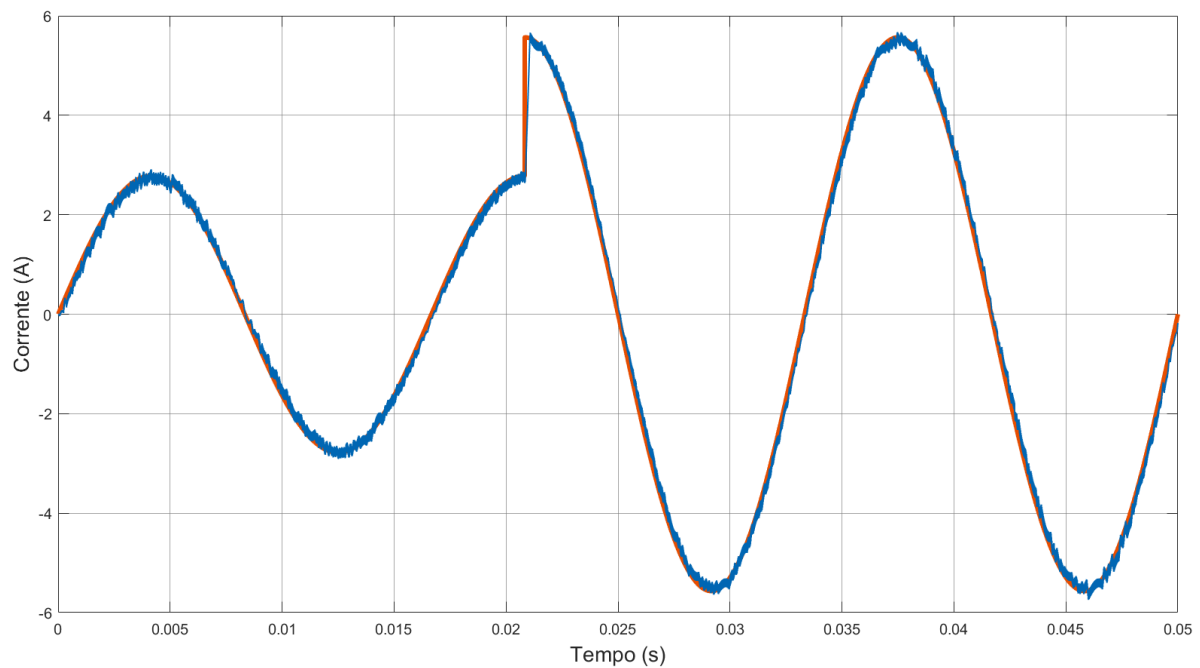


Figura 5.9: Resposta dinâmica a um degrau com controlador MPC-F



No entanto, este projeto visa gerar a corrente de referência através da variação na referência de ativo e reativo desejados. Portanto, uma variação dessa natureza na referência de corrente é improvável para o sistema de controle completo.

5.4 EFEITO DA INCERTEZA NA INDUTÂNCIA DO MODELO

As Figuras 5.10 a 5.15 consideram o efeito da incerteza na indutância do modelo para os controladores analisados, seja pela imprecisão na indutância do filtro, ou da rede. As análises se dão para os controladores projetados para 5 mH atuando com indutância real de 4 e 7 mH.

Figura 5.10: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador PI+Ressonante

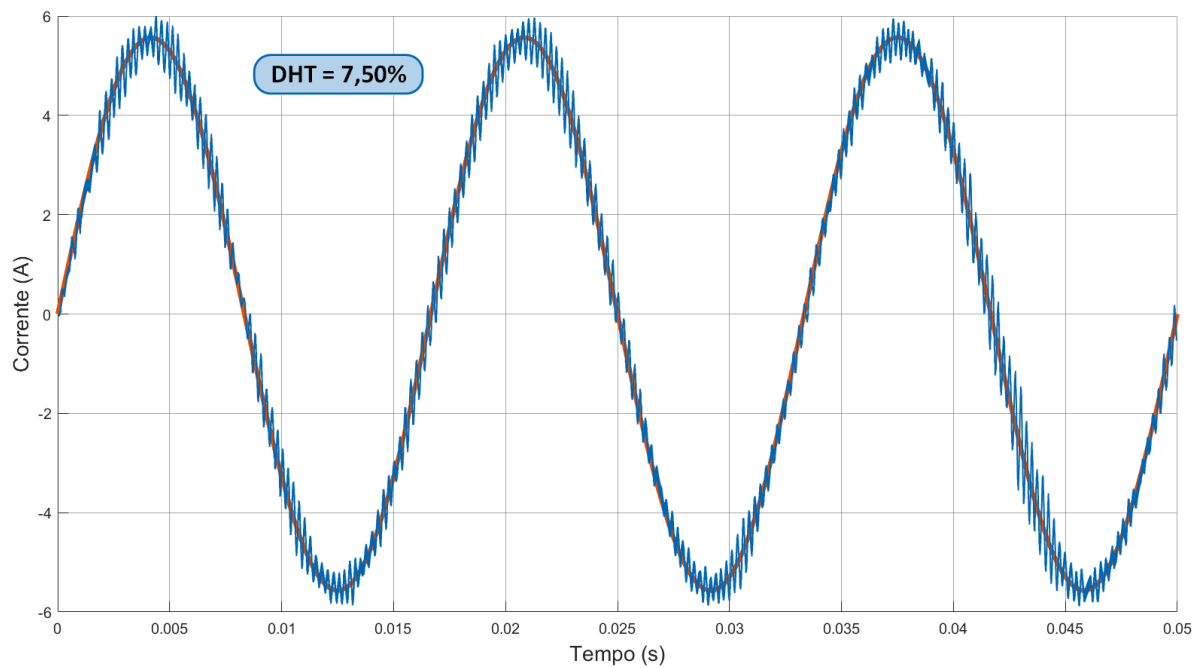
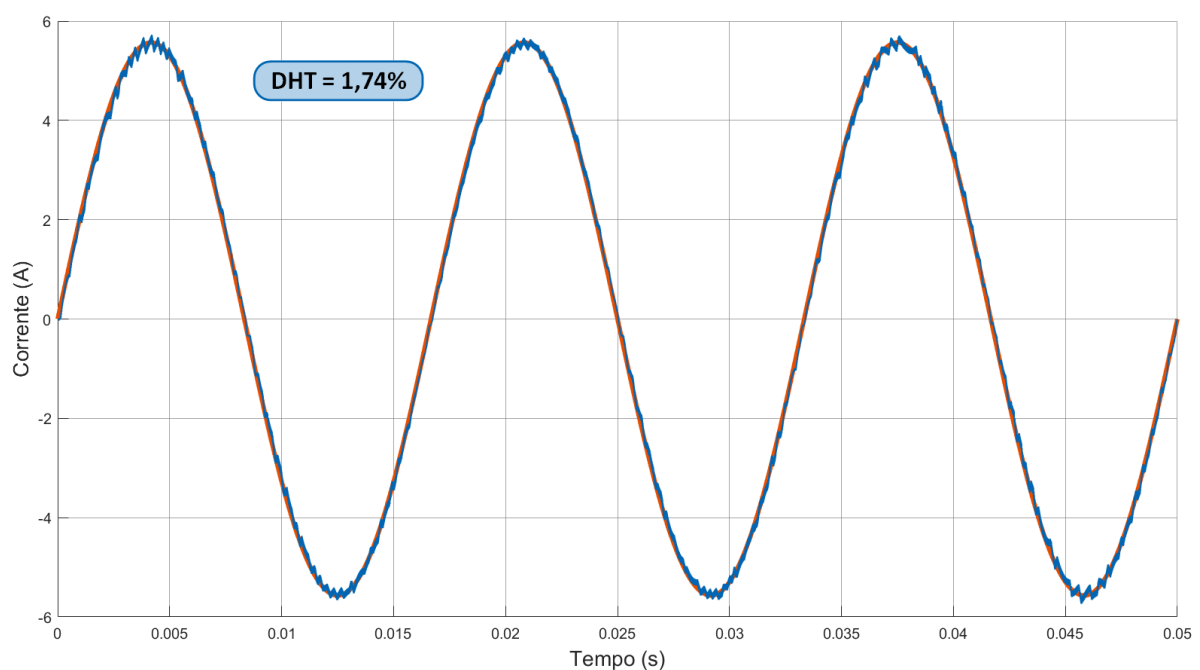


Figura 5.11: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador PI+Ressonante



Observa-se que para o controlador PI+Ressonante, por apresentar alto ganho em 60 Hz, não ocorre erro em amplitude nem defasamento na corrente controlada, inclusive tendo sua performance melhorada para uma indutância mais conservadora que a projetada. Já para indutâncias menores, a oscilação na forma de onda é significativa, aumentando visivelmente a DHT.

Figura 5.12: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador Deadbeat

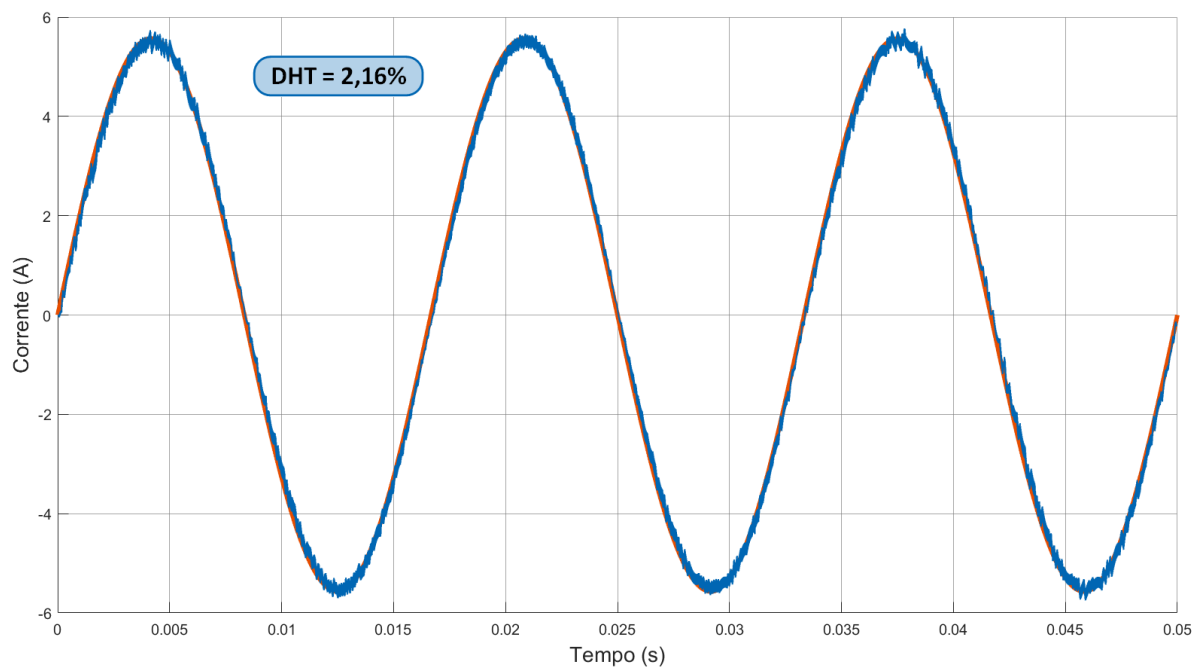
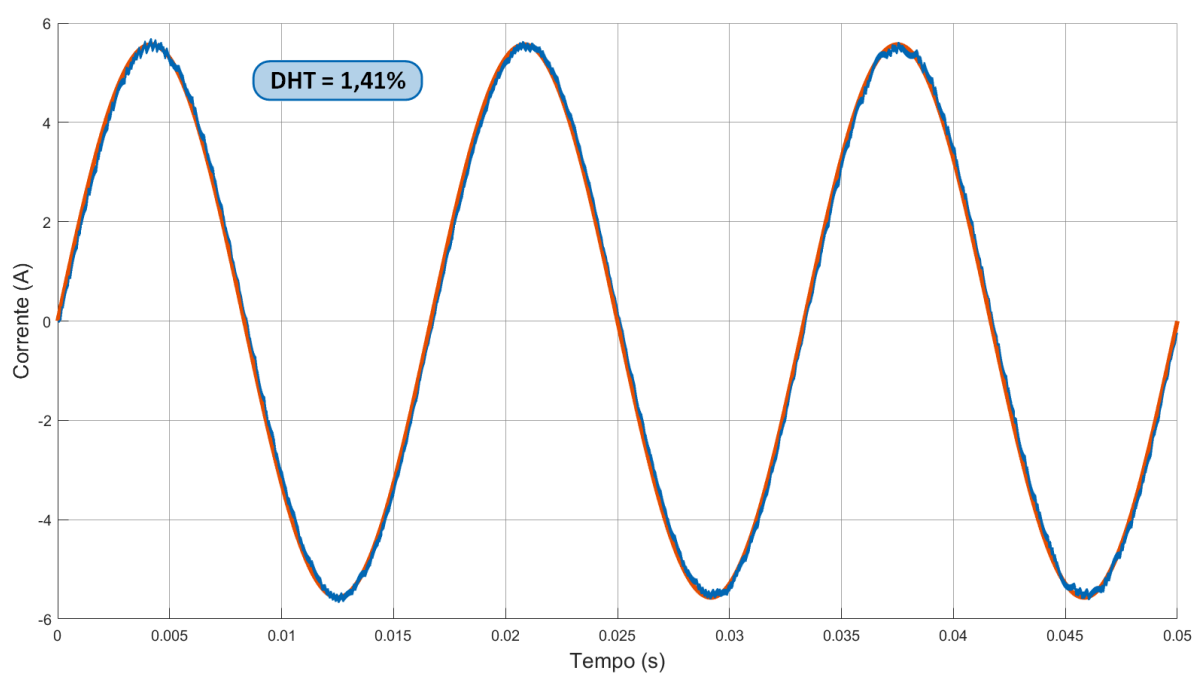


Figura 5.13: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador Deadbeat



Já para os controladores preditivos, o desempenho do controle não foi alterado significativamente para as incertezas analisadas. Para indutâncias menores, a DHT aumentou em menos de 1% em ambos os controladores, mantendo-se abaixo de 5%.

Figura 5.14: Incerteza na indutância do modelo $L=4$ mH para controlador MPC-F

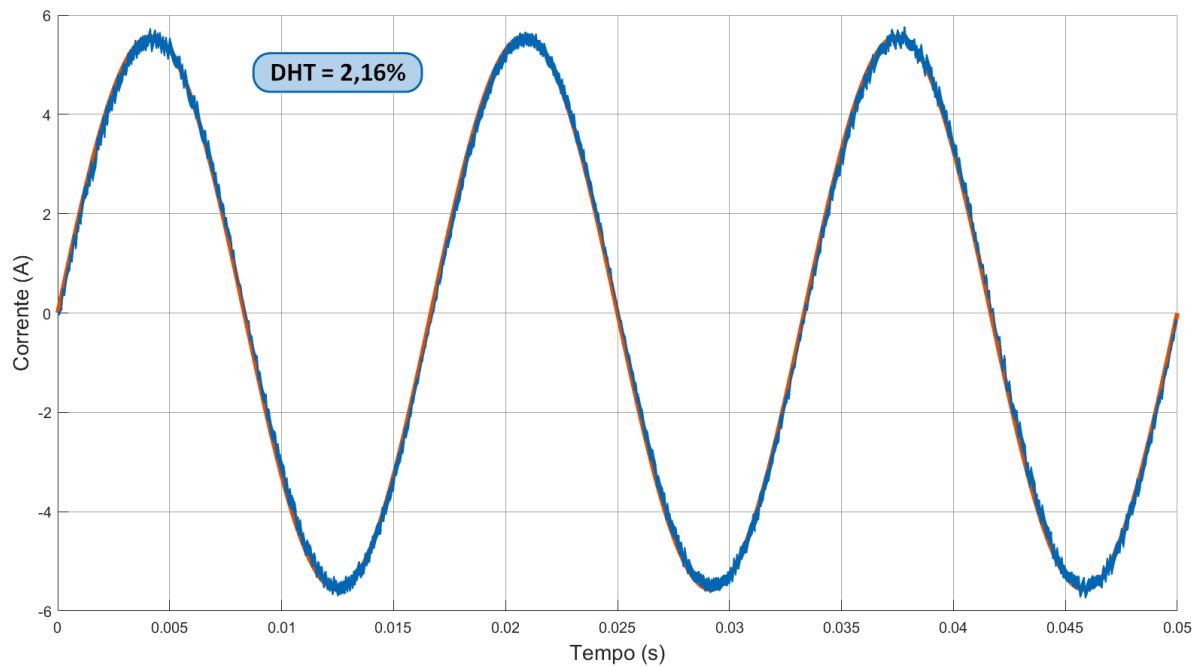
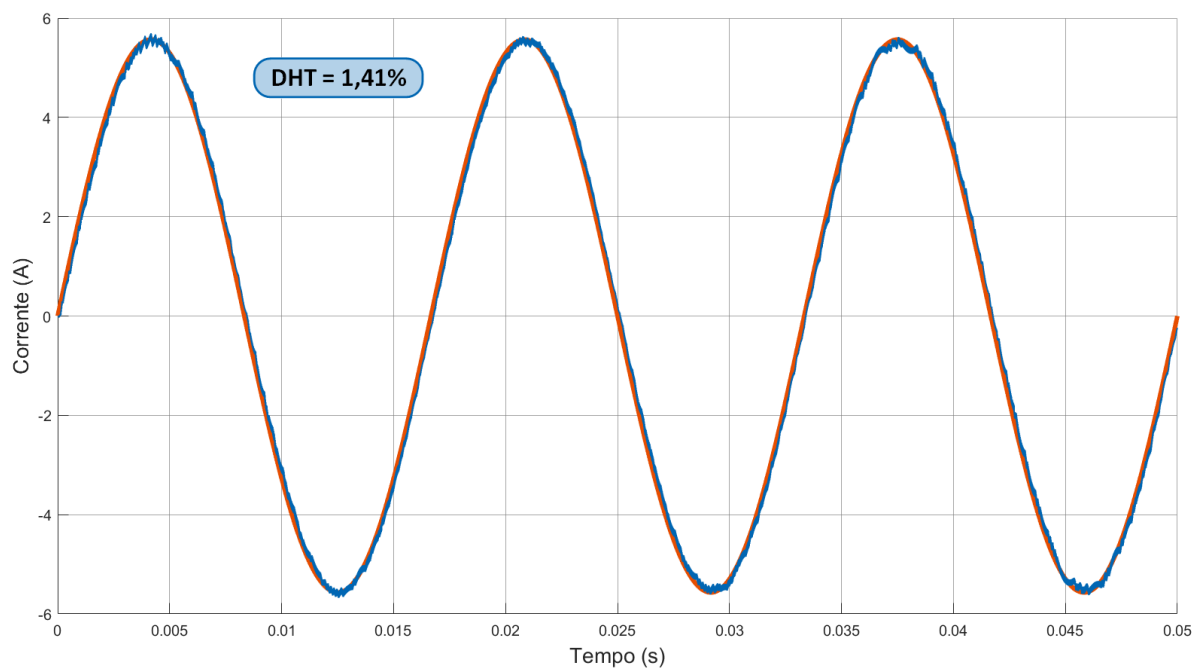


Figura 5.15: Incerteza na indutância do modelo $L=7$ mH para controlador MPC-F



As Figuras 5.16 a 5.18 apresentam o erro do controle considerando a incerteza na indutância da rede para os três controladores analisados.

Figura 5.16: Erro do controlador PI+Ressonante para incertezas na indutância do modelo

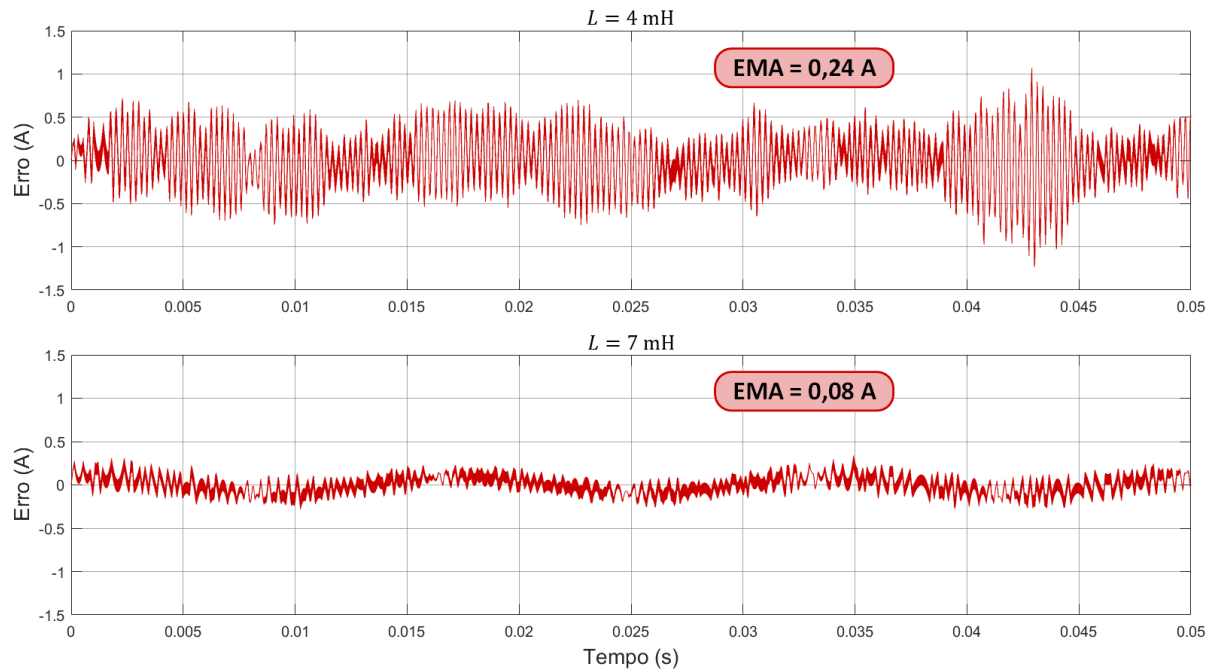
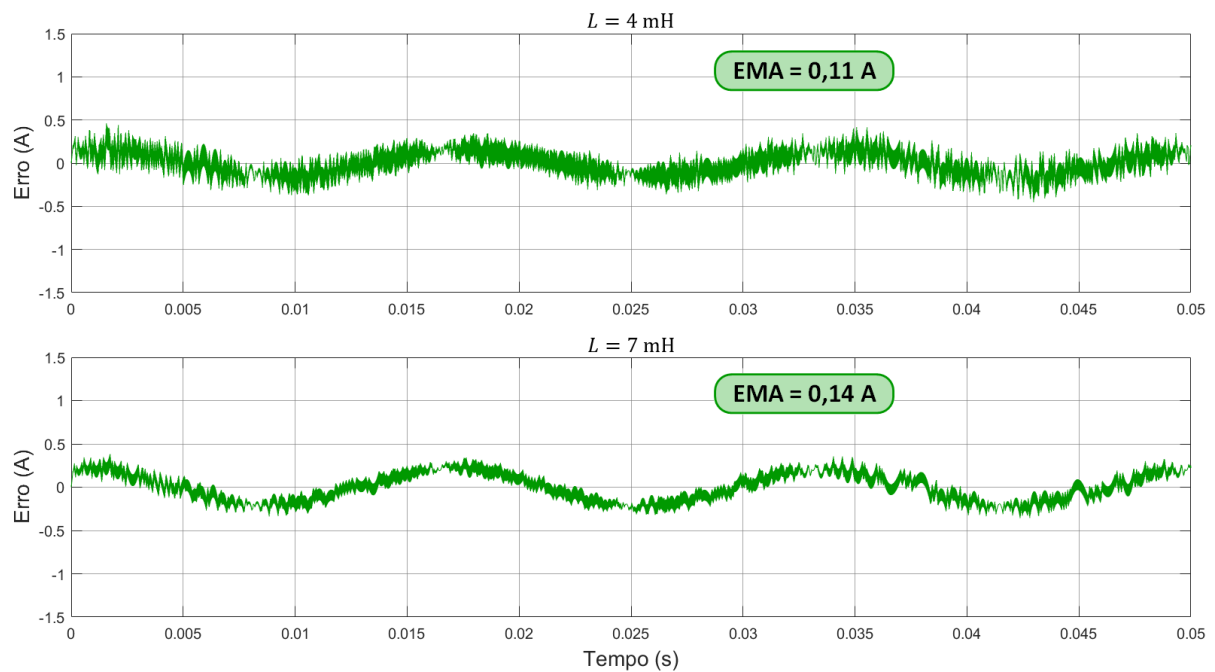
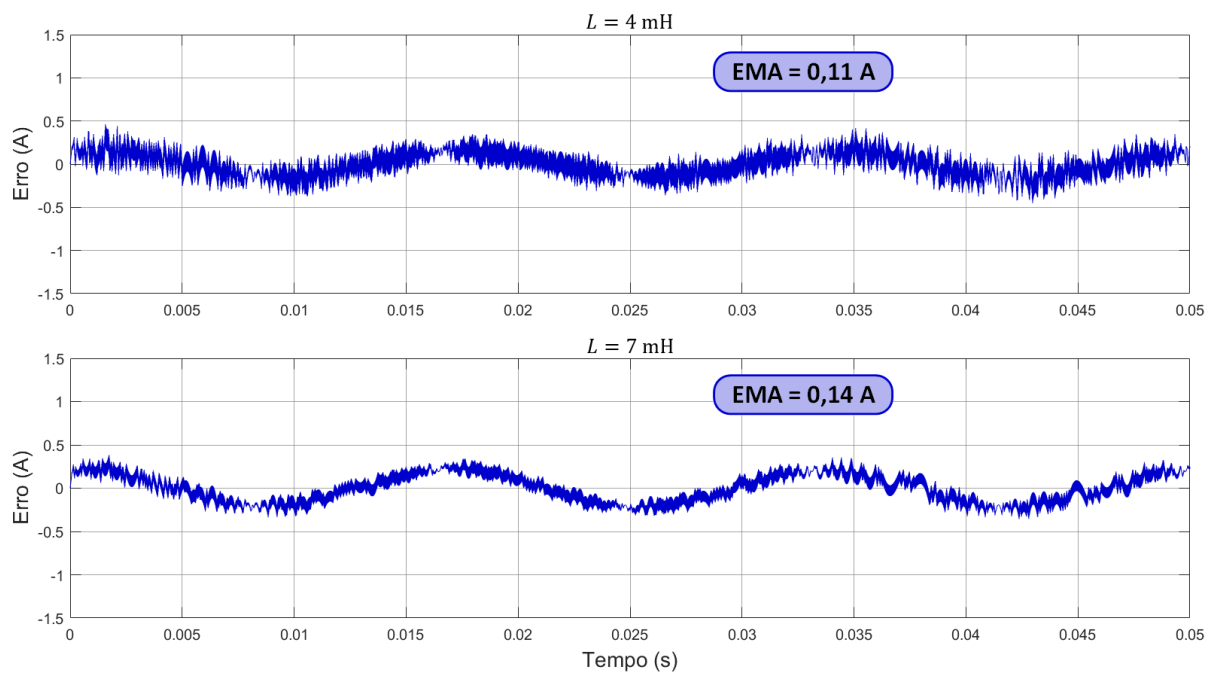


Figura 5.17: Erro do controlador Deadbeat para incertezas na indutância do modelo



Nota-se que, para indutâncias maiores, os controladores preditivos apresentaram maior EMA, apesar de diminuírem sua DHT. Isto ocorre porque a indutância maior faz com que a corrente se atrase mais que o previsto, ocasionando em defasamento e erro em amplitude quanto maior for a imprecisão do modelo.

Figura 5.18: Erro do controlador MPC-C para incertezas na indutância do modelo



5.5 SIMULAÇÃO DA MALHA DE POTÊNCIA

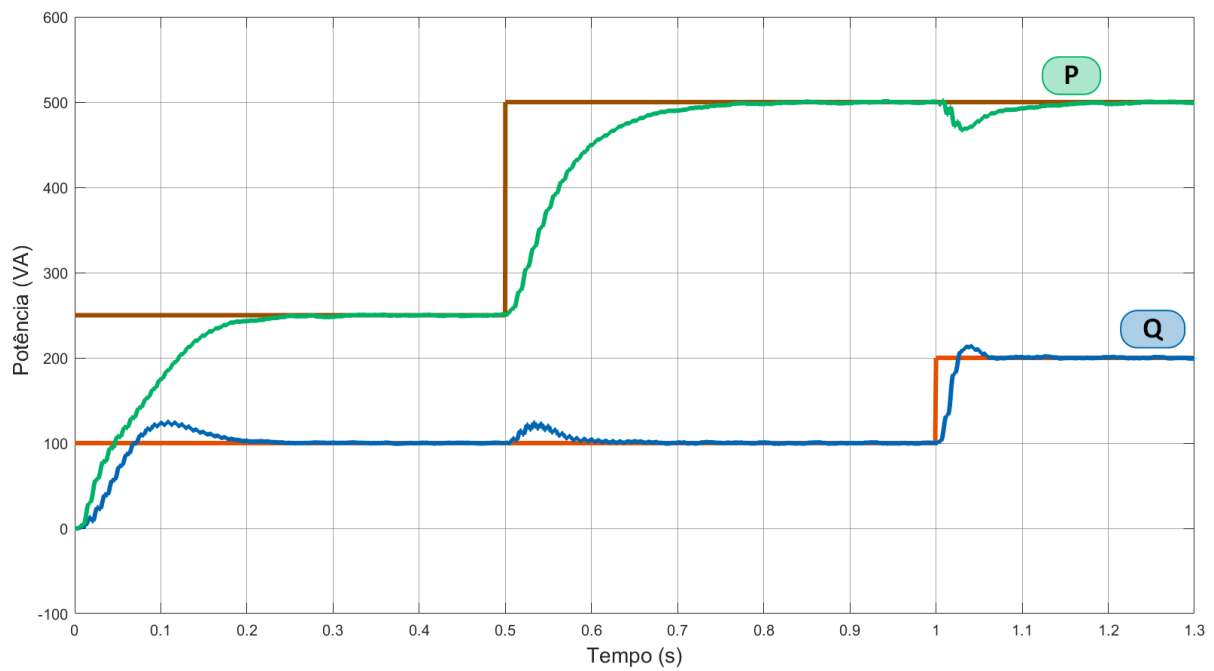
A Figura 5.19 apresenta o resultado da simulação da malha de potência operando no sistema em conjunto com o controlador de modelo preditivo MPC-F.

Observa-se que as malhas de potência apresentam tempo de estabelecimento menor que 200 ms para todos os degraus aplicados. Enquanto a resposta da malha de potência ativa não apresenta sobressinal, a da malha reativa apresenta sobressinais menores que 25%.

O desempenho da malha em conjunto com o controlador Deadbeat semelhante ao do controlador MPC-F em termos de sobressinais, tempo de estabelecimento e também do formato de onda.

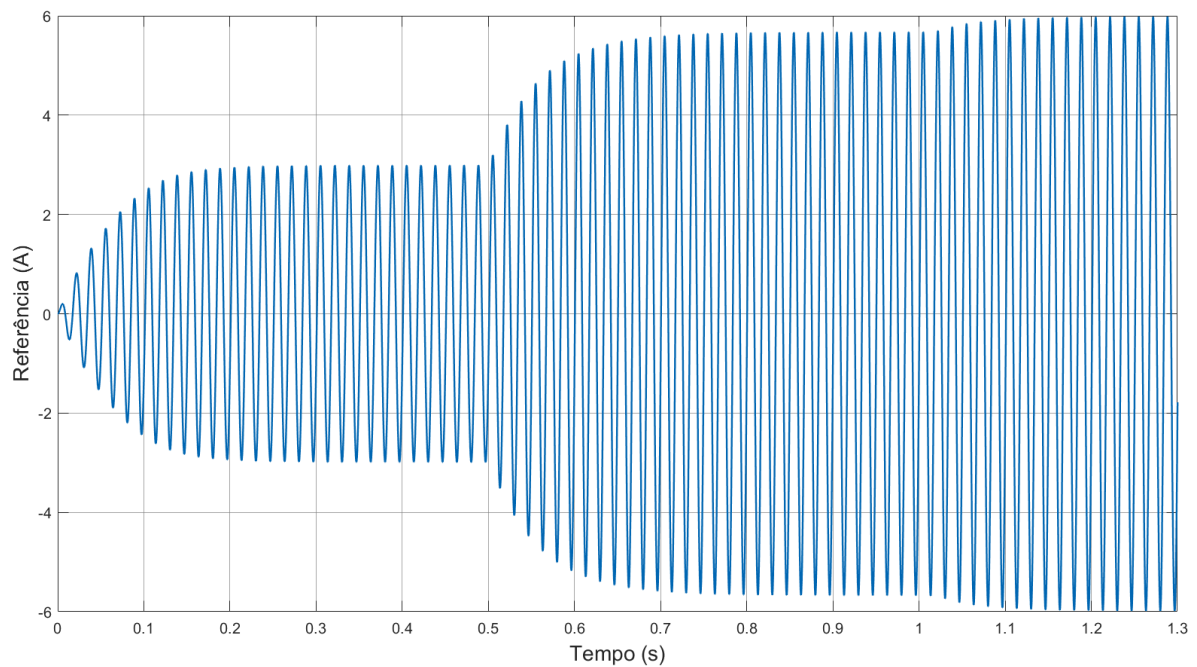
Apesar de um funcionamento satisfatório, outros controladores para as malhas de potência podem ser testados para um controle com melhor desempenho, reduzindo os picos nas respostas.

Figura 5.19: Resposta dinâmica das malhas de potência aos degraus de referência ativo e reativo



A Figura 5.20 apresenta a corrente de referência gerada pelo conjunto das malhas de potência.

Figura 5.20: Corrente de referência gerada pelas malhas de potência



Como dito neste capítulo, a variação da referência no conjunto completo do controlador de corrente com a malha de potência ocasiona em uma referência que não varia instantaneamente, como considerado para as análises do item 5.2. Isto ocorre devido ao desacoplamento entre estas malhas, uma vez que o controle de corrente possui velocidade muito maior, fazendo que as variações exigidas pelas malhas de potência sejam de variação irrisória para este controle.

6 CONCLUSÕES

Apresentou-se neste trabalho o projeto e uma análise comparativa de controle digitais para a malha de corrente de um inversor fotovoltaico conectado à rede, além de malhas de potência em cascata para que a referência seja a potência desejada.

Utilizando controle clássico, foi projetado inicialmente um controlador de corrente do tipo PI, mas devido ao seu erro em amplitude, optou-se por adicionar uma parcela ressonante ao controlador, aumentando o ganho do sistema em 60 Hz e compensando o erro. Por outro lado, este controlador apresentou oscilações elevadas em sua resposta dinâmica, além de queda significativa no desempenho quando a indutância real foi ligeiramente menor que a utilizada para o projeto.

Com o controlador Deadbeat, o controle de corrente apresentou rastreamento da referência bastante satisfatório, o que pode ser observado em termos de sua DHT e no gráfico do erro. As incertezas na indutância do modelo consideradas para este sistema não comprometeram a qualidade do controle da corrente, mas foi possível observar os efeitos da mesma através dos índices de desempenho. A principal desvantagem deste controlador em relação ao PI+Ressonante é que para indutâncias maiores que o previsto, o sinal controlado fica sujeito a defasamento, devido a corrente se atrasar mais que o esperado para o algoritmo do controlador.

Já o controlador MPC quando simulado apresentou DHT superior ao estabelecido por normas, precisando, assim como o controlador PI, de uma adaptação em sua lógica. A adaptação proposta, MPC-F, foi desenvolvida pensando em se obter um método com frequência fixa sem o uso de moduladores.

Curiosamente, a técnica MPC-F, apesar de uma lógica de controle bem mais complexa que o controlador preditivo, obteve desempenho semelhante para quase a totalidade das simulações. Analisando o algoritmo proposto, percebe-se que apesar de ser considerado que há um número finito de estados de comutação possível, a lógica do controle minimiza o erro calculando o tempo necessário para isto, onde já nota-se uma característica de controle MPC-CCS. Para esta técnica, no entanto, é necessário o uso de um modulador para enviar o comando apropriado. A técnica é descrita pelos seus propositores como não necessitando de modulador, mas o método de comando proposto para o chaveamento constante faz exatamente o que um modulador faria se o sinal fosse convertido para uma modulante. Ou seja, o MPC-F é em sua

essência um controlador preditivo do tipo CCS que busca erro nulo ao fim de cada ciclo: ou seja, ele funciona como o controlador Deadbeat, porém utilizando uma lógica muito mais complexa. Ou seja, para uma mesma situação, a tensão média em um período calculada pelo MPC-F para anular o erro no próximo instante é muito próximo ao valor calculado pelo controlador Deadbeat. Levando em conta esses fatores, o controlador Deadbeat mostra-se mais apropriado para este controle, pelo seu tempo de cálculo ser bem mais rápido.

Para a variação no degrau de corrente, por outro lado, o algoritmo MPC-F apresentou resposta dinâmica mais rápida que a do controlador Deadbeat. Isso ocorreu pela restrição acrescentada no algoritmo do MPC-F, que limita o valor do tempo calculado entre zero e o período de chaveamento. Limitando a tensão calculada pelo controlador Deadbeat, também seria possível diminuir a resposta ao sistema para tal situação, porém o controlador perderia a característica de frequência fixa durante o transitório, assim como ocorreu com o MPC-F.

Para as malhas de potência, foram testados apenas integradores para a compensação do sinal controlado. O melhor comportamento dinâmico para esta malha foi obtido com a malha de reativo com frequência de cruzamento de ganho mais rápida que a de ativo. Em conjunto com a malha de corrente do inversor, observou-se pequenas oscilações e resposta rápida aos degraus, validando a malha.

A seguir são apresentadas sugestões para trabalhos futuros:

- Análise experimental para os controladores PI+Ressonante, Deadbeat e MPC-F;
- Redução na indutância do filtro;
- Análise dos controladores utilizando filtros de segunda ou terceira ordem;
- Projetos utilizando outros métodos modernos para o controle de corrente do sistema fotovoltaico analisado;
- Métodos alternativos de controle para as malhas de potência.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovações e Comunicações, “Atlas Brasileiro de Energia Solar, 2ª Edição,” INPE, São José dos Campos, 2017.
- [2] N. A. S. Mendes, “As usinas hidrelétricas e seus impactos: os aspectos socioambientais e econômicos do Reassentamento Rural de Rosana - Euclides da Cunha Paulista,” UNESP, Presidente Prudente, 2005.
- [3] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. A. e Melo e C. A. Canesin, “Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 3, pp. 1156-1167, 2013.
- [4] L. G. Junior, “Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica,” UNESP, Ilha Solteira, 2011.
- [5] M. A. G. de Brito, “Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilha, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica,” UNESP, Ilha Solteira, 2013.
- [6] M. S. Fadali e A. Visioli, *Digital Control Engineering: Analysis and Design*, 2nd Ed., Oxford: Elsevier Inc., 2013.
- [7] N. S. NISE, *Control Systems Engineering*, 6th ed., New York, NY: Wiley, 2016.
- [8] C. L. Phillips e H. T. Nagle, *Digital Control System: Analysis and Design*, 3rd Ed., New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- [9] S. Tahir, J. Wang, M. Baloch e G. Kaloi, “Digital Control Techniques Based on Voltage Source Inverters in Renewable Energy Applications: A Review,” *Electronics* 7, 18, 2018.
- [10] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre e P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” em *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, September 2006.
- [11] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar e P. Fernandez-Comesaña, “On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters,” em *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Porto, 2009.

- [12] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo e J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nº 12, pp. 4312-4324, 2008.
- [13] C. Guzman, K. Agbossou e A. Cardenas, "FPGA Implementation of Predictive Hysteresis Current Control for Grid Connected VSI," *Energy and Power Engineering*, vol. 6, nº 2, pp. 17-23, 2014.
- [14] C. N. Ho, V. S. P. Cheung e H. S. Chung, "Constant-Frequency Hysteresis Current Control of Grid-Connected VSI Without Bandwidth Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, nº 11, pp. 2484-2495, 2009.
- [15] A. J. Sonawane, S. P. Gawande, S. G. Kadwane e M. R. Ramteke, "Nearly constant switching frequency hysteresis-based predictive control for distributed static compensator applications," *IET Power Electronics*, vol. 9, nº 11, pp. 2174-2185, 2016.
- [16] C. R. D. Osório, G. S. da Silva, J. C. Giacomini e C. Rech, "Comparative analysis of predictive current control techniques applied to single-phase grid-connected inverters," em *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, 2017.
- [17] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications*, 3rd ed., Oxford: Elsevier Inc., 2011.
- [18] J. D. Irwin, *The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series*, Boca Raton, FL: CRC Press LLC, 2002.
- [19] E. C. S. Junior e E. R. C. da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*, Hoboken, NJ: John Wiler & Sons, Inc., 2015.
- [20] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [21] F. L. Luo, H. Ye e M. Rashid, *Digital Power Electronics and Applications*, USA: Elsevier Academic Press, 2005.
- [22] U. P. Yagnik e M. D. Solanki, "Comparison of L, LC & LCL filter for grid connected converter," em *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, Tirunelveli, 2017.
- [23] D. Hauser, "Controle de um Sistema Fotovoltaico Trifásico Conectado à Rede Elétrica," UFRJ, Rio de Janeiro, 2014.

- [24] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST,” ANEEL, Brasil, 2018.
- [25] Operador Nacional do Sistema Elétrico, “Procedimentos de Rede,” ONS, 2018.
- [26] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Atlas de Energia Elétrica do Brasil,” ANEEL, Brasília, 2008.
- [27] H. Gu, X. Guo, D. Wang e W. Wu, “Real-time grid impedance estimation technique for grid-connected power converters,” em *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Hangzhou, 2012.
- [28] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, P. Rodriguez, A. Timbus e F. Blaabjerg, “Online grid impedance estimation for single-phase grid-connected systems using PQ variations,” em *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007.
- [29] V. Braca e R. Petrella, “An improved method for grid impedance estimation by digital controlled PV inverters suitable for ENS detection,” em 2008, York, 2008 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives.
- [30] J. Jiao, J. Y. Hung e R. M. Nelms, “Gain scheduling control strategy for a single-phase grid-connected inverter,” em *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Edinburgh, 2017.
- [31] R. Chan, J. Kim, J. Baek, N. Kim e S. Kwak, “Model-Based Predictive Current Control Method with Constant Switching Frequency for Single-Phase Voltage Source Inverters,” em *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, 2017.
- [32] R. Teodorescu, M. Liserre e P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley and Sons, 2011.
- [33] C. Orian, D. Petreus, T. Patarau e R. Etz, “Simulation and implementation of a PV inverter with improved THD,” em *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, 2017.
- [34] L. Zheng, F. Jiang, J. Song, Y. Gao e M. Tian, “A Discrete-Time Repetitive Sliding Mode Control for Voltage Source Inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, nº 3, pp. 1553-1566, 2018.

- [35] A. Abrishamifar, A. Ahmad e M. Mohamadian, “Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-Phase Unipolar Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 5, pp. 2507-2514, 2012.
- [36] L. Schirone, F. Celani, M. Macellari e A. Schiaratura, “Discrete-time sliding mode controller for inverters,” em *SPEEDAM 2010*, Pisa, 2010.
- [37] H. Makhamreh e O. Kukrer, “Discrete time sliding mode control of single phase LCL grid-inverter,” em *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, ON, 2017.
- [38] S. K. Gudey e R. Gupta, “Second order sliding mode control for a single phase voltage source inverter,” em *TENCON 2014 - IEEE Region 10 Conference*, Bangkok, 2014.