

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA POLITÉCNICA

Angelo dos Santos Lunardi

**Controle Preditivo Robusto Aplicado ao
Conversor Conectado à Rede Elétrica**

São Paulo
2022

Angelo dos Santos Lunardi

**Controle Preditivo Robusto Aplicado ao
Conversor Conectado à Rede Elétrica**

Tese de doutorado apresentada à Escola Politécnica
para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

São Paulo
2022

Angelo dos Santos Lunardi

**Controle Preditivo Robusto Aplicado ao
Conversor Conectado à Rede Elétrica**

Tese de doutorado apresentada à Escola Politécnica
para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Alfeu Jãozinho Sguarezi Filho

Coorientador: Renato Machado Monaro

São Paulo

2022

•

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 01 de Abril de 2022

Assinatura do autor:

Angelo dos S. Lunardi

Assinatura do orientador:



Catálogo-na-publicação

Lunardi, Angelo
Controle Preditivo Robusto Aplicado ao Conversor Conectado à Rede Elétrica / A. Lunardi -- versão corr. -- São Paulo, 2022.
105 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Sistema de Controle 2.Eletrônica de Potência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Folha de Julgamento

Candidato: Licenciado Angelo dos Santos Lunardi

Tese defendida e julgada em 02/02/2022 perante a Comissão Julgadora:

Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho
(UFABC)

Dr. Darci Odloak
(USP)

Dr. Silvio Giuseppe Di Santos
(USP)

Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro
(USP SC)

Dr. Fabiano Fragoso Costa
(UFBA)

Professor Associado
Coordenador do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e
Presidente da Comissão de Pós Graduação

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

Agradecimentos

Os agradecimentos principais são direcionados a Alfeu Jãozinho Sguarezi Filho e Renato Machado Monaro pela orientação ao longo dos anos como doutorando na USP-POLI, toda a atenção e suporte para os obstáculos que já apareceram.

Também não poderia me esquecer da família e amigos sempre compreensivos e apoiando a cada passo que dava rumo ao título de doutor. E não menos importante o apoio financeiro da CAPES, CNPQ (Processo 405757/2018-2) e FAPESP (2017/04623-3, 2016/08645-9) para a conclusão do doutorado e o investimento na pesquisa no Brasil.

”Estudar é polir a pedra preciosa; cultivando o espírito, purificamo-lo.”
(Confúcio)

Resumo

Esta tese apresenta um controle preditivo robusto aplicado ao conversor conectado à rede elétrica. Nesse caso, o conversor é conectado a uma fonte de energia renovável, podendo ser eólica, solar, hídrica entre outras. Por sua vez, o conversor da rede é acionado pelo controle preditivo robusto modulado por meio do modelo do conversor controlando as correntes injetadas. O controlador é projetado com base em modelo matemático dinâmico da rede. O modelo matemático e o projeto de controle é simulado utilizando a ferramenta SimPowerSystems - Matlab / Simulink. Os resultados experimentais são obtidos em uma bancada de testes utilizando *Digital Signal Process* o qual realiza os cálculos da tensão aplicada no conversor baseada na lei de controle a partir do modelo. E também uma parcela robusta é calculada para compensar possíveis incertezas no sistema (planta mais controlador). Para validar a proposta de controle implementada, que utiliza os princípios de controle preditivo e robusto são apresentados testes experimentais em diferentes modos de operação. Por fim, foi realizada a comparação com duas técnicas de controle preditivo convencionais para provar a eficácia do controlador proposto nessa tese.

Palavras-chave: Energia Renovável. Controle Preditivo. Controle Robusto. Conversor Trifásico..

Abstract

This thesis presents a robust predictive control applied to the converter connected to the electrical grid. In this case, the converter is connected to a renewable energy source, which can be wind, solar, hydro, among others. The mains converter is driven by the robust predictive control modulated through the converter model controlling the injected currents. The controller is designed based on a dynamic mathematical model of the grid. The mathematical model and the control design are simulated using the tool SimPowerSystems - Matlab / Simulink. The experimental results are obtained on a test bench using *Digital Signal Process* which calculates the voltage applied to the converter based on the control law from the model. And also a robust portion is calculated to compensate for possible uncertainties in the system (plant plus controller). To validate the implemented control proposal, which uses the principles of predictive and robust control, experimental tests in different modes of operation are presented. Finally, a comparison was made with two conventional predictive control techniques to prove the effectiveness of the controller proposed in this thesis.

Keywords: Predictive Control. Renewable Energy. Robust Control. Three-Phase Converter..

Lista de ilustrações

Figura 1	Diagrama em bloco do controle preditivo para conversor da rede. . . .	33
Figura 2	Diagrama em bloco do sistema de controle do tipo MPC conectado à rede(LUNARDI et al., 2021).	34
Figura 3	Diagrama em bloco do LFT(ZHOU; DOYLE, 1998).	36
Figura 4	Diagrama em bloco do sistema de controle robusto para Inversores Conectados à Rede(YANG et al., 2010).	37
Figura 5	Diagrama em bloco do sistema de controle Robusto do tipo <i>Finite Control Set</i> para o GIDA presente no artigo(FILHO et al., 2018b). . . .	38
Figura 6	Diagrama em bloco do COT.	40
Figura 7	Modulação de Largura de Pulso sinal modulado e onda em rampa(SUN, 2012).	42
Figura 8	Diagrama do controle de corrente da rede usando Controle Preditivo Robusto com modulação de três vetores.	46
Figura 9	Vetores do VSI no eixo $\alpha\beta$	49
Figura 10	DPZ para variação de indutância.	52
Figura 11	DPZ para variação de resistência.	52
Figura 12	Erro entre o sinal de potência ativa e a referência sobre variação de parâmetros.	53
Figura 13	Bancada Experimental.	56
Figura 14	Corrente $\alpha\beta$ e referência CPRM em operação normal.	57
Figura 15	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa.	58
Figura 16	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa.	58
Figura 17	Resposta ao degrau potência ativa e referência.	59
Figura 18	Resposta ao degrau potência reativa e referência.	59
Figura 19	Corrente $\alpha\beta$ e referência CPRM com tensão distorcida.	60
Figura 20	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa com tensão distorcida.	61

Figura 21	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa com tensão distorcida.	61
Figura 22	Corrente $\alpha\beta$ e referência com aumento de 60% nos parâmetros.	62
Figura 23	Corrente $\alpha\beta$ com variação de parâmetro de 100% á 300%.	63
Figura 24	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa com aumento de 50% nos parâmetros.	63
Figura 25	Comparação a resposta ao degrau de potência ativa com aumento de 50% nos parâmetros.	64
Figura 26	Corrente $\alpha\beta$ e referência para o controlador FCS.	65
Figura 27	Corrente $\alpha\beta$ e referência para o controlador MPC.	65
Figura 28	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa para o controlador FCS.	66
Figura 29	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa para o controlador MPC.	66
Figura 30	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa para o controlador FCS.	67
Figura 31	Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa para o controlador MPC.	67
Figura 32	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador CPRM em operação normal.	68
Figura 33	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador CPRM com tensão distorcida.	69
Figura 34	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador MPC em operação normal.	69
Figura 35	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador MPC com tensão distorcida.	70
Figura 36	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador FCS 3 vetores em operação normal.	70
Figura 37	FFT da corrente injetada na rede pelo controlador FCS 3 vetores com tensão distorcida.	71
Figura 38	FFT da tensão de saída do inversor para os três controladores.	72
Figura 39	Diagrama em blocos do RPC para conversor da rede.	89
Figura 40	Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P para operação normal.	92
Figura 41	Desempenho de estado estável com RPC.	93
Figura 42	Sinal medido e referência para correntes alfa e beta. A linha verde é a referência de corrente alfa e a linha amarela é o sinal de corrente da rede alfa. A linha roxa é a referência de corrente beta e a linha azul é o sinal de corrente da rede beta.	94

Figura 43	Tempo de resposta do degrau da potência ativa P	94
Figura 44	Tempo de resposta do degrau da potência reativa Q	95
Figura 45	Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P .	96
Figura 46	Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência reativa Q	96
Figura 47	THDi de comparação de corrente de rede operando sob tensão distorcida.	97
Figura 48	Resposta do grau de potência RPC em operação normal.	98
Figura 49	Resposta do grau de potência FCS em operação normal.	98
Figura 50	Resposta do grau de potência do PC sob tensão distorcida.	99
Figura 51	Resposta do grau de potência FCS sob tensão distorcida.	100
Figura 52	Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P .	101
Figura 53	THDi de comparação de corrente de rede operando sob tensão distorcida.	101

Lista de tabelas

Tabela 1	Vetores de tensão e Estados da Chaves.	46
Tabela 2	Parâmetros da Rede.	55
Tabela 3	Harmônicas.	59
Tabela 4	Comparação de distorção harmônica total em operação normal	71
Tabela 5	Comparação de distorção harmônica total sob tensão distorcida	71
Tabela 6	Valores de distorção harmônica	92
Tabela 7	Comparação de distorção harmônica total em operação normal	99
Tabela 8	Comparação de distorção harmônica total sob tensão distorcida	100
Tabela 9	Parâmetros da rede e a configuração experimental.	103

Lista de siglas

CA	Corrente Alternada
CARIMA	<i>Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Averag</i>
CC	Corrente Contínua
CPR	Controle Preditivo Robusto
CPRM	Controle Preditivo Robusto Modulado
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DSVM	<i>Discrete Space Vector Modulation</i>
FCS	<i>Finite Control Set</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
LFT	<i>Linear Fractional Transformation</i>
MI	Motor de Indução
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral Derivativo
PR	Proporcional Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

RPC *Repetitive Predictive Control*

SVM *Space Vector Modulation*

THD *Total Harmonic Distortion*

VSI *Voltage Source Inverter*

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Contribuição da Tese	29
1.2	Estrutura do Trabalho	29
2	Revisão Bibliográfica	31
2.1	Controladores Preditivos	31
2.1.1	Controladores Preditivos Baseados em Modelo	31
2.1.2	Controladores Preditivo do tipo <i>Finite Control Set</i>	32
2.1.3	Controle Preditivo do tipo <i>Finite Control Set</i> (FCS) para Conversor Conectado à Rede	33
2.1.4	Controle Preditivo baseado em Modelo com Modulador Aplicado ao Inversor de Rede sob Tensão Distorcida	34
2.2	Controle Robusto	35
2.2.1	Controle Robusto tipo H_∞	36
2.2.2	Controle Robusto para Conversores Conectados à Rede	37
2.2.3	Controle Robusto do tipo <i>Finite Control Set</i> para Gerador de Indução Duplamente Alimentado	38
2.3	Técnicas de Controle Aplicada ao Conversor da Rede	39
3	Modelo Matemático e CPR Aplicado ao Conversor Conectado à Rede	43
3.1	Modelo no Referencial ABC	43
3.2	Modelo no Referencial Estacionário $\alpha\beta$	43
3.3	Controle FCS Robusto para Conversor conectado à Rede	46
3.3.1	Controladores <i>Finite Control Set</i> Robusto	46
3.4	Controle Preditivo Robusto Modulado (CPRM)	47
3.4.1	A parte robusta para a rede conectada	47
3.5	Modulação do CPRM	49
3.6	Análise da Robustez do CPRM para Conversor conectado à Rede	51

3.6.1	Análise do local raiz	51
4	Resultados Experimentais	55
4.1	Operação Normal	56
4.2	Tensão Distorcida	59
4.3	Variação Paramétrica	62
4.4	Comparação com FCS-Modulado e MPC	64
4.4.1	Frequência de Chaveamento e FFTs	68
5	Conclusão	73
	Referências	77
	Apêndices	83
APÊNDICE A	Controle Preditivo Repetitivo para Conversor conectado à Rede	85

Introdução

Os conversores conectados à rede elétrica podem ser encontrados em aplicações de energias renováveis, a qual cada vez mais busca obter o maior proveito da energia gerada podendo ser de turbinas eólicas, painéis fotovoltaico ou sistemas de transmissão CC de alta tensão entre outras(LUNARDI; FILHO, 2018). Neste tipo de aplicação pode se encontrar o acionamento dos conversores por uma estratégia de controle vetorial, a qual o vetor tensão fornecido pelo sistema de controle determina quais chaves deverão ser acionadas e o tempo que ficarão acionadas (PRASAD et al., 2008). Os conversores podem fornecer um desempenho de controle excelente e flexível em comparação aos conversores comutados por técnicas mais simples, como por exemplo o acionamento *Six-Step*(HUBER; KUMAR; JOVANOVIĆ, 2015). No entanto, um conversor com a estratégia de controle vetorial convencional sofre de problemas de estabilidade e desempenho quando conectado à rede fraca (ou seja, uma rede de alta impedância), ou com distorções(EGEA-ALVAREZ et al., 2015)(ZHANG; HARNEFORS; NEE, 2010).

A ideia de se implementar um controle em um sistema de energia é controlar as potências ativa e reativa por meio das correntes fornecidas à rede(KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). O esquema de controle requer medição das fases (tensão e corrente), como do componente fundamental da tensão da rede (BLAABJERG et al., 2006). Esta informação é obtida a partir de uma malha de sincronismos de fase (PLL do inglês *Phase Locked Loop*) que utiliza a tensão da rede como entrada e gera a informação de frequência e fase como suas saídas(GOLESTAN et al., 2013).

Diferente da abordagem do controle clássica, como o Proporcional- Integral(PI), existem outros controles para conversores conectados à rede, um deles é o Modelo de Controle Preditivo (MPC do inglês Model Predictive Control)(KOURO et al., 2009), o qual também precisa da informação da tensão da rede.

O MPC foca em selecionar o estado de comutação que otimiza a função de custo desejada. A eficiência da abordagem MPC depende que o modelo de planta seja o mais próximo possível do sistema real, que no caso dos conversores conectados à rede depende da precisão na medição da tensão e corrente da rede e também de conhecer os valores

dos parâmetros da rede. Independentemente da estrutura de controle utilizada para o conversor conectado à rede, pode se observar que conhecer a tensão da rede é essencial para obter o melhor desempenho, a tensão da rede é geralmente medida usando um sensor de tensão, o mesmo serve para a corrente que utiliza medidores de corrente.

Outro tipo de controlador é o controle robusto, que lida em projetar sistemas de controle na presença de incertezas significativas da planta. Nas últimas décadas, a teoria de robustez foi desenvolvida para a solução deste problema, especialmente no que diz respeito a sistemas multivariáveis caracterizados no domínio da frequência. Algumas das principais contribuições da teoria de controle robusto moderno incluem o desenvolvimento de técnicas de síntese para estabilização robusta e otimização de sensibilidade das normas H_2 e H_∞ de sistemas multivariáveis (GREEN; LIMBEER, 2012). Os dois problemas são equivalentes quando a incerteza não é estruturada em bloco único por meio da aplicação do teorema de pequeno ganho. Esta consequência de estabilidade robusta foi provavelmente a principal motivação para o desenvolvimento de métodos H_∞ . A análise e a síntese para sistemas com múltiplos blocos de incertezas podem ser reduzidas na maioria dos casos a um problema H_∞ equivalente com escalas adequadas. Portanto, uma solução para o problema de controle H_∞ é a chave para todos os problemas de robustez.

Por outro lado, em (MOON; LEE; LEE, 2018) ele apresenta controle preditivo robusto, mas usando Modulação vetorial de espaço discreto (dos inglês *Discrete Space Vector Modulation* (DSVM)), que fornece uma combinação finita dos oito vetores de tensão do inversor. Alguns dos exemplos de aplicação deste tipo de controlador robusto são esses artigos que (COSTA et al., 2010; FILHO et al., 2018b) demonstraram o uso de controles robustos em GIDA que podem ser encontrados em sistemas de energia eólica. Quando um controle robusto é aplicado neste tipo de sistema os benefícios podem ser a garantia de um bom desempenho a partir de valores de parâmetros incertos e perturbações que ocorrem em situações práticas. Esta perturbação pode ser uma tensão desequilibrada e distorcida, que é o foco de (LAI; KIM, 2017). Além do controle robusto, os autores usam um esquema PLL para extrair uma forma de onda filtrada para ser utilizada como referência.

1.1 Contribuição da Tese

A presente tese foca na união das técnicas de controle preditiva e robusta que pode proporcionar uma combinação eficaz, a qual pode obter um controlador que possui robustez às incertezas paramétricas do sistema, e a otimização da função custo que irá fornecer valor da tensão a ser aplicado à rede para obter o menor erro entre a referência e sinal controlado. A parcela preditiva do controlador é baseada em função dos valores futuros e no modelo do conversor, que simplifica o projeto de controle por ser baseado em modelo, desde que o modelo matemático esteja compatível com a planta física. Além de ser capaz de seguir o sinal senoidal de referência e robusto a variação de parâmetros, esse tipo de controlador possibilita a rejeição de distúrbios na rede, como por exemplo uma rede fraca onde pode se encontrar harmônicos devido a cargas não lineares.

Além do controle proposto nesta Tese, uma contribuição extra está apresentada no apêndice. Sendo esse um controlador que unifica a técnica de controle Preditivo juntamente com o Controle Repetitivo. Esta união de ambas técnicas de controle pode proporcionar uma combinação eficaz, a qual pode obter um controlador que possui erro estacionário nulo por meio do modelo interno do sistema, e a otimização do valor da tensão a ser aplicado à rede utilizando um PWM, com resultado para teste com tensão distorcida em um sistema conectado a rede elétrica.

1.2 Estrutura do Trabalho

O segundo capítulo apresenta a revisão bibliográfica, com finalidade de compreender a utilização dos conversores aplicados à rede e às técnicas de controle aplicadas; o terceiro capítulo aborda o modelo matemático e o controle aplicado ao conversor de potência, além de uma análise da robustez do sistema. Então, os resultados são apresentados no quarto capítulo para demonstrar a eficácia do controle preditivo robusto. Por fim, as conclusões obtidas a partir do assunto estudado são apresentadas no quinto capítulo.

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo, serão apresentados aspectos sobre tipos de controladores para conversores conectados à rede.

2.1 Controladores Preditivos

O objetivo geral do controle preditivo é utilizar o modelo da planta para calcular a trajetória de uma variável manipulada futura, e determina a entrada ideal de acordo com a função custo (ou objetivo) estabelecida, assim otimizar o comportamento futuro da planta. A otimização é realizada dentro de um tempo limitado dando informações sobre a planta no início da janela de tempo, ou seja, dentro de um tempo de amostragem já determinado(WANG, 2009).

Com relação às técnicas de controle preditivo, existem inúmeras variedades de métodos desenvolvidos em torno das ideias usuais, tais como, o uso de um modelo de previsão da saída por um processo de instantes futuros (o chamado horizonte de eventos), o cálculo dos sinais de controle que minimizam a função objetivo ou uma estratégia de deslizamento a fim de que em todo momento o horizonte avance para o futuro, onde envolve aplicar o primeiro sinal de controle em cada momento e descartar as restantes, repetindo o cálculo em cada instante de amostragem(CALLE-PRADO et al., 2015).

2.1.1 Controladores Preditivos Baseados em Modelo

Os controladores preditivos baseados em modelo (MPC do inglês *Model Predictive Control*), são controladores que têm como característica utilizar previsões do comportamento futuro do sistema, para realizar o cálculo da lei ótima de controle com base em um determinado critério de desempenho determinístico ou estocástico. Teve incio na década de 70 apenas para processos onde a dinâmica era lenta, pois devido a necessidade de muitos cálculos em um curto espaço de tempo e à baixa velocidade relativa dos processadores

existentes (FILHO et al., 2018a) naquele período, sistemas com uma dinâmica mais rápida se mostrava inviável a aplicação. Com a evolução desses processadores tornou-se possível a sua aplicação em acionamentos eletrônicos de potência (ZHANG; YANG, 2016), e por se tratar de um controle baseado no modelo, dispensa a necessidade da sintonia do controle como no caso dos PIs.

Dentre as técnicas existentes de MPC, um tipo é o controle preditivo generalizado (GPC do inglês *Generalized Predictive Control*), o qual usa um modelo de processo CARIMA (do inglês *Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average*) com emprego da função de transferência da planta para realizar as previsões.

Como apresentado em (ALKORTA et al., 2014) esse controlador é aplicado em um motor de indução gaiola de esquilo e sendo capaz de realizar o controle das correntes da planta.

Na Tese (CHAVES, 2018), apresenta o algoritmo de controle preditivo generalizado, em operação com velocidade variável com robustez quando se trata de variação nos parâmetros, em aplicações de sistemas eólicos baseados no gerador de indução duplamente alimentado. Devido às limitações de processamento em tempo real, o MPC recentemente ganhou popularidade em aplicações eletrônicas de potência (GEYER; QUEVEDO, 2015).

2.1.2 Controladores Preditivo do tipo *Finite Control Set*

Uma alternativa para o MPC, é apresentado em (RODRIGUEZ; CORTES, 2012) sendo um algoritmo de controle mais simples com relação ao GPC, porém limitado ao número de possibilidades para valores de tensão na saída do inversor. Inicialmente é apenas capaz de prever um horizonte e trabalha com frequência de chaveamento variável, utilizando o modelo matemático da planta, o qual facilita o projeto do controlador, não sendo necessário a sintonia do controlador. Entretanto, há a necessidade de que o modelo esteja próximo à planta real, inclusive os valores dos parâmetros, por exemplo para aplicações em conversores conectados à rede, os valores dos componentes do filtro devem ser conhecidos, uma vez que fazem parte do modelo matemático.

Os algoritmos para o controle preditivo de corrente em inversores trifásicos de tensão (VSI do inglês *Voltage Source Inverter*), podem ser implementados diretamente a uma carga (e.g Motor de Indução) e controlado por um microprocessador para condições de carga onde a força contra eletro-motriz é conhecida e/ou desconhecida, são apresentados na década de 90 em (HOLMES; MARTIN, 1996). A lei de controle é obtida pela otimização de uma função objetivo considerando o esforço de controle e a diferença entre os resultados de potência ativa e reativa previstos e suas referências.

O artigo (GELDENHUYS et al., 2016) trata do controle de corrente de malha interna, executado para conversor trifásico conectado à rede usando em conjunto, o modelo de controle preditivo do tipo *finite control set* em horizontes longos. O método de decodificação proposto é implementado para aliviar carga computacional do uso de horizontes

longos, realizando processo de busca mais eficiente (KARAMANAKOS; GEYER; KENNEL, 2014), (GEYER; QUEVEDO, 2014).

2.1.3 Controle Preditivo do tipo *Finite Control Set*(FCS) para Conversor Conectado à Rede

O controle preditivo, poder ser utilizado para gerir o controle do conversor que será conectado à rede elétrica. Uma forma é o controle por tensão, usando o controle preditivo para regular a corrente da forma apresentada na Figura 1. Um PI é usado para controlar a tensão do barramento CC e a amplitude da corrente de referência de entrada. A referência de corrente é calculada por meio da multiplicação da saída do PI e da tensão da rede(RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

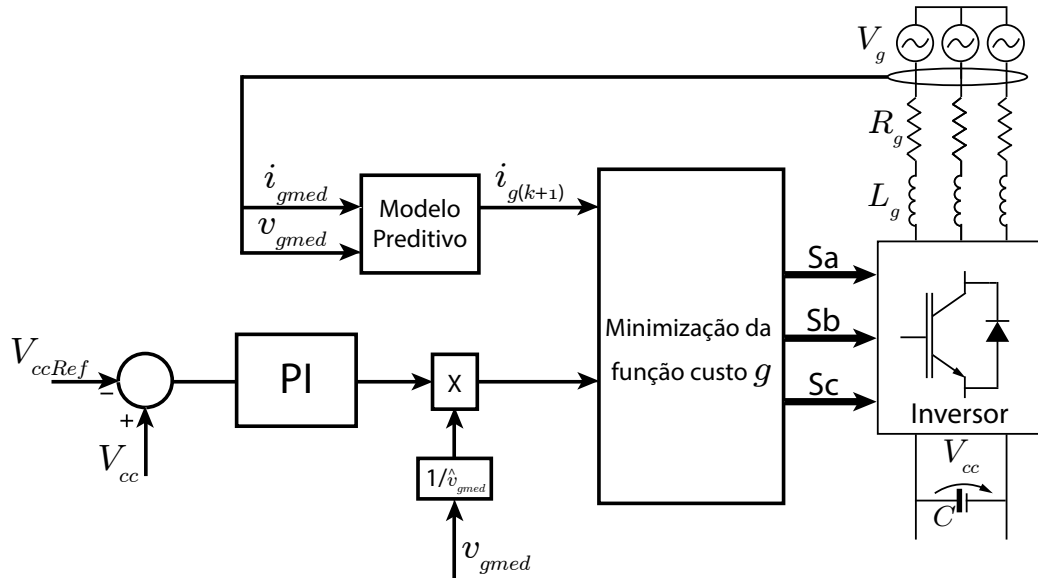


Figura 1 – Diagrama em bloco do controle preditivo para conversor da rede.

O controle preditivo de corrente deve apresentar menor erro possível, com uma rápida resposta dinâmica. Para esse efeito, é necessário definir uma função de custo apropriada que deve mensurar o erro da corrente de entrada, conforme apresentado na equação (1), em que considera o valor absoluto do erro entre a referência e a corrente predita, tal função custo é característica do controlador do tipo FCS presente na literatura.

$$g = |i_{Ref,\alpha} - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{Ref,\beta} - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (1)$$

onde, $i_{Ref,\alpha}$ e $i_{Ref,\beta}$, são respectivamente as correntes de referência da rede no referencial estacionário, $i_{\alpha}^p(k+1)$ e $i_{\beta}^p(k+1)$ são respectivamente as correntes futuras da rede no referencial estacionário.

2.1.4 Controle Preditivo baseado em Modelo com Modulador Aplicado ao Inversor de Rede sob Tensão Distorcida

O controle do tipo MPC apresentado em (LUNARDI et al., 2021) é aplicado a um conversor conectado à rede elétrica, o artigo demonstra o método de elaboração do controlador, além dos testes experimentais do sistema conectado a uma rede com distorções harmônicas, as quais podem ser geradas devido a cargas não lineares. Para isso o controlador deve resolver a função custo (2), e obter o valor de tensão a ser aplicado no inversor por meio de um PWM, para injetar às correntes equivalentes as potências ativa e reativas solicitadas ao controlador.

$$V = \left(H^T W_y H + W_u \right)^{-1} H^T W_y (ref - P_{px} i_{gk}) \quad (2)$$

Onde V é a tensão a ser aplicada no inversor, W_u é a matriz que pondera os esforços de controle da tensão do inversor menos os vetores de tensão da rede, W_y é a matriz que pondera as correntes de rede controladas (saídas) e suas previsões. ref é o sinal de referência e i_{gk} é o sinal medido. H e P_{px} são matrizes baseadas no modelo da planta, sua elaboração pode ser encontrada no artigo (LUNARDI et al., 2021).

O diagrama em blocos do controlador mais a planta é apresentado na Figura 2

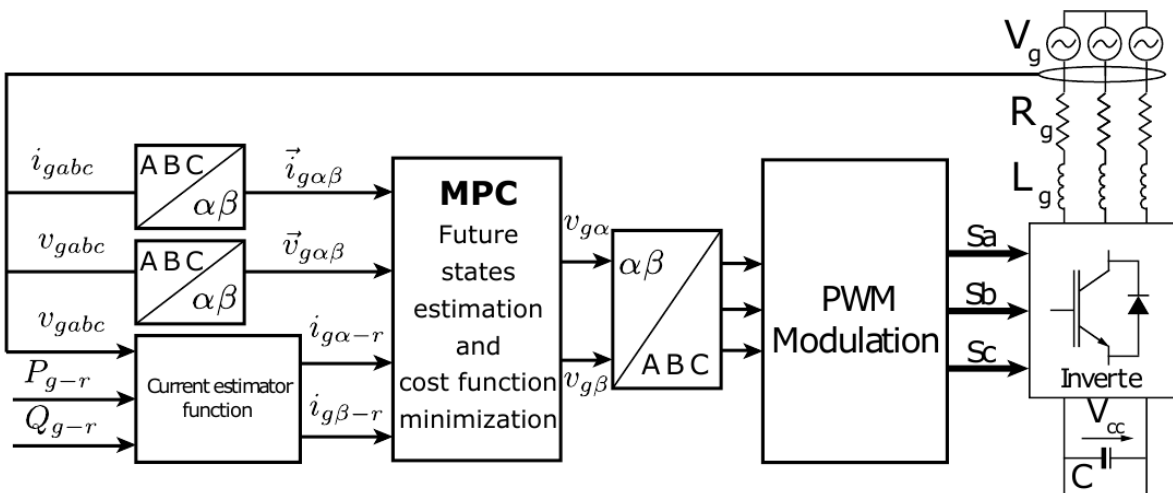


Figura 2 – Diagrama em bloco do sistema de controle do tipo MPC conectado à rede (LUNARDI et al., 2021).

O controlador do tipo preditivo apresentado depende dos horizontes escolhidos, sejam eles de predição ou controle, com isso há um aumento no esforço computacional necessário para realizar o cálculo dos ganhos, o qual pode ser visto como uma desvantagem do controlador. Outra desvantagem que deve ser destacada é o fato de a escolha das matrizes W_u e W_y estarem diretamente ligadas ao desempenho que o controlador terá. Para

isso, é necessário testar com diversos valores para uma escolha heurística de matrizes. Entretanto, existem técnicas para que a escolha de matrizes possa ser feita de forma analítica semelhante a (RODRIGUES et al., 2019).

2.2 Controle Robusto

Outro tipo de controle conhecido na literatura é o Controle Robusto, no projeto a robustez é uma parte crucial, pois os sistemas reais são suscetíveis a perturbações externas, ruído de medição e incertezas entre modelo matemático e sistema real. Um engenheiro de controle é responsável por projetar um controlador que irá estabilizar a planta, caso não seja estável naturalmente, e ainda satisfazer os critérios de desempenho, mesmo com o sistema sob sinais de perturbação, interferência de ruído, dinâmica de planta não modelada e variações de parâmetros da planta(DORATO, 1987).

Assim por meio de mecanismo de controle por realimentação, embora sejam introduzidas as questões de alto custo (e.g. uso de sensores), complexidade do sistema (implementação e segurança) e mais preocupações com a estabilidade esse mecanismo é capaz de controlar o sistema com eficiência(GU; PETKOV; KONSTANTINOV, 2005). No controle clássico de entrada única e saída única, a robustez é alcançada garantindo boas margens de ganho e fase. Projetar para boas margens de estabilidade geralmente também resulta em respostas de tempo boas e bem amortecidas, ou seja, desempenho excelente(SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2007).

Controle Robusto é uma classe de controladores os quais lidam com as incertezas presentes no modelo da planta. Os projetos de controladores robustos são aptos a superarem as pequenas variações que existem entre o modelo real da planta e o modelo utilizado para o projeto do controlador(ZHOU; DOYLE, 1998). Os problemas de robustez podem ser separados em dois principais tipos.

- Problemas de análise: Os sinais controlados (incluindo erros de rastreamento, sinais de controle, etc.) devem atingir o desempenho desejado para todos os ruídos admissíveis, perturbações e incertezas do modelo.
- Problemas de síntese: O projeto do controlador satisfaz o desempenho desejado independentemente dos ruídos, perturbações e incertezas do modelo admissíveis.

Grande parte da análise e síntese é feita em uma estrutura de transformação linear fracionária unificada (do inglês *Linear Fractional Transformation* (LFT)).

O sistema pode ser colocado no diagrama em bloco geral na Figura 3, onde " P " é a matriz de interconexão, " K " é o controlador, " Δ " é o conjunto de todas as incertezas possíveis, " w " é um sinal vetorial incluindo ruídos, perturbações e sinais de referência,

" z " é um vetor sinal incluindo todos os sinais controlados e erros de rastreamento, " u " é o sinal de controle e " y " é a medição.

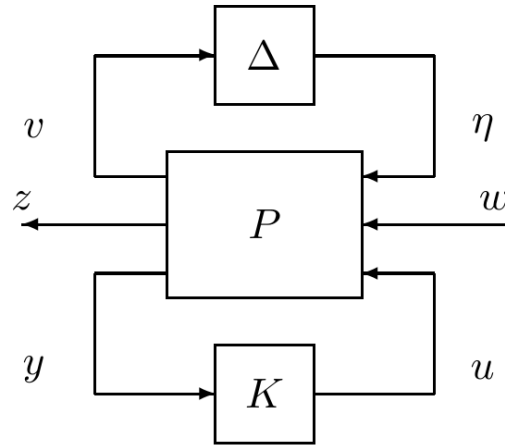


Figura 3 – Diagrama em bloco do LFT (ZHOU; DOYLE, 1998).

Esta representação em bloco do LFT representa a generalização do conceito central de um controlador robusto, onde no projeto as incertezas, distúrbios ou/e elementos os quais criam uma diferença entre o real e o estimado em projeto sejam considerados afim de minimizar o impacto na operação do sistema. Semelhante ao controle preditivo, o controle robusto existe em diferentes modos os quais alguns serão apresentados nas subseções a seguir.

2.2.1 Controle Robusto tipo H_∞

Tradicionalmente projetista de controle focam em projetar compensadores derivativos integrativos proporcionais (PID) usando uma variedade de diferentes técnicas de resposta de frequência. Tais projetos ao longo do tempo apresentam uma ineficiência em lidar com equilíbrio entre margem de ganho e a largura de banda do controle em malha fechada, até encontrar um controle com um desempenho aceitável. Entretanto, quando a dinâmica da planta é complexa e mal modelada, ou com especificações de desempenho rígidas, as dificuldades em projeto de controle começam a aparecer, e quando encontrada é uma solução custosa em termos de tempo e investimento (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2007).

A norma H_∞ é uma otimização no domínio da frequência sintetizada em resposta à necessidade de um procedimento de síntese que aborda explicitamente as questões de erros de modelagem. A filosofia básica é tratar o pior cenário possível: "se você não sabe o que está enfrentando, planeje o pior e otimize. Para que tal estrutura seja útil, ela deve ter as seguintes propriedades" (GREEN; LIMEBEER, 2012):

- ❑ Deve ser capaz de lidar com erros de modelagem da planta e distúrbios desconhecidos.
- ❑ Deve representar uma extensão natural à teoria de realimentação existente, pois isso irá facilitar uma transferência fácil de intuição do ambiente clássico.
- ❑ Deve ser passível de otimização significativa.
- ❑ Deve ser capaz de lidar com problemas multivariáveis.

O Controle Robusto tipo H_∞ se trata de uma técnica clássica para controladores robustos, o qual consiste em calcular a norma H_∞ para matrizes de transferência, no domínio do tempo para uma planta linearizada.

2.2.2 Controle Robusto para Conversores Conectados à Rede

Em (YANG et al., 2010) um controle robusto é aplicado a um conversor conectado à rede elétrica, para lidar com o problema de estabilidade, um controlador H_∞ com robustez explícita em termos de variações da impedância da rede é proposto para incorporar o desempenho de rastreamento e margem de estabilidade desejados.

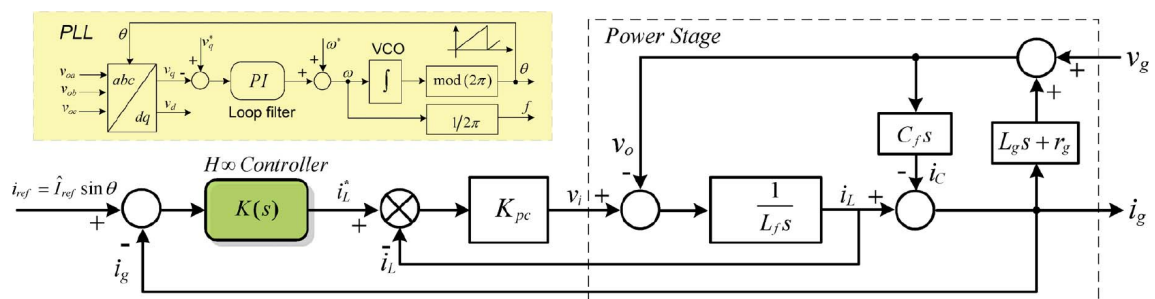


Figura 4 – Diagrama em bloco do sistema de controle robusto para Inversores Conectados à Rede (YANG et al., 2010).

Por meio dos valores singulares do controlador mais planta é projetado para atender os critérios de desempenho e estabilidade do sistema, e a robustez do controlador para possíveis variações da impedância da rede é analisada por testes simulados e experimentais.

2.2.3 Controle Robusto do tipo *Finite Control Set* para Gerador de Indução Duplamente Alimentado

O artigo (FILHO et al., 2018b) apresenta uma união entre um controlador do tipo *Finite control Set* e o conceito de robustez à variação de parâmetros da máquina. Os autores utilizam o modelo da máquina e a partir do modelo obtém um ganho capaz de compensar possíveis incertezas nos parâmetros presentes no sistema, sendo G o ganho responsável por compensar a variação entre modelo e planta real.

$$G = \left(\frac{-R_2 T}{\sigma L_2} - jT\omega_{sl} \right) \quad (3)$$

Onde R_2 é a resistência do rotor, L_2 é a indutância do rotor, T é o tempo de amostragem e ω_{sl} é a frequência angular do escorregamento.

A Figura 5 apresenta o diagrama em bloco de todo o sistema, onde é possível ver todos os elementos para aplicar o controlador robusto ao GIDA. Onde, por meio de medições da tensão e corrente da rede elétrica, então utilizando o modelo para predição e o ganho G para compensar as incertezas na planta se obtém o controlador preditivo robusto para o GIDA.

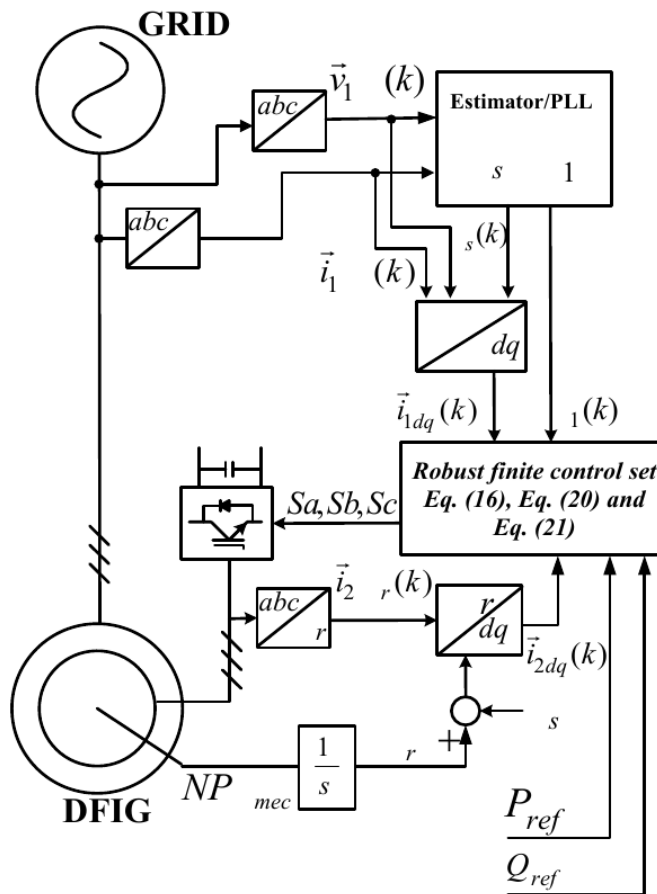


Figura 5 – Diagrama em bloco do sistema de controle Robusto do tipo *Finite Control Set* para o GIDA presente no artigo (FILHO et al., 2018b).

A robustez é comprovada com os resultados práticos apresentados e teste com a variação da indutância e resistência interna da máquina. O gerador de indução é uma parte fundamental para o sistema de geração de energia no caso para sistema eólicos, porém diferente do GIDA outras máquinas elétricas ou sistemas para energia solar, não podem ser conectados diretamente à rede elétrica. Vendo isso, com base na técnica apresentada em (FILHO et al., 2018b) a presente tese buscou elaborar um controlador que possa aproveitar os benefícios do controle preditivo embasado no tipo FCS. Juntamente a robustez do controle robusto na questão de ser capaz de lidar com as incertezas na planta, porém não utilizando o conceito convencional do cálculo da norma H_∞ , e por fim implementando em um conversor conectado à rede para sistema de geração de energia.

2.3 Técnicas de Controle Aplicada ao Conversor da Rede

O controlador para o lado da rede elétrica, trata-se de uma estratégia de controle amplamente citada na literatura. Com objetivo de seguir um sinal de referência aplicado para manter níveis aceitáveis de distorção e reduzir as perdas diminuindo a frequência de comutação, sendo importante em conversores de alta potência (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013).

O esquema desses controladores é baseado no uso da transformação de estado referencial (a, b, c) para o referencial assíncrono (α, β) ou síncrono (d, q) , com o emprego da posição espacial do vetor tensão da rede, a qual facilita o controle do conversor conectado à rede elétrica, dado que a estratégia de controle é realizada no referencial determinado pelo projetista.

Para essas estratégias de controle, precisa-se das tensões e correntes do lado da rede elétrica. Para isso, as correntes da rede têm que estar no estado referencial determinado, (α, β) ou (d, q) , e as correntes de fase $i_{g,a}$, $i_{g,b}$ e $i_{g,c}$ são transformadas em correntes no referencial desejado. Por outro lado, a tensão da rede é medida e seu ângulo é detectado por meio do *Phase-locked Loop* (PLL)(GUPTA, 1975), com finalidade de obter as tensões no estado referencial v_g, d e v_g, q quando se utilizar o referencial síncrono. Esse ângulo é utilizado para a transformação das variáveis no referencial (a, b, c) para (d, q) e vice-versa.

As subseções seguintes irão apresentar técnicas já conhecidas na literatura para se controlar as correntes da rede em função das potências desejadas, muitos desses sistemas fazem parte de um sistema de geração de energia.

A Figura 6 demonstra em diagrama de blocos todo sistema de Controle por Orientação de Tensão em malha fechada com emprego de controladores proporcional-integral (PI)(DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009). O qual a partir da tensão da rede orienta o sistema para o (d, q) , tornando assim a potência ativa e reativa diretamente proporcional

as correntes i_d e i_q , uma vez que o sistema orientado a tensão $v_d = 0$ (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A corrente do eixo direto i_d controla diretamente a potência ativa da rede P_g , da mesma forma, a corrente do eixo em quadratura i_q controla diretamente a potência reativa Q_g . A vantagem é que o controle dessas duas componentes $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$ é independente e proporciona um meio eficaz para o controle da potência ativa e reativa do lado da rede elétrica (WU et al., 2011).

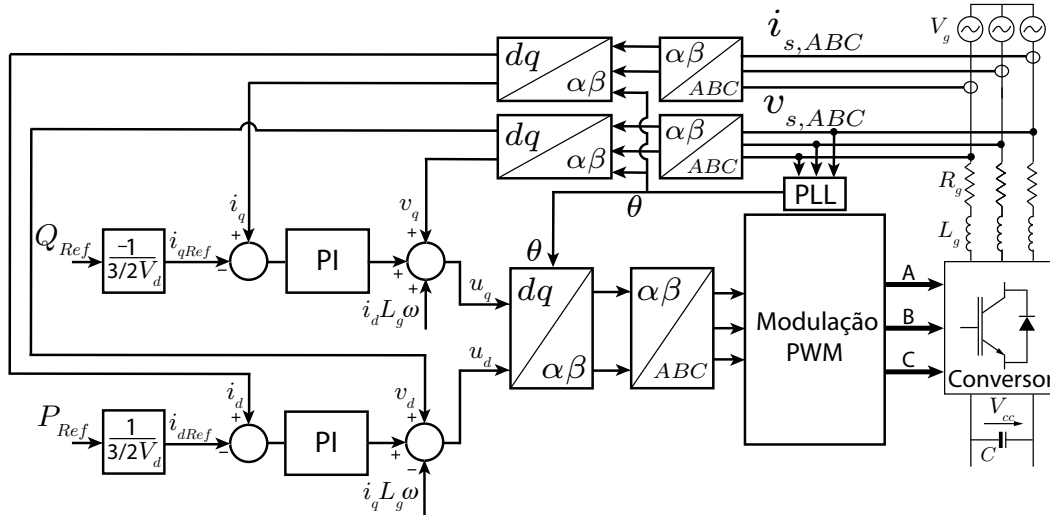


Figura 6 – Diagrama em bloco do COT.

O capacitor C do barramento Corrente Contínua(CC) permite armazenar a diferença de potência ativa instantânea entre os lados corrente alternada(CA) e CC do conversor *back to back*, e como consequência existe uma variação na tensão no barramento CC.

O capacitor e indutor podem ser projetados como segue (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), o capacitor a partir da equação,

$$C = \frac{S_n}{V_{cc}\Delta V_{cc}\omega_g}, \quad (4)$$

sendo, S_n é a potência nominal do conversor *back to back*, V_{cc} é a tensão no barramento de CC, ΔV_{cc} é a variação da tensão no barramento CC, e ω_g é a velocidade angular da rede elétrica.

O filtro L_g , pode ser calculado por meio da seguinte expressão,

$$L_g = \frac{V_{RMS}}{2\sqrt{6}f_0\Delta I}, \quad (5)$$

sendo que, V_{RMS} é o valor eficaz da tensão da rede, f_0 é a frequência de chaveamento, e ΔI é a variação da corrente no indutor.

Como as correntes proporcionais às potências, o sistema é realimentado e utilizando um PI providencia a tensão que deve ser aplicada no inversor, para injetar as corrente na rede de acordo com as referências de potência.

Além do PI outros controladores como o *Deadbeat* pode ser aplicado neste tipo de planta. Este controlador consiste em levar o sistema ao erro estacionário igual a zero com o menor número de tempo de amostragem. Porém isso está limitado ao sinal de controle máximo do sistema, uma vez que para realizar o controle com o menor número de amostragem pode se obter uma solução onde o sinal de controle pode ser infinito. Basicamente, para um sistema discreto a solução que se obtém com o menor número de amostragem está quando todos os polos da planta mais controlador estão na origem do plano z (VAEZ-ZADEH, 2018).

Em (MOHAMED; EL-SAADANY, 2007) é apresentado um controlador do tipo *Deadbeat* conectado à rede elétrica, e que utiliza um sistema para um auto ajuste do modelo da carga que permite fazer uma estimação dos parâmetros da carga on-line.

O controle repetitivo é amplamente utilizado em inversores conectados à rede devido à sua eficácia em rejeitar perturbações periódicas, é baseado no modelo interno usando uma função de transferência ou um modelo de espaço de estado do sistema (FRANCIS; WONHAM, 1976). O controle repetitivo é baseado no princípio do modelo interno e tem um bom desempenho na rejeição de interferências periódicas. Considerando que a interferência na tensão da rede é periódica, o controle repetitivo pode ser implementado para resistir a essa interferência. Em um controlador repetitivo típico, uma unidade de avanço de tempo é a vezes necessária para compensar o atraso do sujeito de controle (LIU et al., 2012).

Em (CHEN; ZHANG; QIAN, 2012) os autores apresentam um controlador repetitivo conectado, utilizando um filtro de resposta ao impulso finito (do inglês *Finite Impulse Response* (FIR)). O filtro FIR substitui a função auxiliar de estabilização, e possui característica linear ajustável. O esquema de controle repetitivo aprimorado varia o filtro FIR de acordo com a frequência da rede e pode manter seus pontos ressonantes combinando bem com as frequências fundamentais e harmônicas da rede.

Um controlador proporcional-ressonante (PR) é usado para substituir o controlador proporcional-integral (PI) convencional. Em comparação com o método de controle PI convencional, o controle PR pode introduzir um ganho infinito na frequência fundamental e, portanto, pode atingir zero erro de estado estacionário. A grande desvantagem desse tipo de controlador está no fato que se deve conhecer todas as frequências que se deseja atingir o ganho infinito (LIU et al., 2014).

Em (QUAN, 2020) um algoritmo de eliminação de polo dominante é aplicado ao controle de tensão, o algoritmo é estendido para controle ressonante proporcional com dupla realimentação para melhorar a resposta dinâmica.

Para realizar a integração do conversor à rede existem alguns métodos para o acionamento do conversor. Primeiramente o mais usual para diferentes tipos de controladores é o acionamento por modulação por largura de pulso ou do inglês *Pulse-Width Modulation* (PWM) (SUN, 2012) que consiste em definir uma largura do pulso de acordo com uma onda triangular ou em rampa comparada ao sinal que deve ser modulado.

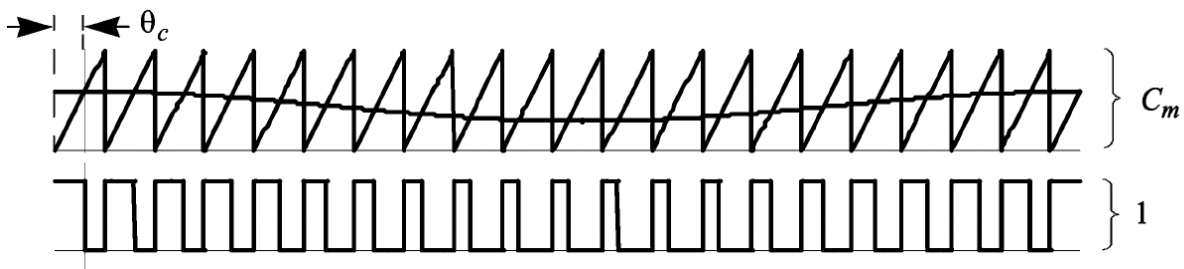


Figura 7 – Modulação de Largura de Pulso sinal modulado e onda em rampa(SUN, 2012).

A Figura 7 apresenta como o sinal de pulso quadrado muda sua largura de acordo com o sinal de referência ou sinal a ser modulado. No caso dos sistemas de controle, o controlador irá fornecer o sinal a ser modulado e então com a onda quadrada determina o período que as chaves do conversor ficaram acionadas para reproduzir o sinal modulado na saída do conversor assim controlando a potência injetada à rede(KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002).

No caso dos controladores do tipo FCS, o método de acionamento pode ser muito simples, pois deve-se acionar as chaves referentes ao vetor tensão até que seja realizada a nova escolha do vetor tensão que minimiza a função custo. Porém uma vez que o mesmo vetor é escolhido em outro instante de tempo pode gerar uma frequência de chaveamento variada, a qual é uma desvantagem para o sistema de potência pois dificulta o cálculo do filtro entre rede e conversor e até podendo gerar ruído na rede(LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

Em (LLOR et al., 2012) a modulação vetorial espacial discreta é estendida para ser utilizada com controle preditivo, onde vetores virtuais são considerados no algoritmo de controle que é sintetizado através de um modulador externo, obtendo frequência de chaveamento constante.

Porém tratando-se de uma solução complexa para resolver este problema, (TARISCIOTTI et al., 2013) propôs uma nova solução que permite a operação em uma frequência de chaveamento fixa. Mantendo as vantagens do controle preditivo e de uma maneira mais simples para o cálculo dos tempos que cada vetor deve ser acionado para gerar um vetor virtual e mantendo a frequência fixa.

Visto nas seções anteriores, a presente tese teve como foco a união dos controles preditivos e robusto, os quais não são encontrados na literatura aplicados ao conversor conectados à rede elétrica. Além de utilizar um método diferente para realizar os cálculos dos períodos de trabalho para o PWM, baseado nos tempos de acionamento dos vetores adjacentes e vetor nulo para obter o vetor virtual produzindo uma frequência fixa no chaveamento do conversor.

Modelo Matemático e Controle Preditivo Robusto Aplicado ao Conversor Conectado à Rede

Essa capítulo é responsável por demonstrar o modelo da rede, por meio de equações diferenciais que relacionam as características elétricas da rede.

3.1 Modelo no Referencial ABC

O conversor conectado à rede é modelado de acordo com o filtro entre o inversor e a rede. O qual pode controlar as potências ativas e reativas fornecidas para rede, com a implementação de estratégias de controle tais como orientação de tensão(COT) ou controle preditivo entre outros. Para isso, é necessário utilizar o modelo em regime permanente, conforme Equações (6), (7) e (8).

$$v_{inv,a} = R_g i_{g,a} + L_g \frac{di_{g,a}}{dt} + v_{g,a} \quad (6)$$

$$v_{inv,b} = R_g i_{g,b} + L_g \frac{di_{g,b}}{dt} + v_{g,b} \quad (7)$$

$$v_{inv,c} = R_g i_{g,c} + L_g \frac{di_{g,c}}{dt} + v_{g,c} \quad (8)$$

onde, v_{inv} é o vetor de tensão do inversor, i_g é o vetor de corrente da rede, v_g o vetor de tensão da rede. R_g e L_g são as resistência e indutância do filtro da rede.

3.2 Modelo no Referencial Estacionário $\alpha\beta$

As equações apresentadas na Seção 3.1, podem também ser representadas em um referencial estacionário utilizando a transformação de Clarke para as Equações (6) - (8),

sendo a assim, o novo referencial é demonstrado pelas equações,

$$\vec{v}_{inv,\alpha} = R_g \vec{i}_{g,\alpha} + L_g \frac{d\vec{i}_{g,\alpha}}{dt} + \vec{v}_{g,\alpha} \quad (9)$$

$$\vec{v}_{inv,\beta} = R_g \vec{i}_{g,\beta} + L_g \frac{d\vec{i}_{g,\beta}}{dt} + \vec{v}_{g,\beta} \quad (10)$$

onde, $v_{inv,\alpha\beta}$ é o vetor de tensão do inversor, $i_{g,\alpha\beta}$ é o vetor de corrente da rede, $v_{g,\alpha\beta}$ todas no referencial estacionário.

A partir dos vetores de tensão e corrente da rede pode-se calcular as potências ativas e reativas, segundo equações (11) e (12),

$$P = \frac{3}{2} \Re[\vec{v}_{g,\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{g,\alpha\beta}^*] \quad (11)$$

$$Q = \frac{3}{2} \Im[\vec{v}_{g,\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{g,\alpha\beta}^*] \quad (12)$$

onde, o sobrescrito * indica o complexo conjugado, P é a potência ativa instantânea, Q é a potência reativa instantânea.

Com as equações (9) e (10) é possível obter os valores futuros das correntes no estator por meio do método de derivada numérica aproximada de Euler conforme apresentado na equação (13) e manipulação algébrica,

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}, \quad (13)$$

obtendo-se assim as equações dos valores futuros da corrente vista em (14) e (15),

$$\vec{i}_{g,\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_g}{L_g}\right) \vec{i}_{g,\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_g} (\vec{v}_{inv,\alpha}(k) - \vec{v}_{g,\alpha}(k)) \quad (14)$$

$$\vec{i}_{g,\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_g}{L_g}\right) \vec{i}_{g,\beta}(k) + \frac{T_s}{L_g} (\vec{v}_{inv,\beta}(k) - \vec{v}_{g,\beta}(k)) \quad (15)$$

onde T_{sp} é o tempo de amostragem. Após discretizar a equação da corrente, deve-se obter as referências de corrente a partir das potências ativas e reativas de referência por intermédio das seguintes equações,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha Ref} \\ i_{\beta Ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3(v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k))} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) & v_\beta(k) \\ v_\beta(k) & -v_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{Ref} \\ Q_{Ref} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Por fim pode-se obter as equações em espaço de estados para o modelo da rede discretizado, conforme apresentada a baixo.

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_\alpha(k+1) \\ \vec{i}_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_g} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT_s}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_\alpha(k) \\ \vec{i}_\beta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_{inv,\alpha}(k) - \vec{v}_{g,\alpha}(k) \\ \vec{v}_{inv,\beta}(k) - \vec{v}_{g,\beta}(k) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Considerando o modelo em espaço de estados sendo :

$$\begin{aligned}x_i(k+1) &= Ax_i(k) + Bu_i(k) \\y_i(k+1) &= Cx_i(k+1)\end{aligned}\tag{18}$$

Onde de forma análoga,

$$x_i(k) = \begin{bmatrix} \vec{i}_\alpha(k) \\ \vec{i}_\beta(k) \end{bmatrix}, x_i(k+1) = \begin{bmatrix} \vec{i}_\alpha(k+1) \\ \vec{i}_\beta(k+1) \end{bmatrix}\tag{19}$$

$$u_i(k) = \begin{bmatrix} \vec{v}_{inv,\alpha}(k) - \vec{v}_{g,\alpha}(k) \\ \vec{v}_{inv,\beta}(k) - \vec{v}_{g,\beta}(k) \end{bmatrix}\tag{20}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_g} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT_s}{L_g} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_g} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\tag{21}$$

3.3 Controle FCS Robusto para Conversor conectado à Rede

3.3.1 Controladores *Finite Control Set* Robusto

Finite Control Set (FCS) é baseado no modelo para obter o comportamento futuro do sistema a fim de minimizar o erro através de uma função de custo (FILHO; FILHO, 2012). O controle visa controlar a potência ativa e reativa injetada na rede, através dos vetores de tensão do inversor conforme Tabela 1.

Tabela 1 – Vetores de tensão e Estados da Chaves.

S_a	S_b	S_c	Vetor Tensão $\vec{v}_{inv}(j)$
0	0	0	$\vec{v}_{inv}(1) = 0$
1	0	0	$\vec{v}_{inv}(2) = \frac{2}{3}V_{cc}$
1	1	0	$\vec{v}_{inv}(3) = \frac{1}{3}V_{cc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
0	1	0	$\vec{v}_{inv}(4) = -\frac{1}{3}V_{cc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
0	1	1	$\vec{v}_{inv}(5) = -\frac{2}{3}V_{cc}$
0	0	1	$\vec{v}_{inv}(6) = -\frac{1}{3}V_{cc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
1	0	1	$\vec{v}_{inv}(7) = \frac{1}{3}V_{cc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
1	1	1	$\vec{v}_{inv}(8) = 0$

A figura 8 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle da rede.

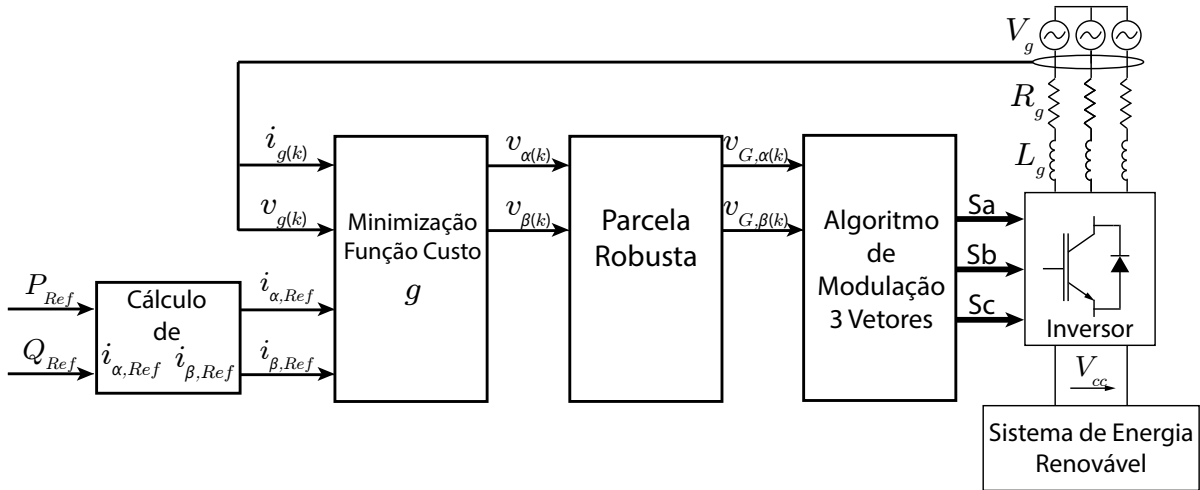


Figura 8 – Diagrama do controle de corrente da rede usando Controle Preditivo Robusto com modulação de três vetores.

A forma discreta do modelo do sistema no referencial estacionário ($\alpha\beta$) apresentada em (14) e (15) pode ser reescrita da seguinte forma :

$$\vec{v}_{inv,\alpha\beta}(k) = R_g \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \frac{L_g}{T_s} \Delta^P \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \vec{v}_{g,\alpha\beta}(k) \quad (22)$$

onde,

$$\Delta^P \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) = \vec{i}_{g,\alpha\beta Ref} - \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k). \quad (23)$$

Os elementos $i_{g,\alpha Ref}$ e $i_{g,\beta Ref}$ do vetor corrente da rede referente à frequência fundamental. As referências de potência ativa e reativa P , Q e o vetor de tensão de rede $v_{\alpha,\beta}$ são utilizadas para compor as referências de corrente (Akagi; Kanazawa; Nabae, 1984) :

$$\begin{bmatrix} i_{g,\alpha Ref} \\ i_{g,\beta Ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3[v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k)]} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) & v_\beta(k) \\ v_\beta(k) & -v_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (24)$$

A frequência da componente fundamental da tensão da rede é considerada para calcular o vetor de tensão do inversor no referencial estacionário usando (9) e (10).

Este vetor de tensão é a entrada do algoritmo de modulação de três vetores que serão apresentados nas seções seguintes (ROSSITER, 2003).

Por fim, a equação (25) possui a lei de controle do sistema e quando minimizada, obtém-se a solução ótima.

$$g_{FCS} = |v_\alpha - v_{inv,\alpha}| + |v_\beta - v_{inv,\beta}| \quad (25)$$

3.4 Controle Preditivo Robusto Modulado (CPRM)

O vetor tensão é selecionado pelo conjunto de controle finito e aplicado ao inversor, a fim de garantir que o sistema atinja a referência de corrente fornecida pelas matrizes (24), a função de custo é minimizada para obter o sinal de controle ótimo.

Conforme apresentado em (9) e (10), a tensão do inversor no quadro estacionário pode ser usada para prever a corrente de rede $\vec{i}_{g,\alpha\beta}^p(k+1)$ usando o mesmo processo de discretização de (26) (RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

$$\vec{i}_{g,\alpha\beta}^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_g}{L_g}\right) \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L_g} (\vec{v}_{inv,\alpha\beta} - \vec{v}_{g,\alpha\beta}) \quad (26)$$

Os erros devido às variações dos parâmetros são considerados nesta formulação de controle robusto tipo FCS. O primeiro passo é obter a parcela responsável por compensar a possível variação do parâmetro.

3.4.1 A parte robusta para a rede conectada

Para obter a porção robusta a partir da equação (26) pode ser manipulada considerando a porção de variação, a corrente de rede é apresentada em (27) no instante (k) e (28) no instante ($k-1$).

$$\vec{v}_{inv,\alpha\beta}(k) = R_g \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \vec{v}_{g,\alpha\beta}(k) \quad (27)$$

$$\vec{v}_{inv,\alpha\beta}(k-1) = R_g \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) + \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) + \vec{v}_{g,\alpha\beta}(k-1) \quad (28)$$

O $\Delta i_{g,\alpha\beta}(k)$ e $\Delta i_{g,\alpha\beta}(k-1)$ são as variações da corrente da rede em diferentes instantes para o domínio discreto.

$$\Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) = \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k+1) - \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) \quad (29)$$

$$\Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) = \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) - \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) \quad (30)$$

Por um curto tempo de amostragem, devido à dinâmica da tensão da rede, $v_{g,\alpha\beta}(k) \approx v_{g,\alpha\beta}(k-1)$ pode ser considerado, então se (27) menos (28) é obtido,

$$\vec{v}_{inv,\alpha\beta}(k) - \vec{v}_{inv,\alpha\beta}(k-1) = \vec{v}_{gf,\alpha\beta}, \quad (31)$$

continuando a manipulação algébrica,

$$\begin{aligned} \vec{v}_{gf,\alpha\beta} = & R_g [\vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) - \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1)] + \\ & \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) - \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) \end{aligned} \quad (32)$$

onde $i_{g,\alpha\beta}(k) - i_{g,\alpha\beta}(k-1)$ pode ser substituído por $\Delta i_{g,\alpha\beta}(k-1)$ e a seguinte equação é alcançada,

$$\begin{aligned} \vec{v}_{gf,\alpha\beta} = & R_g \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) + \\ & \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) - \frac{L_g}{T_s} \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1) \end{aligned} \quad (33)$$

enfim, para $\Delta i_{g,\alpha\beta}(k) = 0$, a parcela para compensar a variação do parâmetro é

$$\vec{v}_{gf,\alpha\beta} = \left(R_g - \frac{L_g}{T_s} \right) \Delta \vec{i}_{g,\alpha\beta}(k-1). \quad (34)$$

Após o cálculo da equação da porção robusta, a tensão real da rede que será aplicada é uma combinação da porção preditiva mais a robusta conforme apresentado (35).

$$\vec{v}_{G,\alpha\beta} = \vec{v}_{gf,\alpha\beta} + \vec{v}_{g,\alpha\beta}. \quad (35)$$

Por fim, a equação (36) possui a lei de controle do sistema e quando minimizada, obtém-se a solução ótima.

$$g_{RFCS} = |v_\alpha - v_{G,\alpha}| + |v_\beta - v_{G,\beta}| \quad (36)$$

3.5 Modulação do CPRM

A primeira função de custo que deve ser resolvida para cada par de vetor correspondente ao sextante na Figura 9 e Tabela 1 é (36).

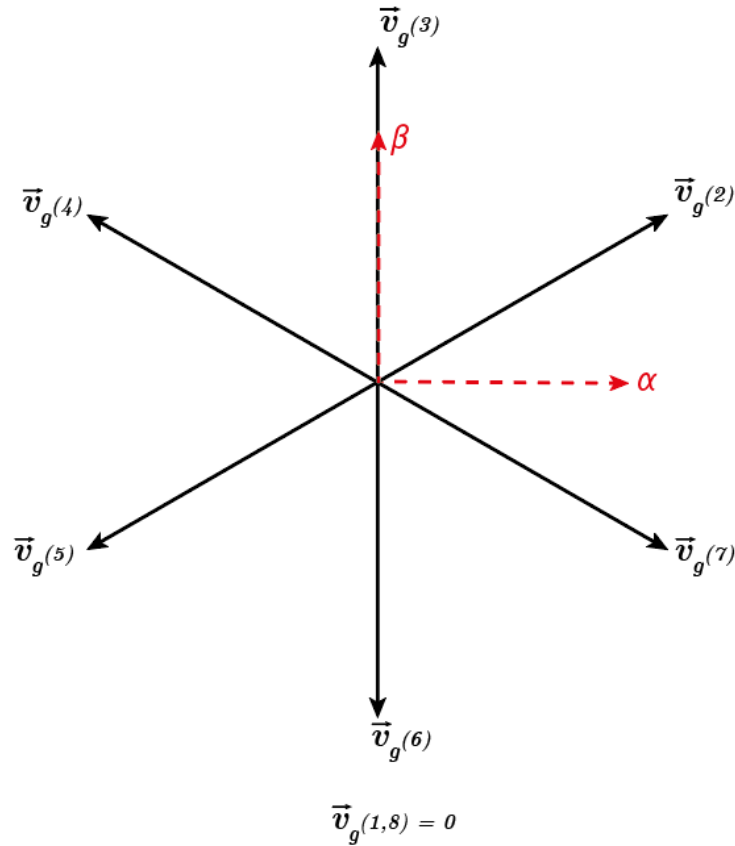


Figura 9 – Vetores do VSI no eixo $\alpha\beta$.

A figura 9 refere-se aos vetores de tensão disponíveis para o VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*) no plano $\alpha\beta$. A Figura 9 é dividida em seis setores com seus dois vetores adjacentes relacionados, o primeiro setor como exemplo está entre o vetor $\vec{v}_{inv}(1)$ e o vetor $\vec{v}_{inv}(2)$ apresentado na Tabela 1 e seu respectivo vetor de tensão gerado(SQUAREZI, 2022).

Baseado no método clássico de controle preditivo, a Figura 8 apresenta um método que utiliza a mesma previsão da corrente de carga indicada em (27). Além da principal contribuição, as técnicas propostas utilizam dois vetores ativos de forma a manter uma frequência de chaveamento fixa, para que isso seja alcançado é necessário resolver as funções preditivas de custo separadamente(RIVERA, 2015).

Primeiro, a função de custo g_{FCS} é resolvida para cada vetor existente no VSI de acordo com a Tabela 1. Como exemplo, para o setor II, a função de custo é avaliada para ambos os vetores $\vec{v}_{inv}(2)$ e $\vec{v}_{inv}(3)$ com base em (27) que mudará de acordo com a tensão da rede. Finalmente, o ciclo de trabalho para cada vetor é calculado resolvendo:

$$d_0 = \frac{K}{g_0}; \quad d_1 = \frac{K}{g_1}; \quad d_2 = \frac{K}{g_2} \quad (37)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (38)$$

d_0 é o ciclo de trabalho de um vetor nulo ($\vec{v}_{inv}(1)$ ou $\vec{v}_{inv}(8)$) que deve ser resolvido apenas uma vez. d_1 e d_2 são os ciclos de trabalho para os vetores adjacentes referente ao setor escolhido pelo algoritmo. A unidade do ciclo de trabalho nesse caso é em segundo (s), pois o tempo de amostragem (T_s) é igualado à soma dos ciclo de trabalho para que todo o período de chaveamento tenha algum vetor tensão selecionado.

É possível obter a equação para K resolvendo o sistema de (37), e são apresentadas a seguir:

$$\begin{aligned} d_0 &= \frac{T_s g_1 g_2}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)} \\ d_1 &= \frac{T_s g_0 g_2}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)} \\ d_2 &= \frac{T_s g_0 g_1}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)} \end{aligned} \quad (39)$$

A partir das ações previstas da potência empregando a (27) a função de custo é calculada a fim de selecionar os vetores de tensão do inversor:

$$g(k+1) = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (40)$$

Onde g_1 e g_2 são a função de custo com valores menores e d_1 e d_2 são os índices calculados usando as (40).

3.6 Análise da Robustez do CPRM para Conversor conectado à Rede

Os erros devido às variações dos parâmetros são considerados nesta formulação de controle robusto em conjunto com o controle proposto. Considerando que o ganho obtido a partir da variação no modelo como um ganho de realimentação no sistema de forma similar apresentada em (YANG; LEE, 2002).

Combinando os métodos apresentados nas seções 3.4.1 e 3.3.1 a nova tensão que deve ser aplicada é a tensão do inversor obtida através da minimização (36), $U_r(k) = \vec{v}_{gf,\alpha\beta}$ e $\Delta I_g(k) = i_{g,\alpha\beta}(k)$.

A ideia é considerar que a variação futura da corrente é zero, na outra palavra, $\Delta I_g(k+1) = 0$, substituindo este valor em (46) e isolando $U_r(k)$ é obtido,

$$U_r(k) = -B^{-1}A\Delta I_g(k) \quad (41)$$

Considerando como um ganho para um controlador por realimentação de estado, $U_r(k) = -G\Delta I_g(k)$ onde,

$$G = \begin{bmatrix} -R_g + \frac{L_g}{T_s} & 0 \\ 0 & -R_g + \frac{L_g}{T_s} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Finalmente ao combinar o FCS e este ganho (G), obtém-se a nova tensão estimada a ser minimizada conforme as seguintes equações para $(\alpha\beta)$.

$$\begin{aligned} v_{inv,\alpha}(k) &= R_g i_{g,\alpha}(k) + \frac{L_g}{T_s} \Delta^P i_{g,\alpha}(k) \\ &+ v_{g,\alpha}(k) - (-R_g + \frac{L_g}{T_s}) \Delta i_{g,\alpha} \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} v_{inv,\beta}(k) &= R_g i_{g,\beta}(k) + \frac{L_g}{T_s} \Delta^P i_{g,\beta}(k) \\ &+ v_{g,\beta}(k) - (-R_g + \frac{L_g}{T_s}) \Delta i_{g,\beta} \end{aligned} \quad (44)$$

$\Delta i_{g,\alpha}$ e $\Delta i_{g,\beta}$ podem ser obtidos atrasando um período de amostragem no controle. O efeito de atrasar a corrente de referência por um período de amostragem também mudará a resposta da corrente para um período de amostragem, mas a forma da resposta da corrente permanece a mesma. Então, $\Delta i_{g,\alpha} = i_{g,\alpha}(k) - i_{g,\alpha}(k-1)$ e $\Delta i_{g,\beta} = i_{g,\beta}(k-1) - i_{g,\beta}(k)$.

3.6.1 Análise do local raiz

Agora, esta subseção irá abordar a análise da robustez do sistema quando a parte robusta é adicionada. Uma vez que é considerado que $U_r(k) = -G\Delta I_g(k)$, se combinar esta equação em (46) torna-se,

$$\Delta I_g(k+1) = (A - GB)\Delta I_g(k) \quad (45)$$

Com isso, um Diagrama de Polos e Zeros (DPZ) pode ser obtido, conforme apresentado na Figura 10 e na Figura 11

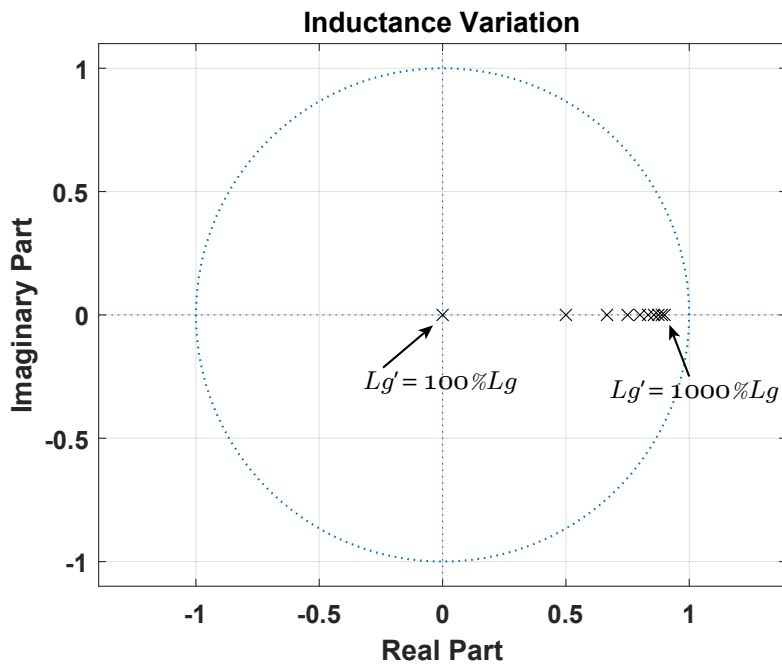


Figura 10 – DPZ para variação de indutância.

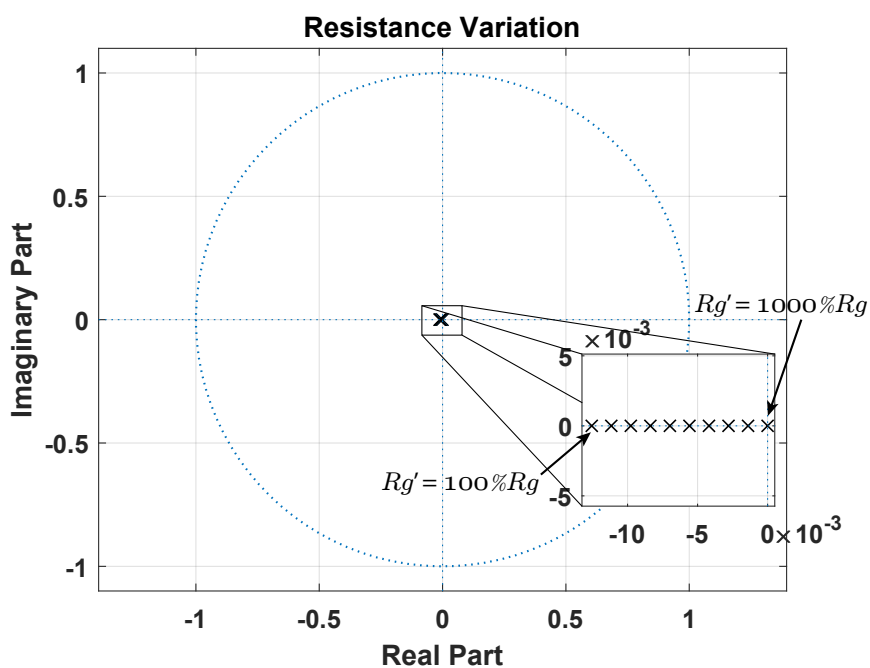


Figura 11 – DPZ para variação de resistência.

Observe que mesmo sob variação do parâmetro de 100% a 1000% todos os polos do sistema se mantêm dentro do círculo unitário, o que prova que o sistema ainda está estável e que para valores mais altos de variação, a resposta dinâmica não é fortemente afetada.

A Figura 12 apresenta o cálculo do erro entre o sinal de potência ativa e a referência em função da variação dos parâmetros, obtida pelo cálculo a seguir

$$\Delta P = P(k) - P_{ref}, \quad (46)$$

o cálculo foi realizado com o sistema utilizando o controlador com sua parcela robusta e sem sua parcela robusta.

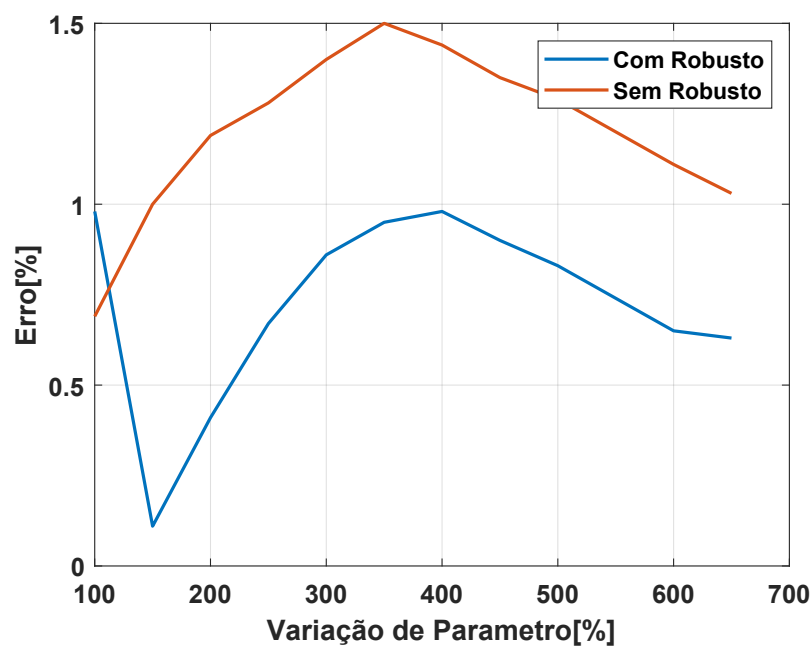


Figura 12 – Erro entre o sinal de potência ativa e a referência sobre variação de parâmetros.

Portanto, segundo a Figura 12 o erro de regime permanente para sistema com a parcela robusta é menor quando comparado com o mesmo controlador com apenas a parte preditiva, isso se dá devido ao fato que a parcela robusta compensa as possíveis variações paramétricas.

Resultados Experimentais

Esse capítulo é responsável por apresentar os resultados experimentais do controle preditivo robusto modulado aplicado ao conversor conectado à rede. A bancada de teste é composta por placas eletrônicas para aquisição das variáveis de tensão (v) e corrente (i), que utilizam sensores de efeito Hall para ambas medições. Para tensão são utilizados resistores e medindo o campo magnético gerado pela corrente proporcional à queda de tensão nos resistores. Para a corrente a medição é direta do campo magnético gerada pela corrente no fio. Um Processador Digital de Sinais (dos inglês *Digital Signal Processor* (DSP)) Texas Instruments modelo TMS320F28335 para a leitura das variáveis, cálculos das leis de controle e acionamento das chaves do inversor (Semikron SKS20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U 14V12). Que é acionado por um pré-drive desenvolvido no laboratório utilizando opto-acoplador HCPL2232 que realiza o acoplamento entre o DSP e o inversor uma vez que na saída do DSP é no máximo 3,3V para os 15V para que os IGBTs entrem em condução. A bancada também possui um banco de indutores como filtro entre o inversor e a rede elétrica, toda a bancada é apresentada na Figura 13 e os parâmetros podem ser encontrados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros da Rede.

Parâmetros	Valor	Unidade
P	3000	[W]
V_{piko}	110	[V]
L_g	22	[mH]
C	47	[mF]
f_o	20	[kHz]

Para se iniciar a análise dos resultados práticos foram realizados alguns testes em diferentes cenários, os quais irão fornecer dados suficientes para corroborar a parte teórica com a prática, e assim com base nos resultados concluir a eficácia do controlador proposto.

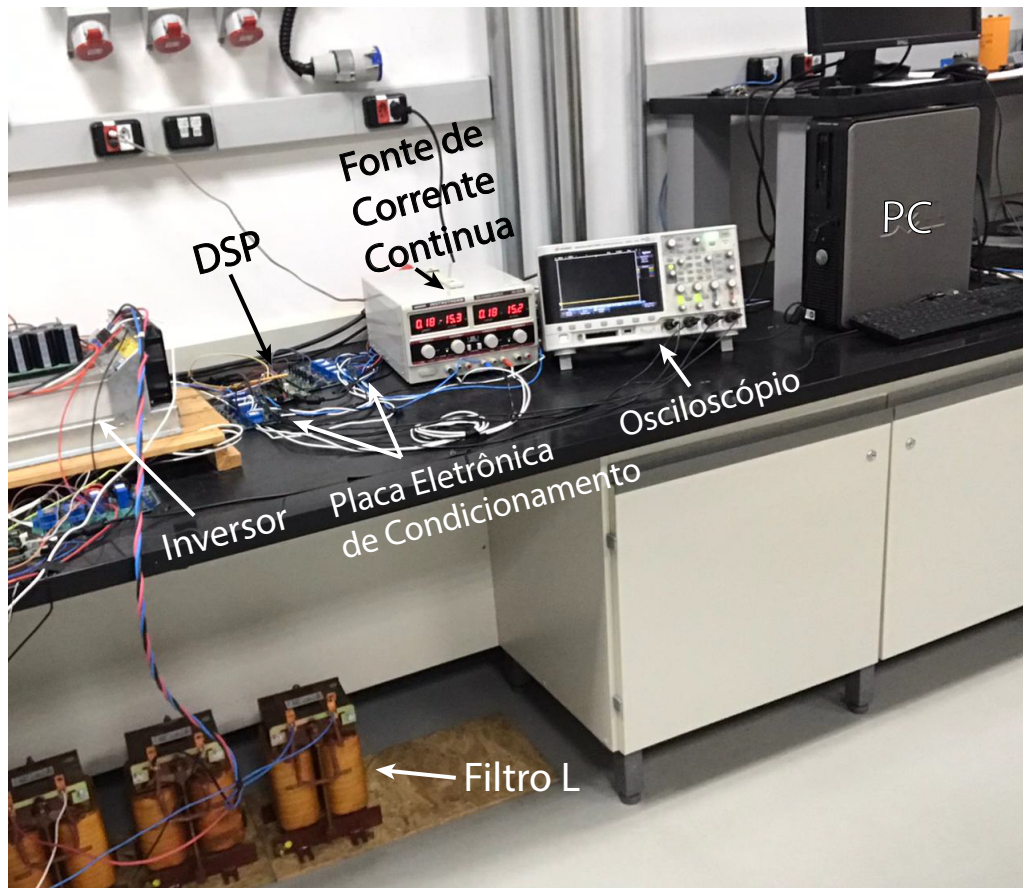


Figura 13 – Bancada Experimental.

4.1 Operação Normal

Os primeiros testes foram realizados em operação normal, ou seja, não possuem nenhum distúrbio no sistema ou variação de parâmetro entre a planta e o modelo.

A Figura 14 apresenta o sinal de corrente $i_{\alpha\beta}$ e sua referência no instante de um degrau de potência ativa. O degrau de potência ativa tem como valor inicial em $500W$ e final de $750W$ e a potência é mantida em $0var$.

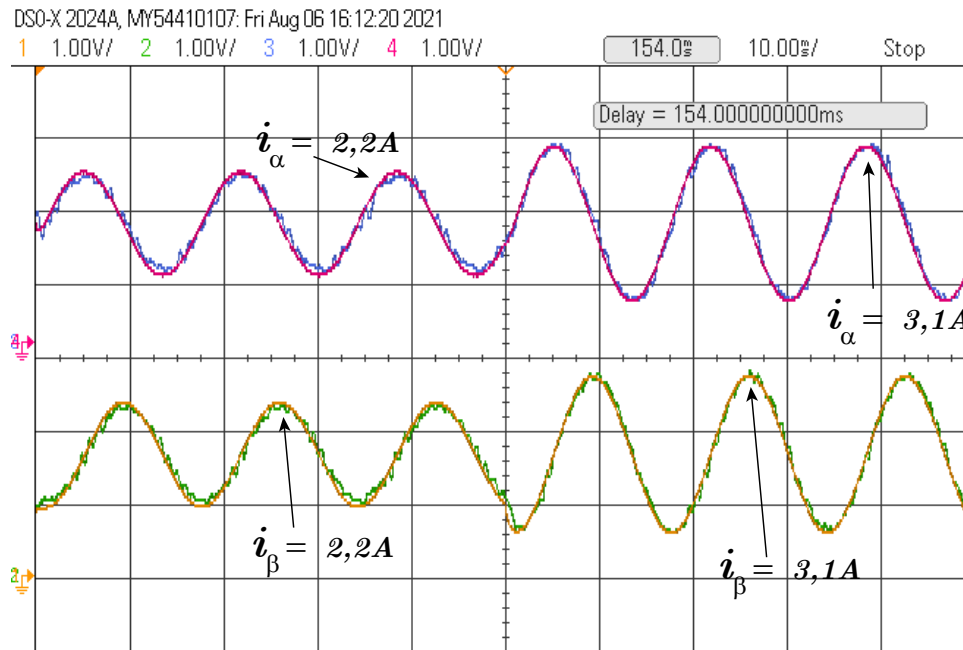


Figura 14 – Corrente $\alpha\beta$ e referência CPRM em operação normal.

Observando a Figura 14 é notável que o sinal de corrente segue a referência com sucesso, mesmo quando existe um transitório devido à variação de potência. O sinal de corrente obtido possui baixa oscilação em torno da referência o que resulta em uma corrente com um baixo THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) que será apresentado com mais detalhes nas seções a seguir.

A Figura 15, ainda tratando do teste com degrau de potência ativa, apresenta a tensão (v_α), a corrente (i_α) e a potência ativa e reativa naquela instante de tempo.

O resultado mostra as magnitudes de todas as variáveis do sistema durante a resposta ao degrau de potência, conforme a potência reativa é mantida em $0var$ o sinal de corrente se encontra em fase com a tensão e apenas a amplitude da corrente muda de $2,2A$ para $3,1A$ de pico. O próximo teste é realizado mantendo a potência ativa em $750W$ e variando a potência reativa por meio de um degrau de $-300var$ até $0var$. A Figura 16 apresenta então o resultado do teste mencionado, nota-se que a corrente i_α se encontra defasada em avanço em relação a tensão quando o sistema absorve potência reativa de $-300var$, a amplitude da corrente é praticamente mantida alterando apenas o ângulo entre a corrente e a tensão.

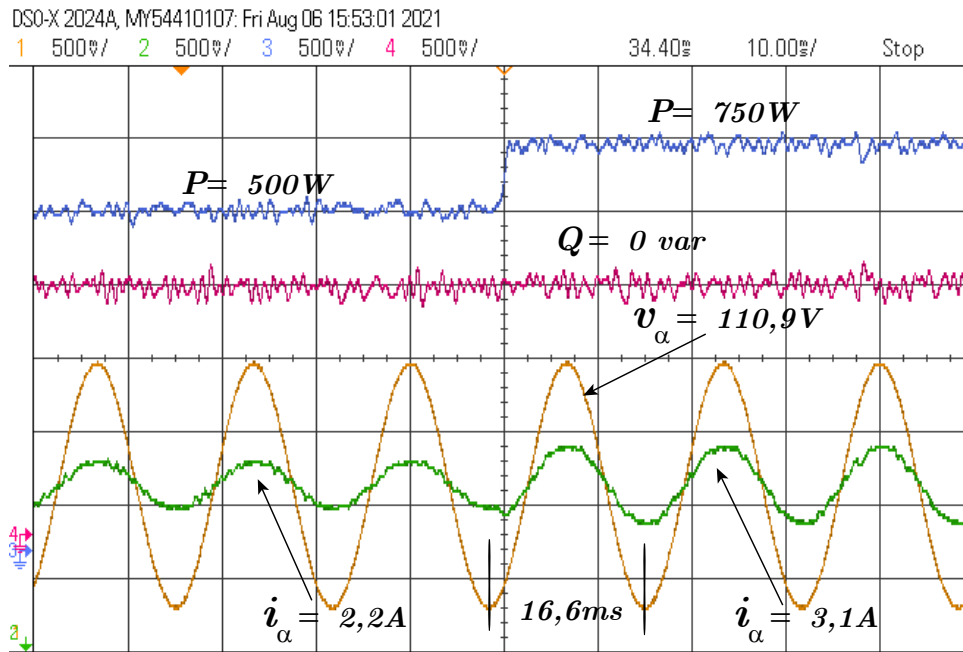


Figura 15 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa.

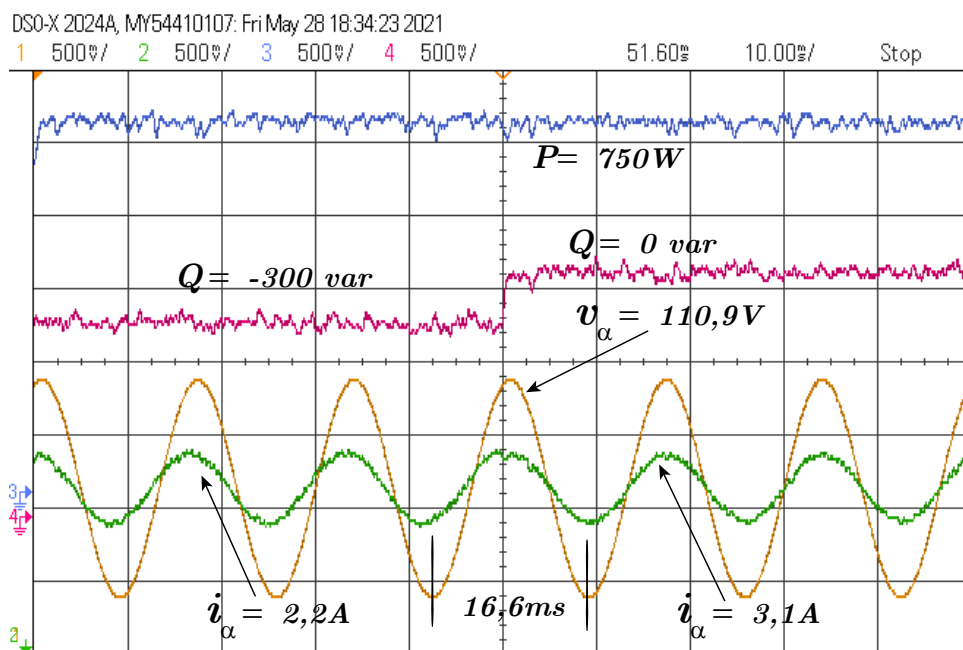


Figura 16 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa.

Para avaliar a resposta dinâmica do sistema de acordo com o sinal de controle enviado pelo CPR, dois teste foram realizados e apresentados nas Figuras 17 e 18. Com um aumento na escala para a visualização do sinal de potência ativa de 500W a 750W, e para potência reativa de $-300var$ a $0var$ é observado o tempo de subida do sinal até atingir a referência.

Então é obtido o valor de $1,96ms$ e $2,22ms$ para potência ativa e reativa respectivamente, tais valores representam uma rápida dinâmica e um transitório sem sobressinal, o

qual demonstra um funcionamento satisfatório do controle em operação normal.

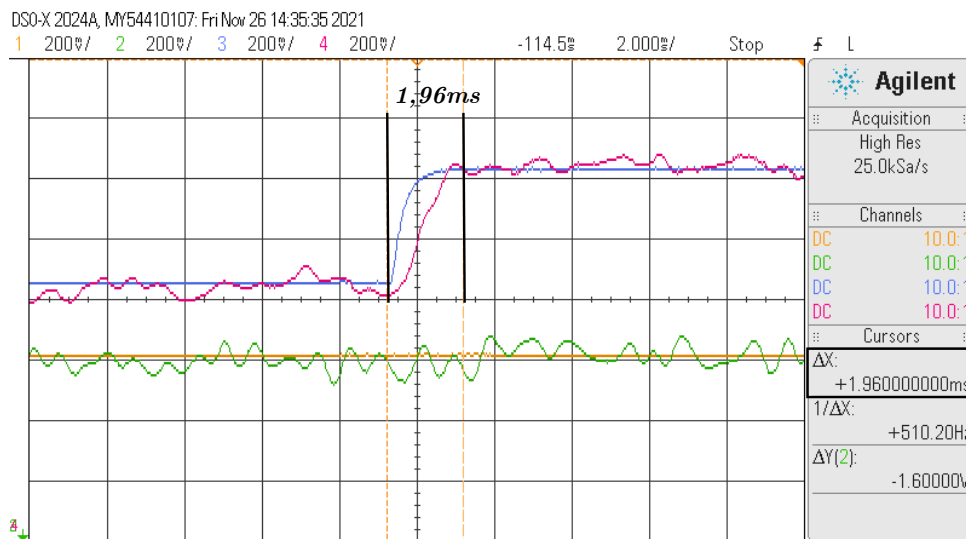


Figura 17 – Resposta ao degrau potência ativa e referência.

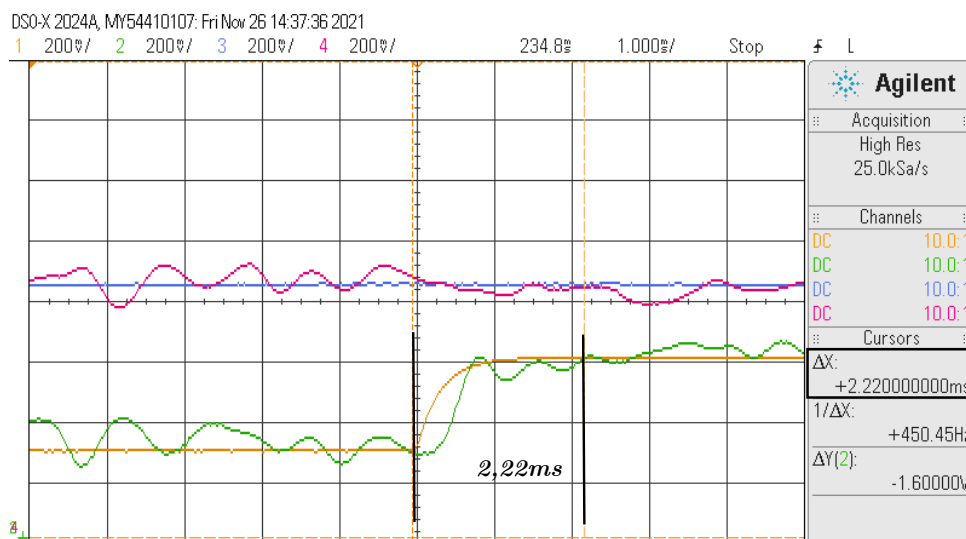


Figura 18 – Resposta ao degrau potência reativa e referência.

4.2 Tensão Distorcida

A próxima etapa para a avaliação do desempenho do controlador, o sistema é conectado a uma rede elétrica com uma tensão distorcida, a qual possui as componentes harmônicas em 5° , 7° , 11° , 13° , 17° , 19° conforme apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 – Harmônicas.

Componentes Harmônicos	5°	7°	11°	13°	17°	19°
Porcentagem da fundamental	3,94%	3,15%	2,36%	1,5%	1,1%	0,7%

Os testes para desempenho foram similares aos testes feitos na seção 4.1, portanto iniciando com o teste para o sinal de corrente e a referência é apresentada na Figura 19.

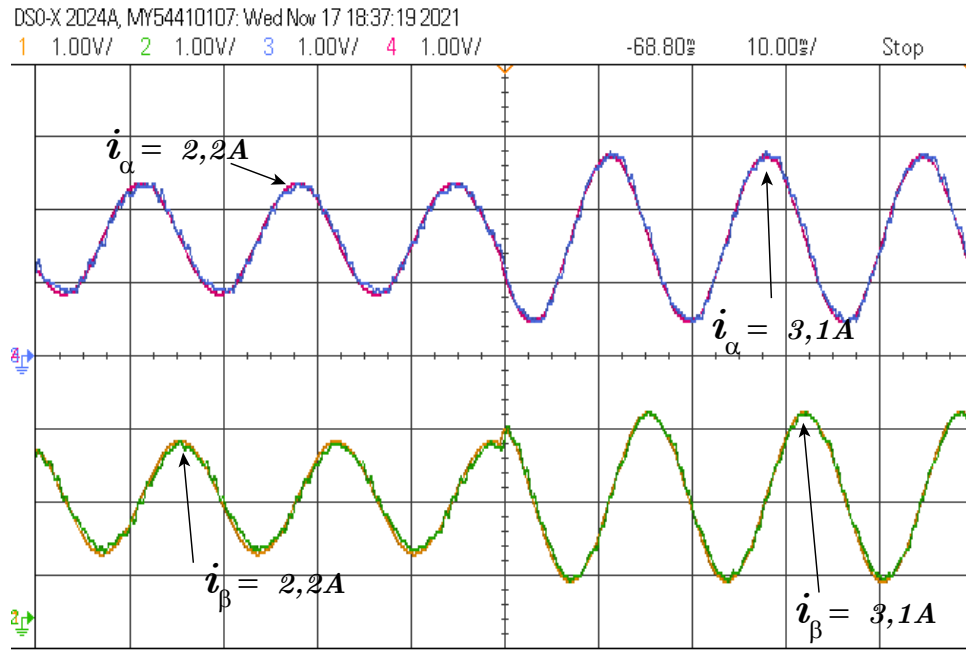


Figura 19 – Corrente $\alpha\beta$ e referência CPRM com tensão distorcida.

Note que mesmo quando o sistema está sobre um sinal de tensão distorcida o controlador segue a referência com sucesso, tal referência senoidal é obtida utilizando uma PLL(BHARDWAJ, 2017) da própria biblioteca da *Texas Instruments*. Com o ângulo fornecido pela PLL e o módulo da referência de corrente fornecido pela matriz (24), é produzido o sinal senoidal da referência.

Conforme dito seguindo a mesma linha de testes da seção anterior os próximos resultados irão apresentar nas Figuras 20 e 21 os sinais de tensão v_α e corrente i_α juntos com os degraus de potência.

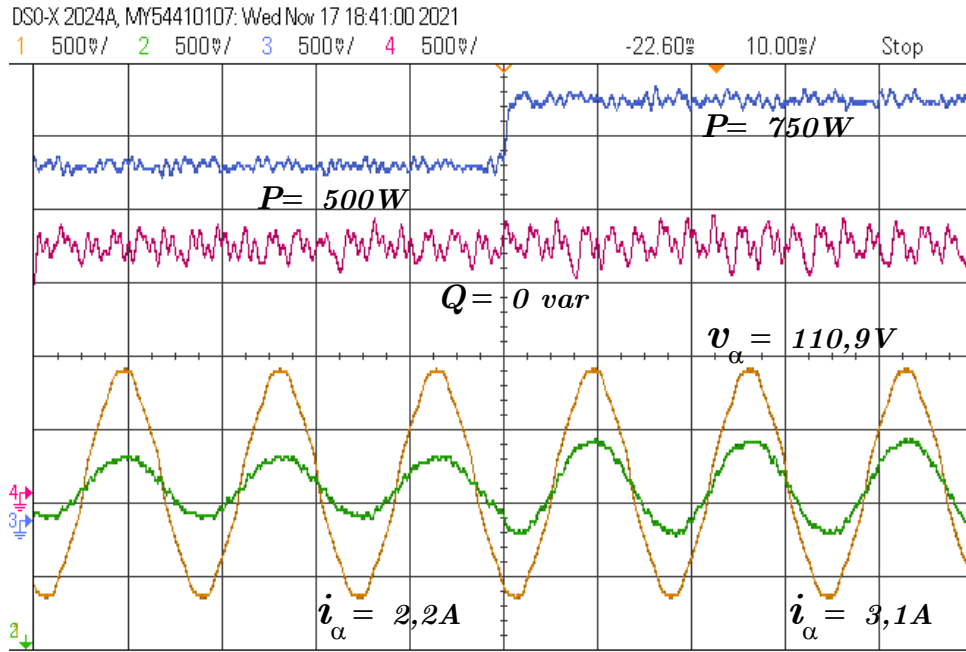


Figura 20 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa com tensão distorcida.

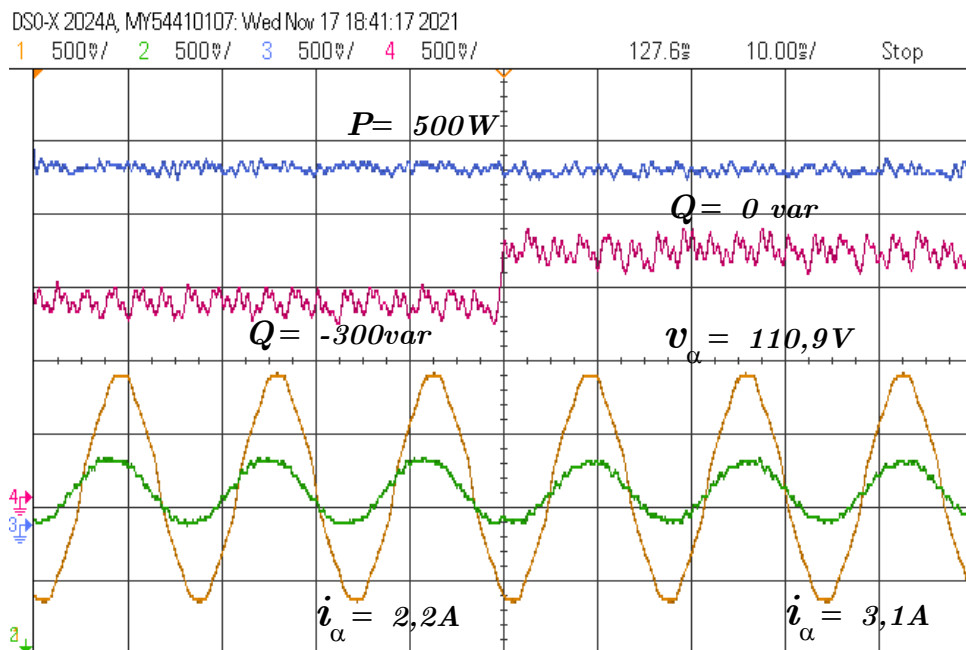


Figura 21 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa com tensão distorcida.

Tais Figuras são essenciais para apresentar a forma de onda da tensão da rede distorcida, e que o sinal de corrente se mantém senoidal uma vez que ele segue com sucesso a referência. É notável tanto a mudança de amplitude do sinal de corrente com o degrau de potencia ativa, quanto a mudança na fase da corrente com o sinal de potência reativa. Um ponto a ser ressaltado é que devido ao cálculo de potência ser o produto da tensão e corrente ((11) e (12)) a distorção presente na tensão aparece em forma de um oscilação no sinal da potência.

4.3 Variação Paramétrica

A presente tese apresenta um controlador capaz de lidar com variações de parâmetros entre o modelo e a planta real, para isso então se dá necessário testes com variação dos parâmetros em diferentes formas. Primeiro foi aumentado em 60% o valor de indutância(L_g) e resistência(R_g) no modelo utilizado pelo controlador para o cálculo do sinal de controle e retratado na Figura 22.

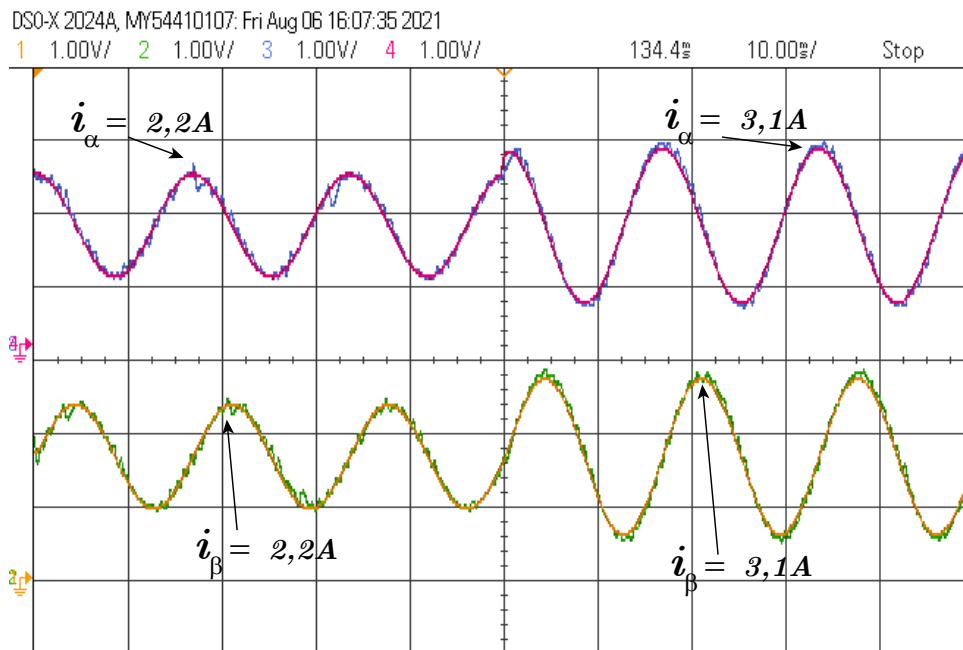


Figura 22 – Corrente $\alpha\beta$ e referência com aumento de 60% nos parâmetros.

Novamente o resultado indica que o controlador segue a referência de corrente, neste caso independe da variação do parâmetro no modelo a referência é atingida. O teste seguinte na Figura 23 demonstra uma variação de 100% a 300% também da L_g e R_g , e juntamente a cada instante de variação dos parâmetros, é exibido o sinal de corrente $i_{\alpha\beta}$. O resultado apresentado suporta a ideia de que mesmo com erros na estimação do modelo real e matemático é produzido um sinal de corrente senoidal.

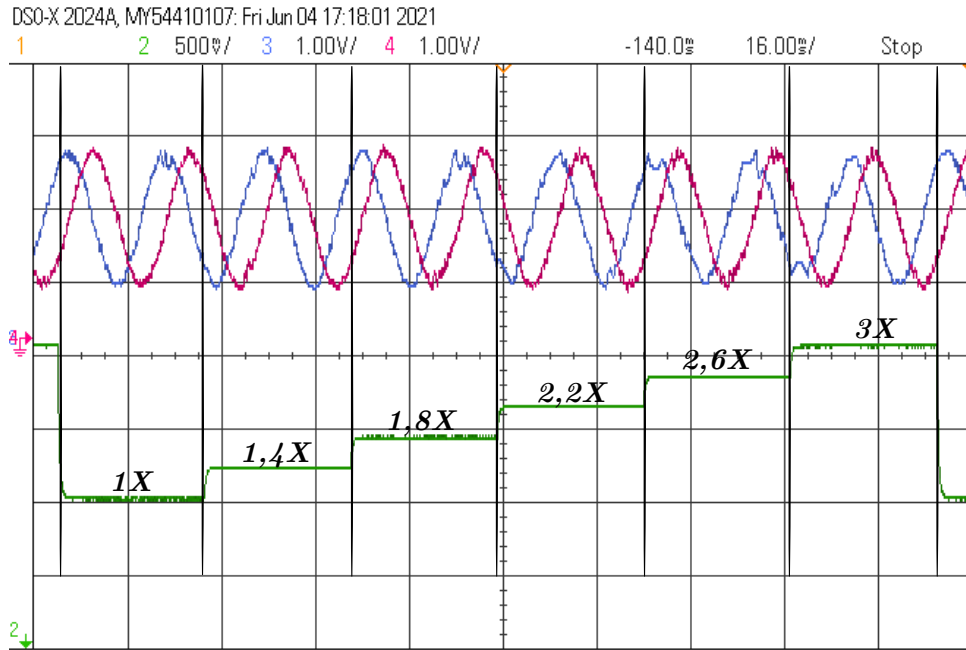


Figura 23 – Corrente $\alpha\beta$ com variação de parâmetro de 100% á 300%.

A Figura 24 apresenta o resultado quando na bancada o indutor de $22mH$ é alterado para $33mH$, ou seja, um incremento de 50% no valor da indutância, a Figura 25 mostra comparação da resposta dinâmica do sistema quando submetido a um degrau de potência ativa. Para representar um aumento de 50% no valor dos parâmetros foi utilizado o multiplicador $\times 1.5$ (linha azul), da mesma forma o multiplicador de $\times 1.0$ (linha vermelha) representa os parâmetros nos valores nominais.

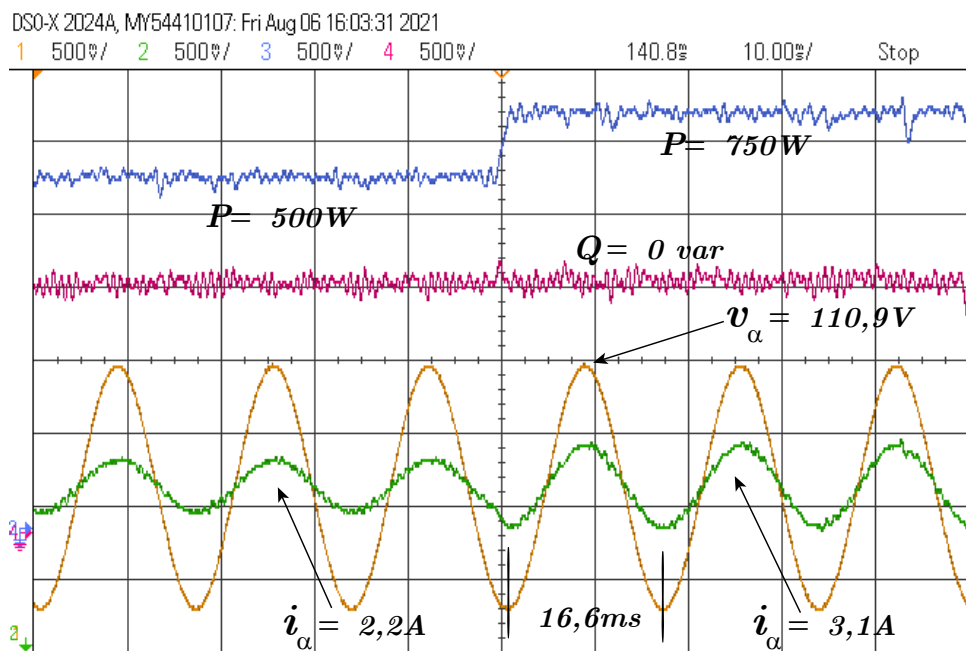


Figura 24 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa com aumento de 50% nos parâmetros.

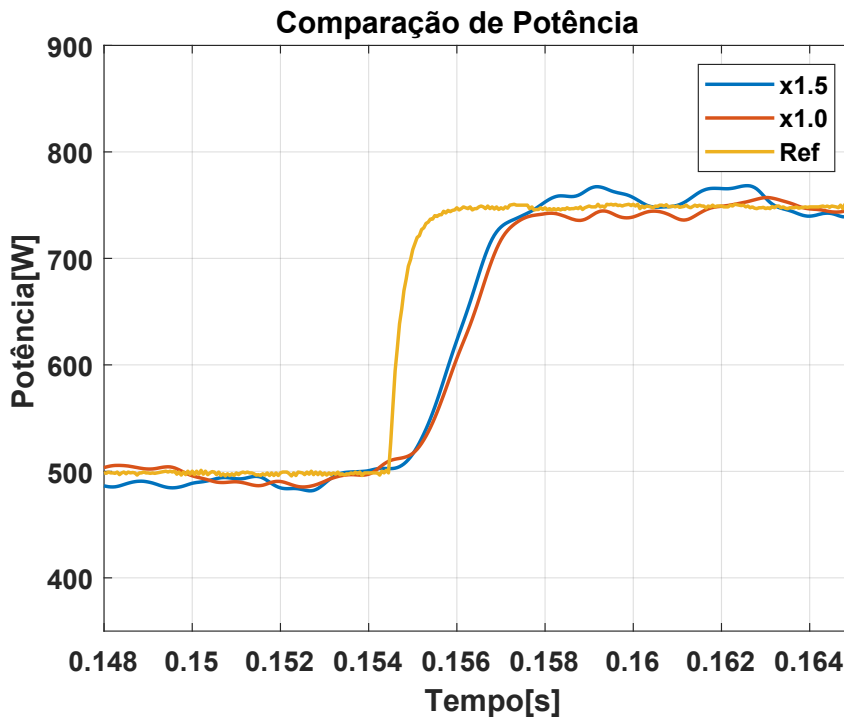
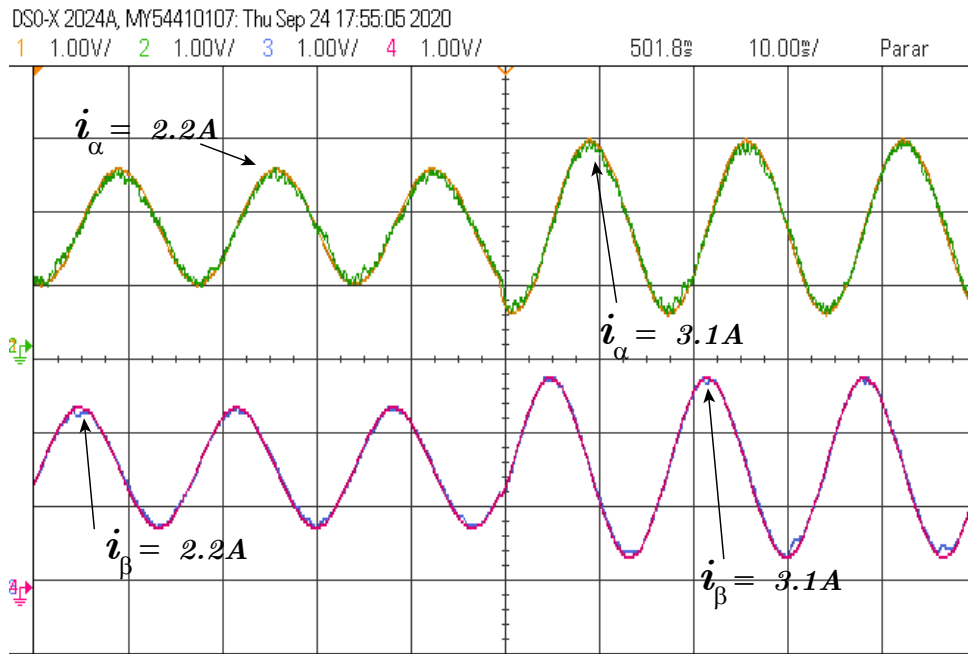
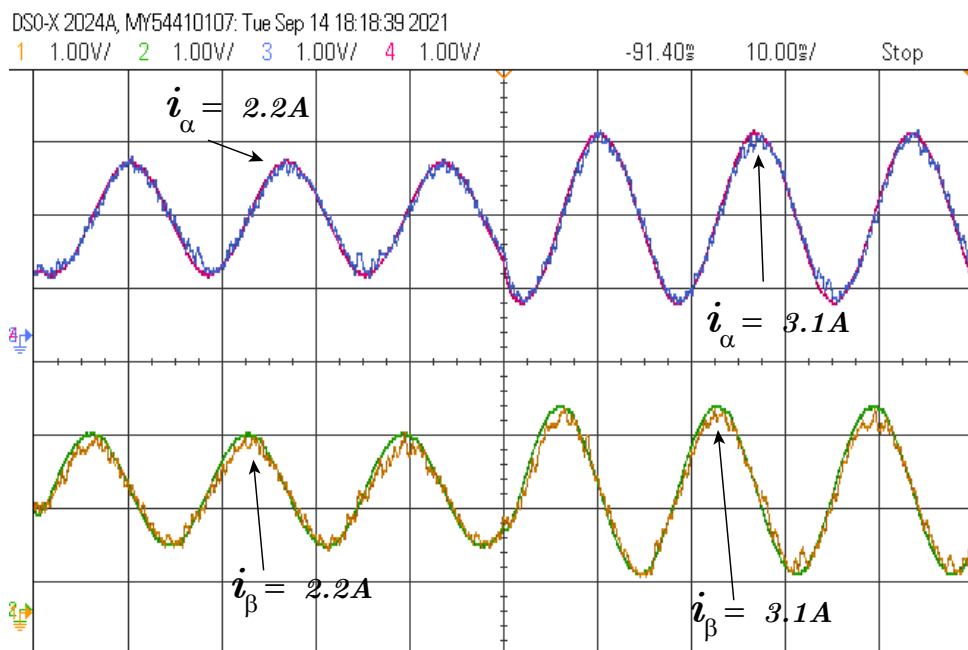


Figura 25 – Comparação a resposta ao degrau de potência ativa com aumento de 50% nos parâmetros.

Os resultados corroboram que o controlador mesmo quando configurado para um valor diferente em bancada a resposta dinâmica se mantém em torno de $2ms$, a única diferença visível está no fato de existir um mínimo erro estacionário diferente nos dois casos devido à variação dos parâmetros, porém ainda não o suficiente para que o desempenho do sistema seja afetado.

4.4 Comparação com FCS-Modulado e MPC

Para uma análise comparativa o controlador FCS com 3 vetores (GAVILAN et al., 2016) e um controle preditivo MPC (LUNARDI et al., 2021), tratando-se de controladores preditivos que não possuem a parcela robusta para lidar com variações paramétricas entre planta real e estimada. O FCS com 3 vetores foi escolhido pois oferece uma comparação justa, devido ao fato de utilizar um algoritmo semelhante para resolver o problema da frequência variável. As Figuras 26 e 27 apresentam os resultados para os controladores em operação normal, sendo os sinais de correntes injetadas na rede e as referências de correntes $\alpha\beta$ para o controlador.

Figura 26 – Corrente $\alpha\beta$ e referência para o controlador FCS.Figura 27 – Corrente $\alpha\beta$ e referência para o controlador MPC.

Posteriormente as Figuras 28 e 29 exibem os sinais de potência juntamente com a tensão e corrente para apresentar a variação dinâmica da corrente quando é aplicado um degrau de potência ativa de $500W$ para $750W$ no sistema.

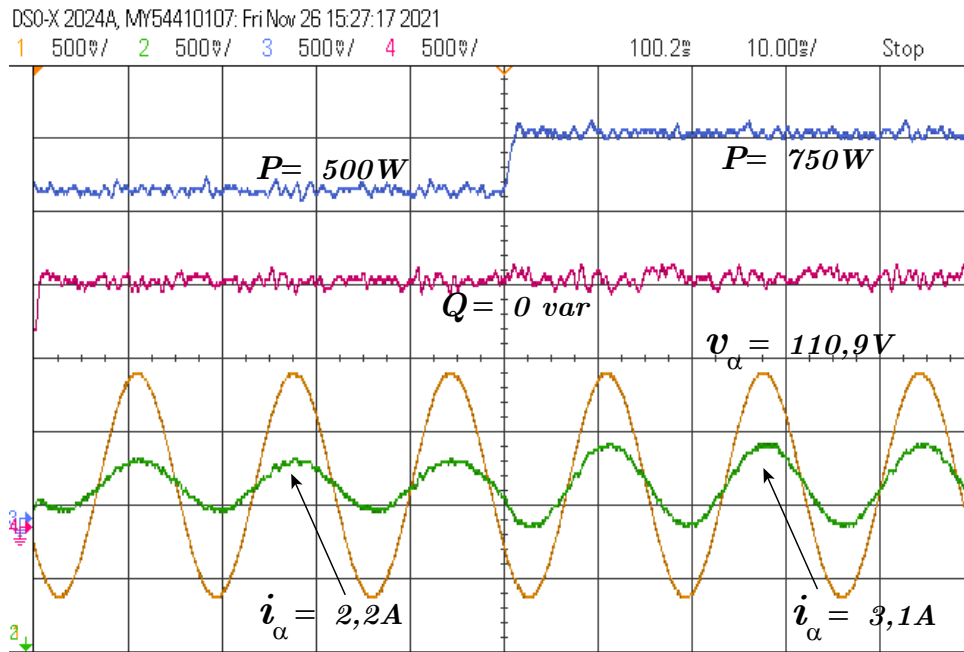


Figura 28 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa para o controlador FCS.

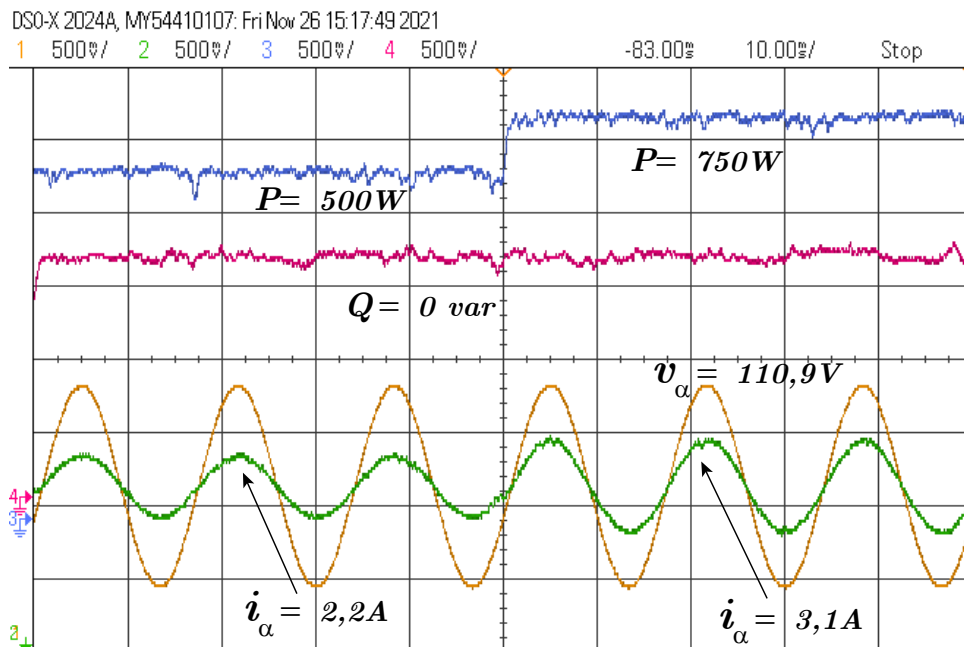


Figura 29 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência ativa para o controlador MPC.

Para finalizar as comparações as Figuras 30 e 31 também exibem os sinais de potência e tensão e corrente porém para um sinal de potência reativa de $-300var$ para $0var$.

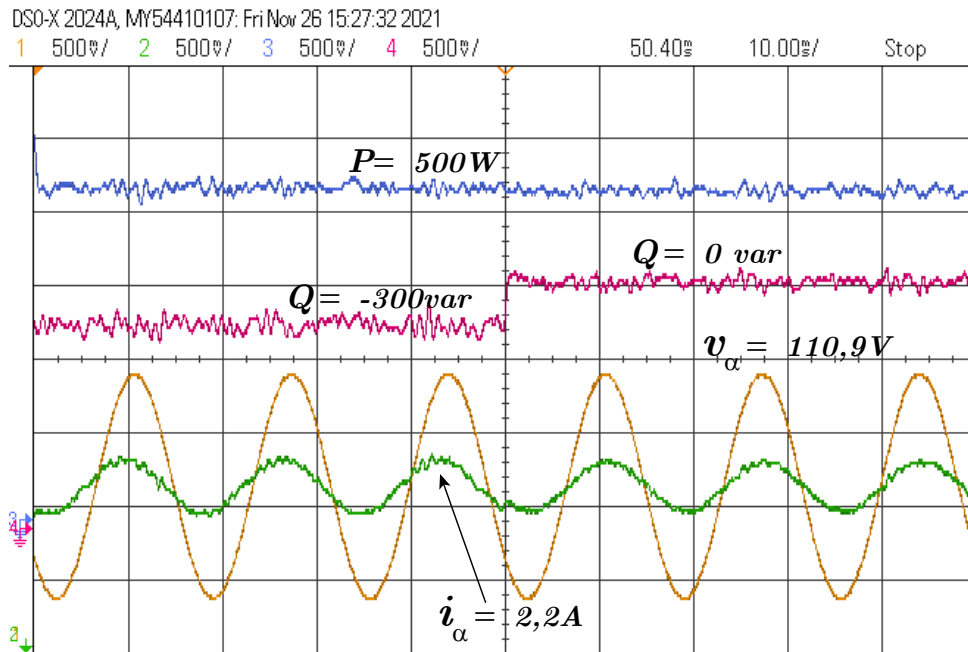


Figura 30 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa para o controlador FCS.

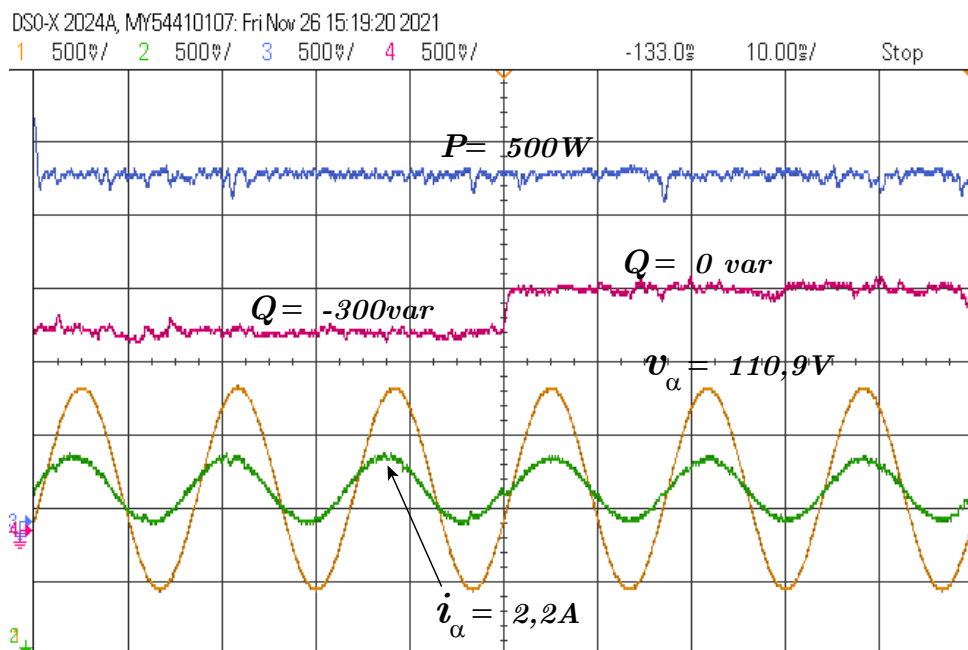


Figura 31 – Tensão e Corrente α em resposta ao degrau de potência reativa para o controlador MPC.

Essa seção foi responsável por apresentar os resultados de diferentes controladores sobre as mesmas condições as quais o controlador proposto nessa tese também foi submetido.

Observando os resultados, é notável que os controladores que não possuem uma parcela para compensar as variações paramétricas quando submetidos a essas variações, oscilações aparecem nas correntes produzidas pelos controladores quando comparadas com o CPRM.

Na próxima seção serão apresentados os valores de THD para cada controlador para que seja mensurado a eficiência do CPRM.

4.4.1 Frequência de Chaveamento e FFTs

Essa seção trata de analisar a a distorção harmônica total (do inglês *Total Harmonic Distortion*) ou THD, das correntes injetadas na rede em cada situação e cada controlador.

Primeiro o controlador proposto nessa tese o RPC, a Figura 32 retrata a Transformada rápida de Fourier (FFT do inglês *Fast Fourier Transform*) em operação normal, o valor de 1.74% representa a distorção total em relação à fundamental que está em 60Hz e uma amplitude de pico de 3, 1A, existe a norma IEEE 1547.2-2008 que especifica que esse valor deve ser menor que 5%.

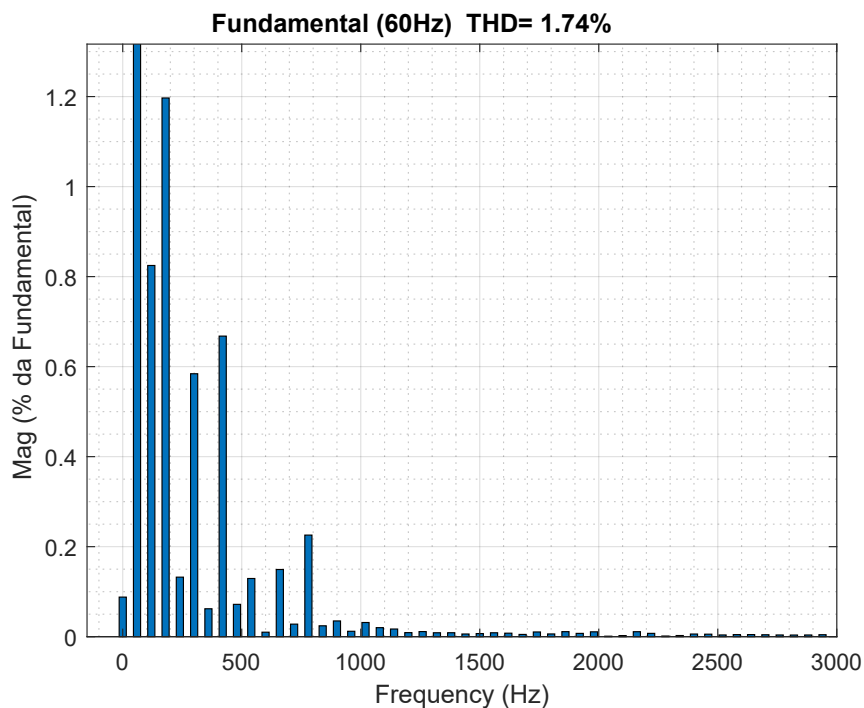


Figura 32 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador CPRM em operação normal.

A próxima figura 33 também se trata da corrente injetada na rede pelo controlador RPC, porém a tensão da rede está distorcida de acordo com a Tabela 3 apresentada na seção 4.2. A Figura 33 mostra um valor de 2.51%, esse aumento é devido à distorção harmônica da tensão da rede que reflete na corrente injetada. Porém como será visto em diante, outros controladores não são capazes de mitigar essas distorções, assim o valor de THD será maior mesmo quando comparado com o mesmo controlador em operação normal.

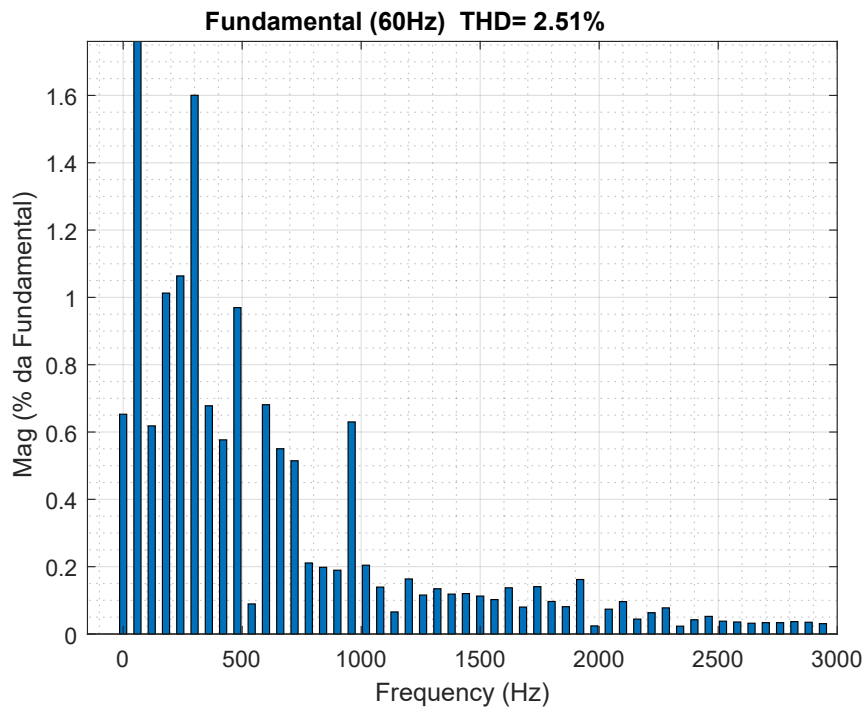


Figura 33 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador CPRM com tensão distorcida.

Para o controlador preditivo do tipo MPC as Figuras 34 e 35 apresentam respectivamente o THD para a corrente injetada em operação normal e sob tensão distorcida.

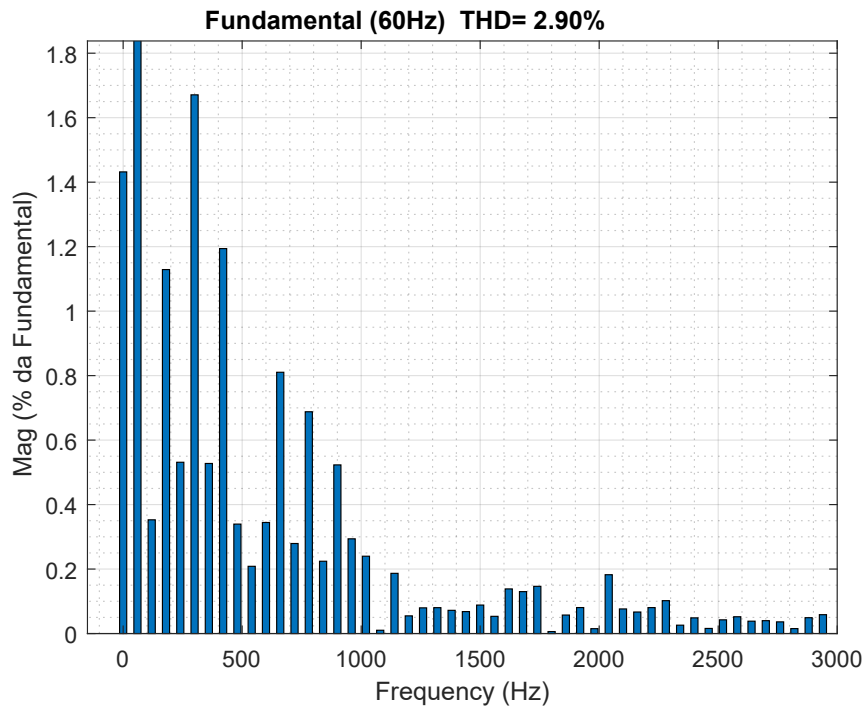


Figura 34 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador MPC em operação normal.

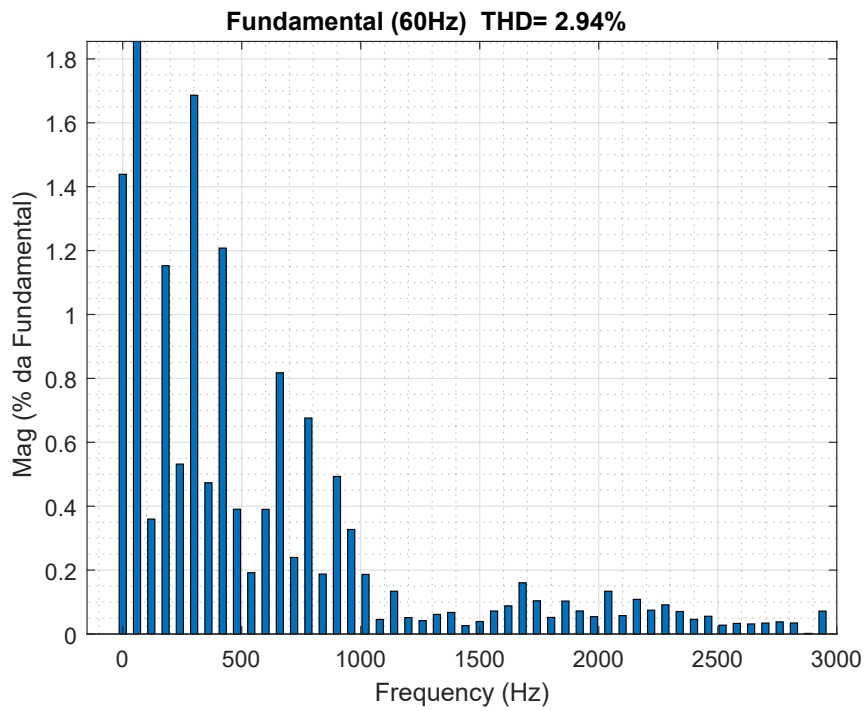


Figura 35 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador MPC com tensão distorcida.

De forma semelhante, para o controlador FCS com 3 vetores as Figura 36 e 37 são respectivamente em operação normal e sob tensão distorcida.

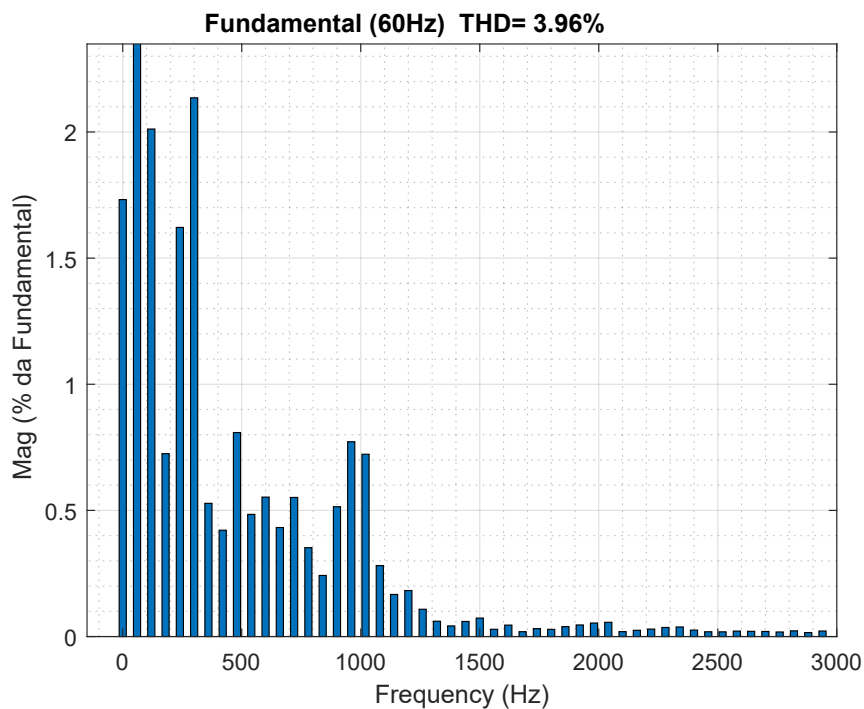


Figura 36 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador FCS 3 vetores em operação normal.

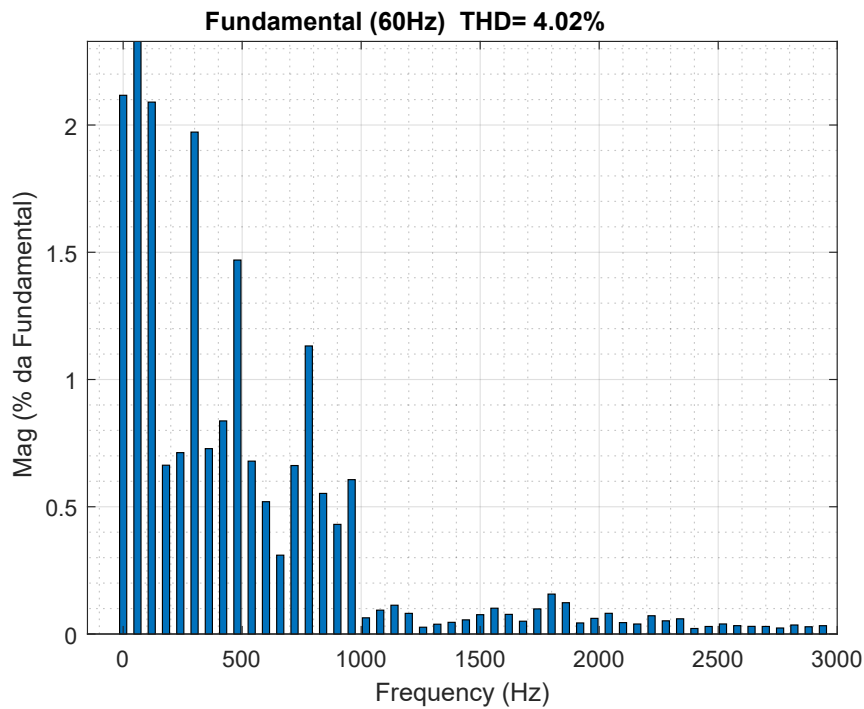


Figura 37 – FFT da corrente injetada na rede pelo controlador FCS 3 vetores com tensão distorcida.

Para uma melhor visualização da variação dos valores de THD para cada controlador em cada situação (operação normal e sob tensão distorcida), as Tabelas 7 e 5 apresentam os valores de cada teste.

Tabela 4 – Comparação de distorção harmônica total em operação normal

Controlador	Fundamental	Valor de Pico	THD
CPRM	60Hz	3,1A	1,74%
MPC	60Hz	3,1A	2,90%
FCS 3 vetores	60Hz	3,1A	3,69%

Tabela 5 – Comparação de distorção harmônica total sob tensão distorcida

Controlador	Fundamental	Valor de Pico	THD
CPRM	60Hz	3,1A	2,51%
MPC	60Hz	3,1A	2,94%
FCS 3 vetores	60Hz	3,1A	4,02%

Uma FFT final foi realizada para apresentar que todos os controladores estão operando em uma frequência de chaveamento constante em torno de 20kHz conforme apresentado na Figura 38. Neste caso o MPC apresenta um menor valor de THD devido ao fato de utilizar uma modulação por largura de pulso (do inglês *Pulse-Width Modulation*) o qual possui um algoritmo capaz de reduzir a distorção na tensão produzida pelo inversor,

porém o RPC é capaz de mitigar as distorções presentes no sistema e fornecer a corrente com menor THD como visto no resultados apresentados.

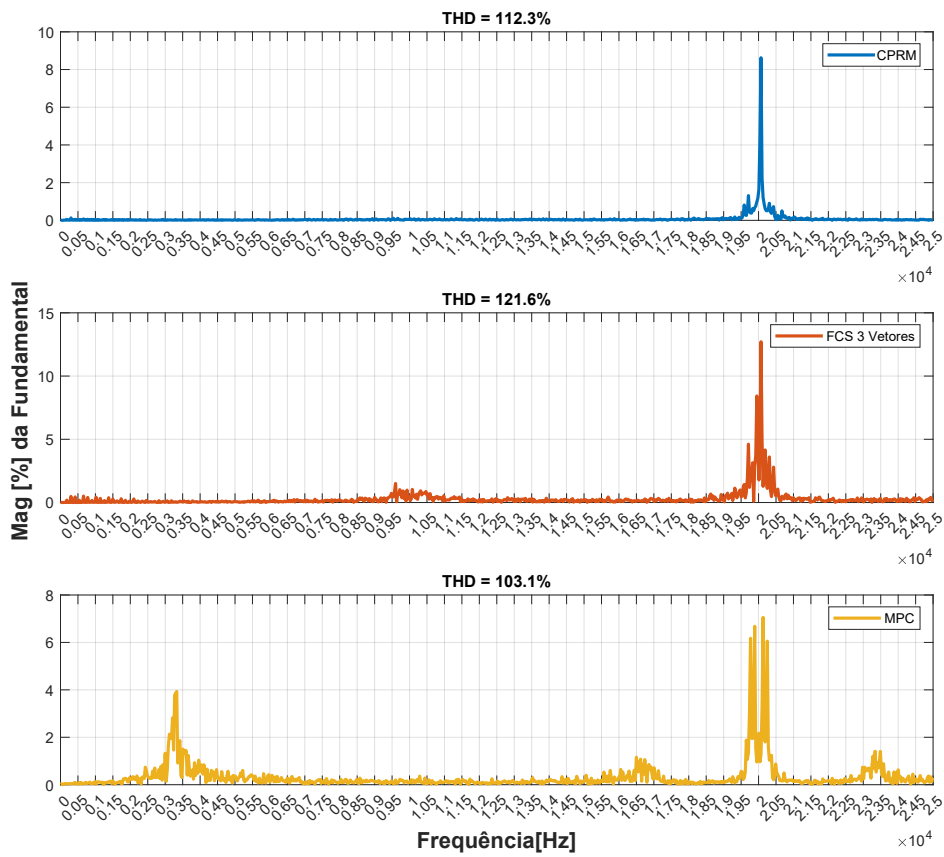


Figura 38 – FFT da tensão de saída do inversor para os três controladores.

Conclusão

O trabalho propôs uma técnica de controle Preditivo Robusto Modulado para o conversor conectado à rede, pretendendo-se demonstrar as vantagens em projetar um controle robusto a variações de parâmetros, e controlando a injeção de potência ativa e reativa por meio das correntes no referencial $\alpha\beta$ utilizando o vetor que fornecer o menor valor de custo para o controle. Os resultados também suportam que o controle é capaz de operar em um sistema com a tensão distorcida além de lidar com variação de parâmetros do sistema devido à parcela robusta do controlador.

O CPRM possibilita regular o sistema em diferentes pontos de operação, mostrando ser capaz de seguir as referências com erro estacionário nulo, sem sobressinal e tempo de acomodação por volta que $2ms$ mesmo com distorções na rede ou incertezas planta real versus estimada. Além do sistema conseguir fornecer uma corrente à rede com baixa distorção, o que foi comprovado nos resultados experimentais, ou seja, atende aos requisitos exigidos pela norma IEEE Std 1547.2-2008 (IEEE..., 2009). O algoritmo de modulação implementado também proporcionou ao controlador operar em uma frequência de chaveamento fixa, assim facilitando o projeto do filtro entre a rede e o conversor.

Pode-se concluir que, reveladas as vantagens, o CPRM apresenta viável aplicabilidade em sistemas de energias renováveis, mostrando-se suficiente para a geração de energia com qualidade.

Para trabalhos futuros existe a proposta de mudar o filtro L para um filtro LCL, o qual pode diminuir o tamanho dos componentes passivos projetos para o sistema. Também pode-se explorar a ideia da mudança do modelo de predição, além de introduzir matrizes de ponderação para as predições e um método de ajuste das mesmas.

Artigos

Publicados

Lunardi, A. S., Sguarezi Filho, A. J. (2018). Controle preditivo baseado em modelo para sistema eólico empregando gerador de indução gaiola de esquilo. *Brazilian Journal of Power Electronics*, 23(3), 330-338.

Lunardi, A. S., Sguarezi Filho, A. J., Capovilla, C. E., Casella, I. R. S., De Medeiros, A. A. M. (2019). A wireless coded predictive direct power control for renewable energy sources in smart grid environment. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, 112, 319-325.

Conde D, E., Lunardi, A., Sguarezi Filho, A. J. (2020). Current Control for DFIG Systems Under Distorted Voltage Using Predictive–Repetitive Control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4), 4354-4363.

Lunardi, A., Conde D, E. R., de Assis, J., Fernandes, D. A., Sguarezi Filho, A. J. (2021). Model predictive control with modulator applied to grid inverter under voltage distorted. *Energies*, 14(16), 4953.

Lunardi, A., Conde D, E. R., Monaro, R. M., Fernandes, D. A., Sguarezi Filho, A. J. (2021). Robust Predictive Control with Three-vector Modulation Connected to the Power Grid. *Energies*.

Lunardi, A., Conde D, E. R., de Assis, J., Meegahapola, L., Fernandes, D. A., Sguarezi Filho, A. J. (2021). Repetitive Predictive Control for Current Control of Grid-Connected Inverter under Distorted Voltage Conditions. *IEEE Access*.

Referências

- Akagi, H.; Kanazawa, Y.; Nabae, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1984. IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984.
- ALKORTA, P. et al. Efficient multivariable generalized predictive control for sensorless induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. IEEE, v. 61, n. 9, p. 5126–5134, sep 2014.
- BHARDWAJ, M. Software phase locked loop design using c2000 microcontrollers for single phase grid connected inverter. **Application Report, Texas Instruments**, 2017. 2017. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/sprabt3a/sprabt3a.pdf>>.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 2006. Citeseer, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- CALLE-PRADO, A. et al. Model predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped converters to meet low-voltage ride-through requirements. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. IEEE, v. 62, n. 3, p. 1503–1514, 2015.
- CHAVES, J. S. S. **Controle preditivo generalizado com horizonte deslizante e controle direto de potência deadbeat aplicados em sistemas eólicos baseados no gerador de indução de rotor bobinado**. [S.l.]: [sn], 2018.
- CHEN, D.; ZHANG, J.; QIAN, Z. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. IEEE, v. 60, n. 2, p. 814–823, 2012.
- COSTA, J. P. D. et al. Robust controller for dfigs of grid-connected wind turbines. **IEEE transactions on industrial electronics**, 2010. IEEE, v. 58, n. 9, p. 4023–4038, 2010.
- DANNEHL, J.; WESSELS, C.; FUCHS, F. W. Limitations of voltage-oriented pi current control of grid-connected pwm rectifiers with *lcl* filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. IEEE, v. 56, n. 2, p. 380–388, 2009.
- DORATO, P. A historical review of robust control. **IEEE Control Systems Magazine**, 1987. IEEE, v. 7, n. 2, p. 44–47, 1987.

- EGEA-ALVAREZ, A. et al. Advanced vector control for voltage source converters connected to weak grids. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2015. IEEE, v. 30, n. 6, p. 3072–3081, 2015.
- FILHO, A. J. S.; FILHO, E. R. Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, 2012. v. 3, n. 3, p. 398–406, July 2012. ISSN 1949-3029.
- FILHO, A. J. S. et al. A robust finite control set applied to the dfig power control. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2018. p. 1–1, may 2018.
- FILHO, A. J. S. et al. A robust finite control set applied to the dfig power control. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2018. IEEE, v. 6, n. 4, p. 1692–1698, 2018.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, 1976. Elsevier, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- GAVILAN, F. et al. Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency. In: IEEE. **2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)**. [S.l.], 2016. p. 1–6.
- GELDENHUYS, J. M. et al. Model predictive current control of a grid connected converter with lcl-filter. In: IEEE. **Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016 IEEE 17th Workshop on**. [S.l.], 2016. p. 1–6.
- GEYER, T.; QUEVEDO, D. E. Multistep finite control set model predictive control for power electronics. **IEEE Transactions on power electronics**, 2014. IEEE, v. 29, n. 12, p. 6836–6846, 2014.
- _____. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics. **IEEE Transactions on power electronics**, 2015. IEEE, v. 30, n. 3, p. 1633–1644, 2015.
- GOLESTAN, S. et al. Dynamics assessment of advanced single-phase pll structures. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. IEEE, v. 60, n. 6, p. 2167–2177, 2013.
- GREEN, M.; LIMEBEER, D. J. **Linear robust control**. [S.l.]: Courier Corporation, 2012.
- GU, D.-W.; PETKOV, P.; KONSTANTINOV, M. M. **Robust control design with MATLAB®**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2005.
- GUPTA, S. C. Phase-locked loops. **Proceedings of the IEEE**, 1975. IEEE, v. 63, n. 2, p. 291–306, 1975.
- HOLMES, D.; MARTIN, D. Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters. In: IEEE. **Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE**. [S.l.], 1996. v. 2, p. 906–913.

- HUBER, L.; KUMAR, M.; JOVANOVIĆ, M. M. Performance comparison of three-step and six-step pwm in average-current-controlled three-phase six-switch boost pfc rectifier. In: IEEE. **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2015. p. 1861–1868.
- IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547.2-2008**, 2009. p. 1–217, 2009.
- KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; KENNEL, R. Reformulation of the long-horizon direct model predictive control problem to reduce the computational effort. In: IEEE. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE**. [S.l.], 2014. p. 3512–3519.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in power electronics**. [S.l.]: Elsevier, 2002.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 1998. IEEE, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.
- KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 2009. IEEE, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.
- LAI, N.-B.; KIM, K.-H. Robust control scheme for three-phase grid-connected inverters with lcl-filter under unbalanced and distorted grid conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2017. IEEE, v. 33, n. 2, p. 506–515, 2017.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on industry applications**, 2005. IEEE, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.
- LIU, T. et al. A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with lcl filter. In: IEEE. **Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.], 2012. v. 1, p. 335–339.
- LIU, Y. et al. Proportional-resonant control method of three-phase grid-connected inverter. In: IEEE. **The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC)**. [S.l.], 2014. p. 4797–4800.
- LLOR, A. et al. Geometrical approach for a predictive current controller applied to a three-phase two-level four-leg inverter. In: IEEE. **IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2012. p. 5049–5056.
- LUNARDI, A. et al. Model predictive control with modulator applied to grid inverter under voltage distorted. **Energies**, 2021. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, n. 16, p. 4953, 2021.
- LUNARDI, A. S.; FILHO, A. J. S. Controle preditivo baseado em modelo para sistema eólico empregando gerador de indução gaiola de esquilo. **Brazilian Journal of Power Electronics**, 2018. v. 23, n. 3, p. 330–338, 2018.

- MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase pwm voltage-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. IEEE, v. 54, n. 2, p. 747–759, 2007.
- MOON, H.-C.; LEE, J.-S.; LEE, K.-B. A robust deadbeat finite set model predictive current control based on discrete space vector modulation for a grid-connected voltage source inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2018. IEEE, v. 33, n. 4, p. 1719–1728, 2018.
- PANG, B. et al. Stator harmonic current suppression for dfig system considering integer harmonics and interharmonics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2018. IEEE, v. 66, n. 9, p. 7001–7011, 2018.
- PRASAD, J. S. et al. Vector control of three-phase ac/dc front-end converter. **Sadhana**, 2008. Springer, v. 33, n. 5, p. 591–613, 2008.
- QUAN, X. Improved dynamic response design for proportional resonant control applied to three-phase grid-forming inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2020. IEEE, 2020.
- RIVERA, M. A new predictive control scheme for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency. In: IEEE. **2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)**. [S.l.], 2015. p. 617–622.
- RODRIGUES, L. L. et al. Predictive power control for dfig: A fare-based weighting matrices approach. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2019. IEEE, v. 7, n. 2, p. 967–975, 2019.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- ROSSITER, J. A. **Model-based predictive control: a practical approach**. [S.l.]: CRC press, 2003.
- SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter. In: IEEE. **Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on**. [S.l.], 2013. p. 576–581.
- SGUAREZI, A. **Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters**. [S.l.]: Elsevier, 2022.
- SILVA, L. H. et al. A robust phase-locked loop against fundamental frequency deviations and harmonic distortions. **Electric Power Systems Research**, 2018. Elsevier, v. 163, p. 338–347, 2018.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. [S.l.]: Citeseer, 2007.
- SUN, J. Pulse-width modulation. In: **Dynamics and control of switched electronic systems**. [S.l.]: Springer, 2012. p. 25–61.

- TARISCIOTTI, L. et al. Modulated model predictive control (m²pc) for a 3-phase active front-end. In: IEEE. **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.], 2013. p. 1062–1069.
- VAEZ-ZADEH, S. **Control of permanent magnet synchronous motors**. [S.l.]: Oxford University Press, 2018.
- WANG, L. **Model predictive control system design and implementation using MATLAB®**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2009.
- WU, B. et al. **Power conversion and control of wind energy systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- YANG, S. et al. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters. **IEEE transactions on Industrial Electronics**, 2010. IEEE, v. 58, n. 1, p. 202–212, 2010.
- YANG, S.-M.; LEE, C.-H. A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2002. IEEE, v. 17, n. 5, p. 772–778, 2002.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- ZHANG, L.; HARNEFORS, L.; NEE, H.-P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters. **IEEE Transactions on Power systems**, 2010. IEEE, v. 25, n. 2, p. 809–820, 2010.
- ZHANG, Y.; YANG, H. Two-vector-based model predictive torque control without weighting factors for induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. IEEE, v. 31, n. 2, p. 1381–1390, 2016.
- ZHOU, K.; DOYLE, J. C. **Essentials of robust control**. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 1998.

Apêndices

Controle Preditivo Repetitivo para Conversor conectado à Rede

Controlador Preditivo Repetitivo

O controle a seguir tem como foco incorpora o comportamento de um controlador repetitivo a um controlador preditivo para seguir a trajetória de referência e rejeitar possíveis distúrbios na rede. Portanto, pelo princípio do modelo interno, deve ser incluído o polinômio do gerador de sinal no denominador da função de transferência. Uma maneira de satisfazer esse requisito é adicionar um termo vetorial à dinâmica de estado no modelo de espaço de estados da planta, tal controlador é intitulado Controlador Preditivo Repetitivo (RPC do inglês *Repetitive Predictive Control*).

Modelo Interno e Distúrbio

Supondo que a planta a ser controlada tenha p entradas e m saídas e considere o modelo de espaço de estados a baixo,

$$\begin{aligned} x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u(k) + \mu(k) \\ y(k) &= C_m x_m(k). \end{aligned} \tag{47}$$

onde $x_m(k)$ é $n \times 1$ vetor de estados, $u(k)$ é $p \times 1$ vetor de entradas, $y(k)$ é $m \times 1$ vetor de saídas. Já $\mu(k)$ é $n \times 1$ um vetor do polinômio $\frac{1}{D(z)}$, onde $D(z)$ é dado por,

$$\begin{aligned} D(z) &= (1 - z^{-1}) \prod_{i=1}^n (1 - 2\cos(l_i \omega) z^{-1} + z^{-2}) \\ &= 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + \dots + d_\gamma z^{-\gamma}. \end{aligned} \tag{48}$$

onde l_i é o índices da componentes harmônicas e ω a frequência fundamental do sinal a ser seguido.

O modelo da planta é composto pelas matrizes A_m , B_m , C_m , utilizando as matrizes vistas em (17) e podem ser vistas a baixo,

$$A_m = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_{sp}}{L_g} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT_{sp}}{L_g} \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$B_m = \begin{bmatrix} \frac{T_{sp}}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{T_{sp}}{L_g} \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$C_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (51)$$

,

a matriz C_m é uma matriz identidade 2×2 devido aos estados do sistemas serem também a saída.

O distúrbio $\mu(k)$ pode ser descrito pelo operador de atraso no tempo q^{-1} , por tanto, $D(q^{-1})\mu(k) = 0$, e foram introduzidas variáveis auxiliares obtidas usando o modelo de perturbação.

$$x_s(k) = D(q^{-1})x_m(k), \quad (52)$$

$$u_s(k) = D(q^{-1})u(k). \quad (53)$$

Aplicando $D(q^{-1})$ em (47) se obtém,

$$D(q^{-1})x_m(k+1) = A_mD(q^{-1})x_m(k) + B_mD(q^{-1})u(k) \quad (54)$$

ou

$$x_s(k+1) = A_mx_s(k) + B_mu_s(k) \quad (55)$$

Similar agora para a saída, pode se obter,

$$D(q^{-1})y(k+1) = C_mx_s(k+1) = C_mA_mx_s(k) + C_mB_mu_s(k) \quad (56)$$

se isolar $y(k+1)$ se tem,

$$y(k+1) = -d_1y(k) - d_2y(k-1) - \dots - d_\gamma y(k-\gamma+1) + C_mA_mx_s(k) + C_mB_mu_s(k) \quad (57)$$

Por fim o modelo em espaço de estado da planta e distúrbio possui um novo vetor de estado como,

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_s(k)^T & y(k) & y(k-1) & \dots & y(k-\gamma+1) \end{bmatrix}^T \quad (58)$$

e o modelo fica,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu_s(k), \\ y(k) &= Cx(k), \end{aligned} \quad (59)$$

onde,

$$A = \begin{bmatrix} A_m & O & O & \dots & O & O \\ C_m A_m & -d_1 I & -d_2 I & \dots & -d_{\gamma-1} I & -d_\gamma I \\ O^T & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \vdots & \ddots & \dots & \vdots & \vdots \\ O^T & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ O^T & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (60)$$

$$B = \begin{bmatrix} A_m \\ C_m B_m \\ O \\ \vdots \\ O \\ O \end{bmatrix}, \quad (61)$$

$$C = [O^T \quad I \quad O^T \quad \dots \quad O^T \quad O^T]. \quad (62)$$

Denotasse que O é um vetor $n \times 1$ de zeros, utilizado para adequar as dimensões das matrizes em sistemas com planta multivariável. O mesmo princípio é utilizado para as matrizes identidades I que multiplicam os fatores $-d_1 -d_2 \dots -d_{\gamma-1} -d_\gamma$.

Controle Preditivo Repetitivo em Tempo Discreto

Tendo o modelo em espaço de estado do sistema juntamente ao distúrbio, o próximo passo é sintetizar o controle do sinal $u_s(k)$ filtrado usando o modelo preditivo. Considerando o instante de amostragem $k_i > 0$ e assumir que os estados poderão ser medidos. Por tanto, o valor futuro de controle pode ser escrito na forma vetorial como

$$U_s = [u_s(k_i)^T \quad u_s(k_i + 1)^T \quad \dots \quad u_s(k_i + N_c - 1)^T]^T, \quad (63)$$

sendo N_c o horizonte de controle o qual dita o número de parâmetros usados para capturar a trajetória futura do controle. Dado que $x(k_i)$, o futuro vetor de estado predito em N_p amostragens, onde N_p é o horizonte de predição, deve se assumir que $N_c \leq N_p$. Obtendo se que $x(k_i + j|k_i)$, $1 \leq j \leq N_p$ sendo então,

$$X = [x(k_i + 1|k_i)^T \quad x(k_i + 2|k_i)^T \quad \dots \quad x(k_i + N_p|k_i)^T]^T. \quad (64)$$

Desta forma, o horizonte de controle é selecionado para ser menor que o horizonte de predição, assim pode-se reduzir o esforço computacional. Assume-se que antes N_c

amostragens o controle filtrado $u_s(k_i + k)$ é zero para todas as amostragens futuras ($k \geq N_c$). Por meio do modelo em espaço de estado (59), o vetor de estado futuro pode ser obtido por,

$$X = F_x x(k_i) + \Phi_s U_s, \quad (65)$$

sendo que,

$$F_x = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ \vdots \\ A^{N_p} \end{bmatrix}, \quad (66)$$

$$\Phi_s = \begin{bmatrix} B & 0 & \cdots & 0 \\ AB & B & \cdots & 0 \\ A^2B & AB & \cdots & 0 \\ A^{N_p-1}B & A^{N_p-2}B & \cdots & A^{N_p-N_c}B \end{bmatrix}. \quad (67)$$

O objetivo do controlador preditivo repetitivo agora é encontrar o vetor U_s através da seguinte equação de custo,

$$J = X^T W_x X + U_s^T W_u U_s, \quad (68)$$

onde W_x é uma matriz bloco diagonal simétrica positiva semi-definida, que pondera o erro no vetor de estado, e W_u é uma matriz simétrica positiva definida que pondera o esforço de controle do sistema. Por tanto, substituindo (65) em (68), pode se obter,

$$J = U_s^T (\Phi_s^T W_x \Phi_s + W_u) U_s + 2U_s^T \Phi_s^T W_x F_x x(k_i) + x(k_i)^T F_x^T W_x F_x x(k_i). \quad (69)$$

Por fim, abstendo as restrições do sistema e por manipulação algébricas, o vetor de controle ótimo é

$$U_s = -(\Phi_s^T W_x \Phi_s + W_u)^{-1} \Phi_s^T W_x F_x x(k_i), \quad (70)$$

utilizando o horizonte de controle recente, a única componente em U_s correspondente a $u_s(k_i)$ é aplicado ao atuador da planta como,

$$D(q^{-1})u(k_i) = u_s(k_i), \quad (71)$$

ou seja,

$$u(k_i) = u_s(k_i) - d_1 u(k_i - 1) - d_2 u(k_i - 2) - \dots - d_\gamma u(k_i - \gamma), \quad (72)$$

onde possui tanto o controle ótimo $u_s(k_i)$ e seus valores anteriores.

Quando o controle é utilizado para seguir um sinal de referência, é necessário que o valor de referência seja subtraído do valor de saída, criando assim um vetor de erro como,

$$e(k_i) = y(k_i) - r(k_i) \dots e(k_i - \gamma + 1) = y(k_i - \gamma + 1) - r(k_i - \gamma + 1), \quad (73)$$

este sinal de erro deverá ser inserido no lugar dos elementos de saída no vetor de estado $x(k_i)$ utilizado em (65).

Por fim, a Figura 39 apresenta o diagrama em blocos do controlador preditivo repetitivo para o conversor conectado a rede.

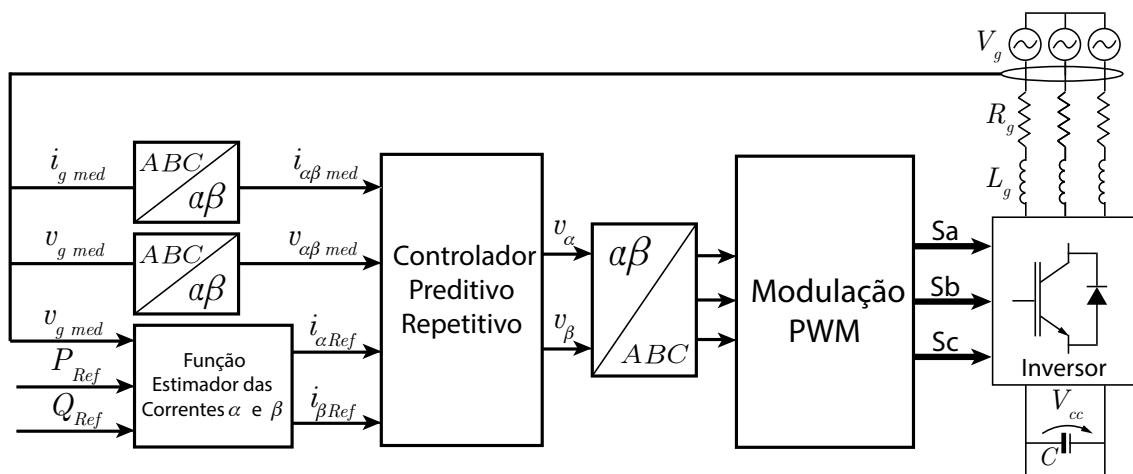


Figura 39 – Diagrama em blocos do RPC para conversor da rede.

A principal característica do controlador preditivo repetitivo é sua capacidade de lidar com restrições operacionais de entrada e saída. Em um sistema de controle tradicional, são impostas restrições para atender aos limites físicos e garantir a operação segura da planta. Na estrutura do controle preditivo do modelo, as restrições são incorporadas por meio da solução do problema de otimização em tempo real. Existem dois tipos de restrições comumente encontradas nas aplicações de controle. O primeiro tipo é as restrições de entrada e o segundo tipo é as restrições de saída. As restrições de entrada foram implementadas com sucesso e não há problemas ao implementar restrições de entrada. As restrições de saída e estado também podem ser impostas nas aplicações de controle preditivo, e essas restrições geralmente causam problemas, especialmente quando são implementadas junto com restrições de entrada.

A idéia central para formulação das restrições de entrada é expressar a entrada atual e a futura em restrições em termos do vetor de parâmetros U_s e estados passados do controlador para que o problema de controle restrito seja resolvido minimizando a função custo (69) sujeita a um conjunto de restrições de desigualdade linear

Para isto, as restrições de amplitude de entrada são especificadas como

$$u^{min} \leq u(k) \leq u^{max}$$

e a taxa de mudança no sinal de entrada é especificada como

$$\Delta u^{min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u^{max}$$

Para as restrições na saída os modelos de função de transferência são usados no projeto do controle preditivo repetitivo, as variáveis de estado são estimadas usando um observador. Para estas aplicações, as variáveis de estado, em geral, não correspondem às variáveis físicas da planta, portanto, as restrições de variáveis de estado não serão impostas, pois não têm significado físico e é difícil quantificar seus limites reais. No entanto, as variáveis de saída são medidas, correspondendo as variáveis físicas da planta com restrições operacionais. Em um sistema de controle preditivo repetitivo, as restrições operacionais são naturalmente dadas pelos erros entre os sinais de trajetória de referência e os sinais de realimentação.

Resultados experimentais

Vários experimentos foram realizados para verificar a eficácia do controlador proposto e todos os testes foram baseados no sistema representado na Figura 39. A bancada experimental é composta por um Processador Digital de Sinais (do inglês *Digital Signal Processor*) Texas Instruments modelo TMS320F28335, placas eletrônicas para a correta aquisição das variáveis de corrente (i) e tensão (v) e um inversor Back-to-Back do modelo "Semikron SKS20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U 14V12" conectado a uma rede distorcida por meio de filtros indutivos.

Para recriar a rede distorcida foi utilizada uma fonte de tensão eletrônica controlável do modelo FCATHQ 450-38-50-n55210 (que está em outro banco experimental mas conectado ao banco de testes apresentado) conectado ao inversor e além disso, a referência foi criada usando uma PLL que é robusta a distorções harmônicas, como o do (SILVA et al., 2018), implementando-o no DSP mencionado acima.

A Figura 13 mostra a imagem da configuração da estação de trabalho, neste caso existe um contator elétrico que se encarrega da conexão entre o inversor e a fonte de tensão eletrônica controlável. A unidade DSP é a responsável por todos os sinais de *trigger* no inversor para possibilitar a troca de potência, utilizando *Space Vector Modulation* (SVM) a $20kHz$ como técnica de comutação e a mesma frequência para o tempo de amostragem. Para implementar o algoritmo de controle Preditivo Repetitivo descrito na seção anterior o controle e o horizonte de previsão escolhidos foram $N_p = 3$ e $N_c = 2$, respectivamente.

Operação normal

O primeiro teste para avaliar o controlador em operação normal é uma mudança de grau de potência ativa, de $500W$ para $750W$. A Figura 40 apresenta a resposta dinâmica de acordo com o grau e a corrente injetada na rede.

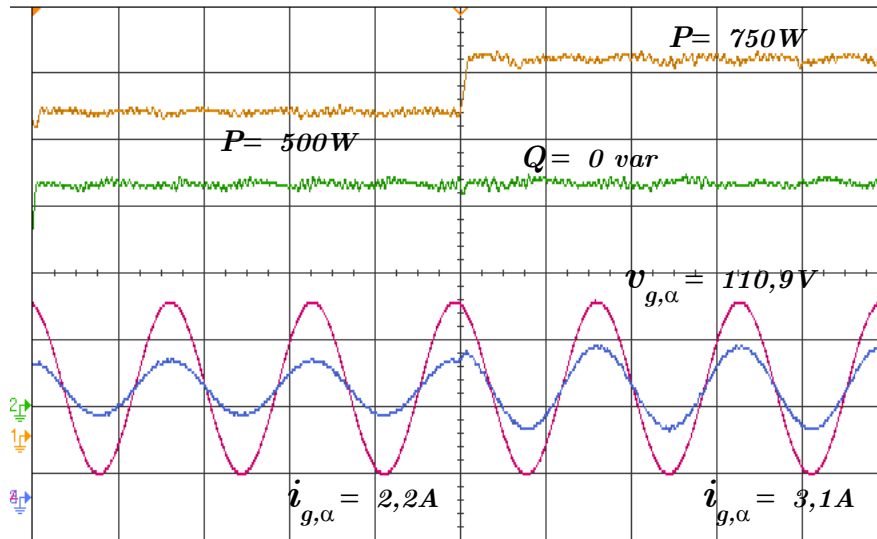


Figura 40 – Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P para operação normal.

Nota-se que neste teste a tensão da rede é apenas o harmônico fundamental em 60Hz com 110V de magnitude. O controlador atinge a referência, a corrente aumenta de $2,2\text{A}$ para $3,1\text{A}$ de acordo com a mudança de etapa de potência ativa. Na abordagem da subseção a seguir, o controlador é aplicado ao mesmo sistema, no entanto, a tensão é distorcida.

Operação Distorcida de Tensão

Para testar o controlador proposto, foi escolhida uma situação de rede com distorção característica, que consiste em uma rede que contém distorção harmônica nos componentes 5, 7, 11, 13, 17 e 19, e foi inspirada em (PANG et al., 2018). Os valores de distorção para cada um dos componentes podem ser vistos na Tabela 6. Este cenário de distorção da rede foi utilizado para testar diferentes capacidades do controlador proposto, tais como, comportamento geral de controle, tempo de resposta ao degrau, capacidade de supressão de harmônicos na corrente da rede e sua correspondente avaliação de THD.

Tabela 6 – Valores de distorção harmônica

Harmônica	Amplitude	Porcentagem da Fundamental
1	110V	100.00%
5	4.33V	3.94%
7	3.46V	3.15%
11	2.59V	2.36%
13	1.65V	1.50%
17	1.21V	1.10%
19	0.77V	0.70%

O comportamento ótimo de controle esperado do controlador proposto é rastrear variáveis controladas sobre suas referências em vários pontos de operação ao longo do tempo, o que é mostrado na Figura 41.

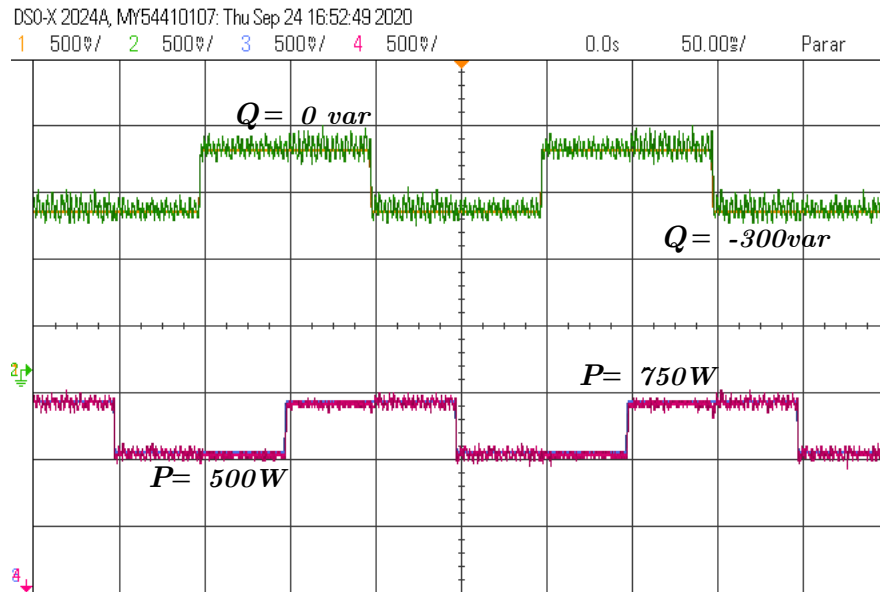


Figura 41 – Desempenho de estado estável com RPC.

O teste foi desenvolvido utilizando a rede distorcida descrita na Tabela 6, e em resumo, este teste varia as referências de potência de $0var$ a $-300var$, e vice-versa para " Q " e de $500W$ a $750W$ e vice-versa para " P ", desta forma são obtidos 4 pontos operacionais, os pontos " $P1$, $P2$, $P3$ e $P4$ " que são mostrados abaixo:

$P1 : (Q = 0var, P = 500W);$

$P2 : (Q = 0var, P = 750W);$

$P3 : (Q = -300var, P = 500W);$

$P4 : (Q = -300var, P = 750W).$

Como esta implementação é para controle de corrente, os valores de referência das correntes $i_{\alpha Ref}$, $i_{\beta Ref}$ são calculados usando o (74), onde as referências de potência dos pontos $P1$, $P2$, $P3$ e $P4$ são usados para obter as referências atuais e podem ser vistos na Figura 42.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha Ref} \\ i_{\beta Ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3(v_{\alpha}^2(k) + v_{\beta}^2(k))} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(k) & v_{\beta}(k) \\ v_{\beta}(k) & -v_{\alpha}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{Ref} \\ Q_{Ref} \end{bmatrix} \quad (74)$$

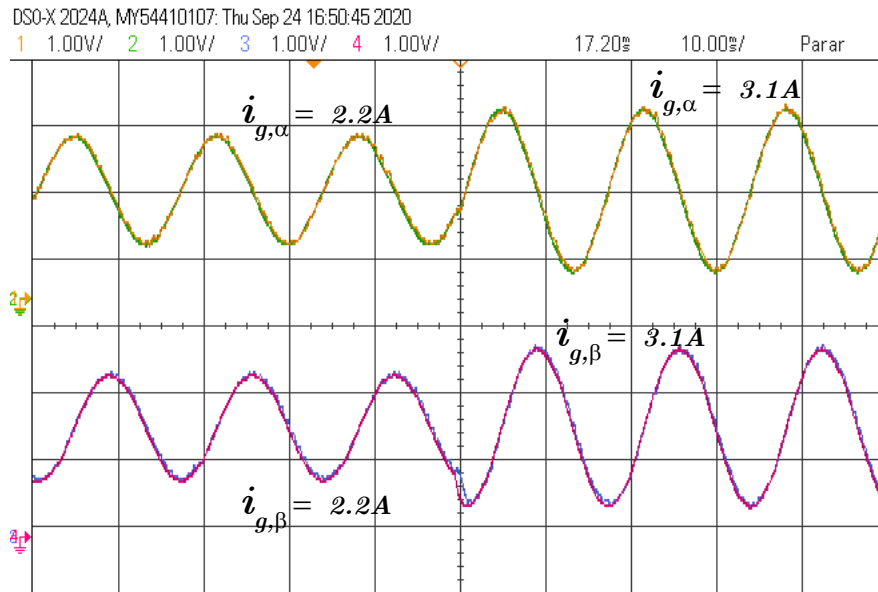


Figura 42 – Sinal medido e referência para correntes alfa e beta. A linha verde é a referência de corrente alfa e a linha amarela é o sinal de corrente da rede alfa. A linha roxa é a referência de corrente beta e a linha azul é o sinal de corrente da rede beta.

Agora observando a Figura 41, pode-se ver que tanto as referências de potência ativa quanto a reativa são rastreadas com precisão pelo controlador proposto. No entanto, menor ondulação e melhor rastreamento na potência ativa são altamente notáveis quando comparados à potência reativa.

Por outro lado, outra boa informação sobre as capacidades do controlador proposto pode ser extraída desse comportamento geral, que são os tempos de resposta ao degrau para o controle da potência ativa (P) e reativa (Q). A visualização ampliada da Figura 41 nos pontos onde ocorre a mudança de etapa, é mostrada nas Figuras 43 e 44.

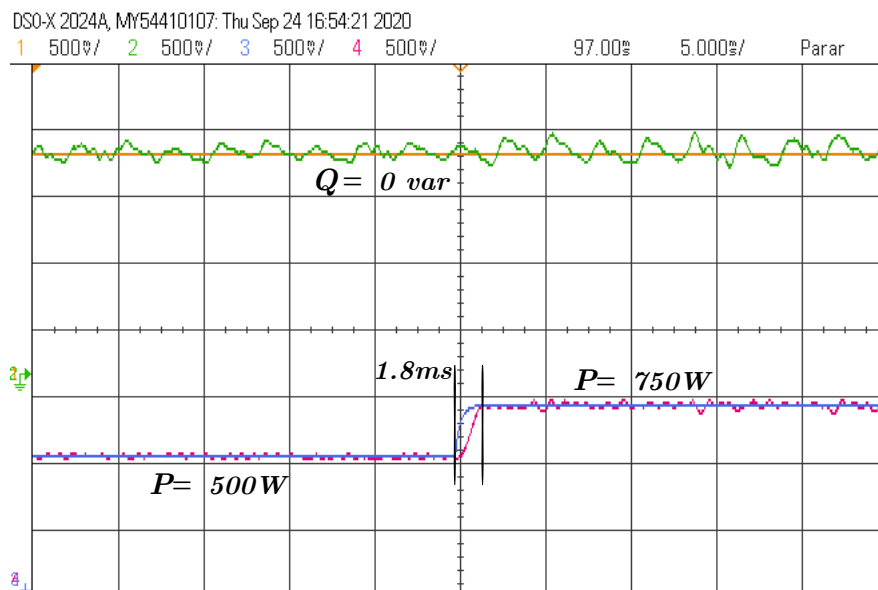


Figura 43 – Tempo de resposta do degrau da potência ativa P .

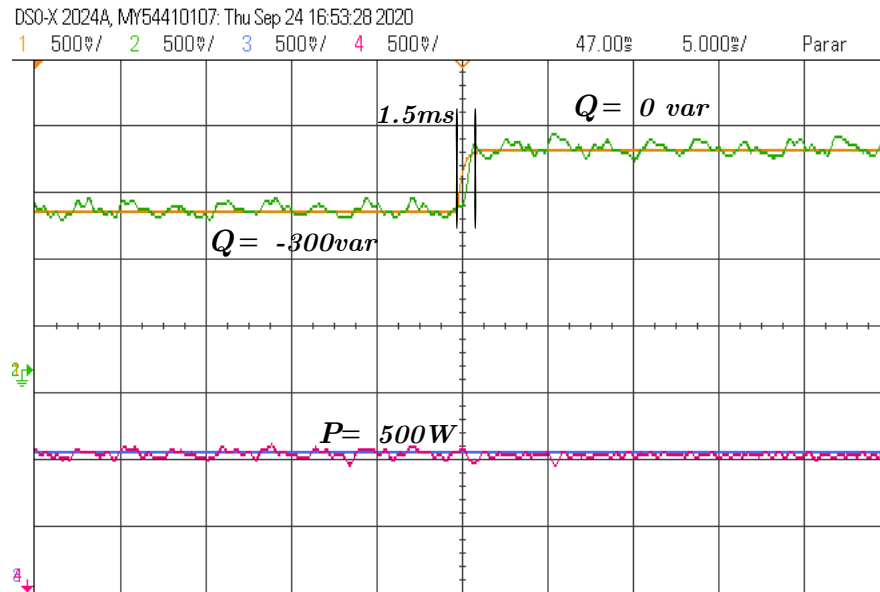


Figura 44 – Tempo de resposta do degrau da potência reativa Q .

A Figura 43 mostra o zoom da mudança de passo de potência ativa de $P = 500W$ para $P = 750W$, enquanto a potência reativa é mantida em $Q = 0var$ e observa-se uma resposta sem sobressinal e o tempo de acomodação é igual a $1,8ms$, aproximadamente. Em segundo lugar, a Figura 44 mostra o zoom para a potência reativa enquanto a mudança de passo de $Q = -300var$ para $Q = 0var$ está acontecendo e a potência ativa permanece em $P = 500W$, desta vez o tempo de estabilização observado é de $1,5ms$ e também não ocorre sobressinal.

Continuando com os testes das capacidades deste controlador Preditivo-Repetitivo, outros tipos de figuras são mostrados. Estas são as Figuras 45 e 46 que mostram o comportamento da corrente e tensão da rede α para o quadro estacionário $\alpha\beta$ (v_α, i_α), enquanto as potências (P, Q) mudam. De acordo com as referências de potência e usando a equação (74) uma nova referência de corrente é fornecida. Esta nova referência de corrente está sendo controlada e rastreada quando a etapa de potência muda. A Figura 45 representa a potência ativa e a Figura 46 representa a potência reativa.

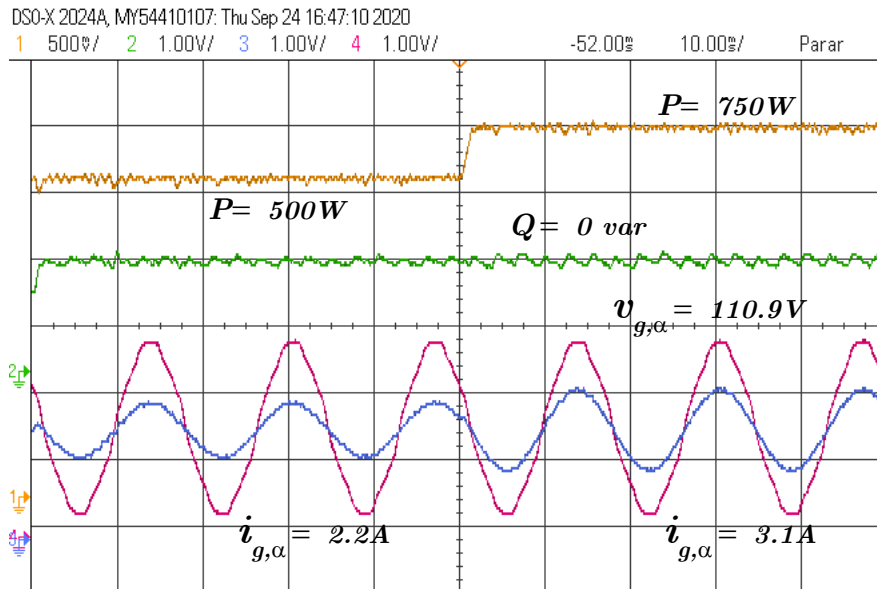


Figura 45 – Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P .

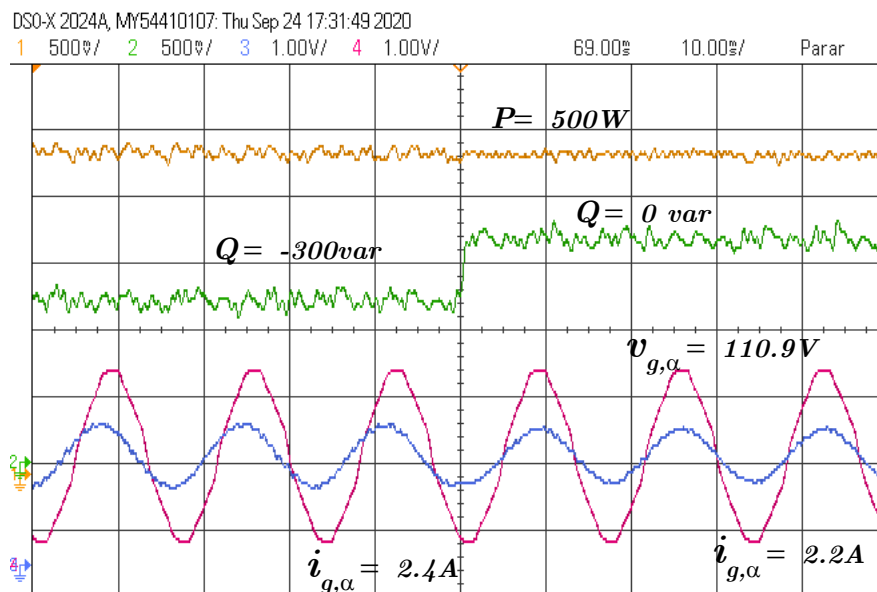


Figura 46 – Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência reativa Q .

A Figura 46, mostra o comportamento da corrente de rede (i_α) enquanto há uma mudança degrau na potência reativa (Q) de $-300var$ para $0var$. Neste caso, acontece algo semelhante ao primeiro caso, no lado esquerdo do degrau de potência reativa existe um valor de corrente de rede ($i_\alpha = 2.4A$) e logo após a variação esta corrente muda para outro valor ($i_\alpha = 2.2A$). É importante notar que neste caso não há apenas a amplitude das mudanças de corrente, mas também a fase. Isso ocorre porque a corrente da rede muda de amplitude e fase em função da potência que se espera que seja fornecida ou consumida.

A observação mais importante que deve ser feita e o foco desta pesquisa é o comportamento e a forma de onda da corrente da rede durante sua operação sob tensão distorcida. Em ambas as Figuras 45 e 46 a tensão distorcida v_α com THD de 4,51% pode ser vista claramente, porém, a corrente da rede permanece senoidal com THDi de 1,82% devido ao controlador Preditivo-Repetitivo que calcula os valores de referência para as correntes através dos valores de referência de potência e rejeita as perturbações injetadas no sistema pela rede para obter um controle de corrente ideal mesmo sob tensão distorcida.

De fato, essa corrente de rede senoidal sob tensão distorcida é o motivo da ondulação presente tanto na potência ativa quanto na reativa (P, Q), nesse sentido, essas ondulações são o *trade-off*, que o sistema paga para manter uma corrente senoidal na rede sob condições de tensão de rede distorcidas.

Por último, é importante dar uma medida de qualidade do controlador implementado. Neste caso, o THDi da corrente da rede desempenha um papel importante, pois é o melhor indicador de qualidade utilizado para esses sistemas perturbados, então a Figura 47 é apresentada com um valor de THDi de 1,82% no corrente da rede, o que significa que o controlador pode manter a corrente da rede em níveis aceitáveis de distorção (1,82%) mesmo quando a tensão é claramente distorcida com todos os componentes distorcidos. Esses resultados demonstram a eficácia do controlador.

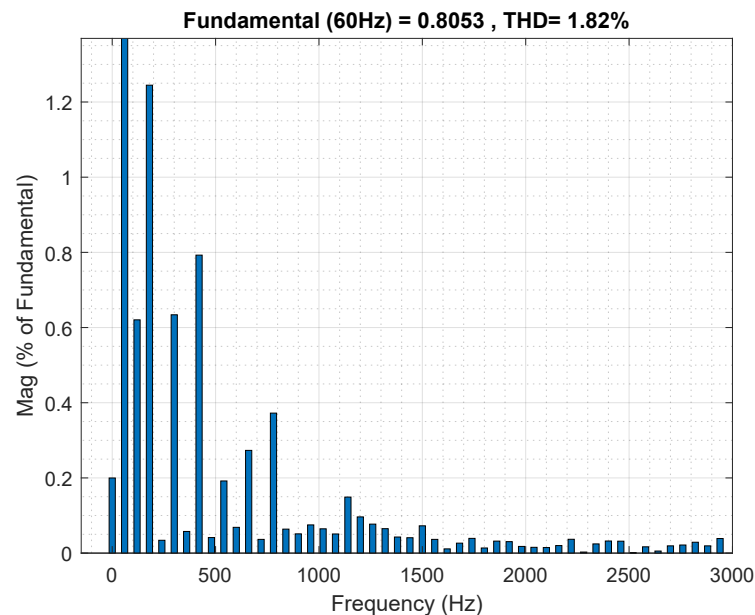


Figura 47 – THDi de comparação de corrente de rede operando sob tensão distorcida.

Teste de Comparação do Controlador

Foi feita uma comparação de desempenho entre o controlador proposto e os controladores comumente relatados na literatura, como o FCS. Entretanto, o FCS é um controlador

predictivo que foca em minimizar uma função de custo com os valores futuros das variáveis de controle e obtém o vetor de tensão, que proporciona o menor custo.

Os resultados abaixo mostram a comparação entre o controlador proposto neste artigo e os controladores já relatados na literatura. Para fazer uma comparação justa, o FCS usado aqui usa um algoritmo de três vetores para resolver o problema de frequência de comutação variável que existe no FCS(GAVILAN et al., 2016) convencional.

As figuras 48 e 49 mostram os dois controladores em função de etapas de potência ativa em operação normal, ou seja, sem distorção na tensão da rede. Os resultados foram obtidos a partir dos pontos fornecidos nos testes de bancada através dos arquivos .CSV.

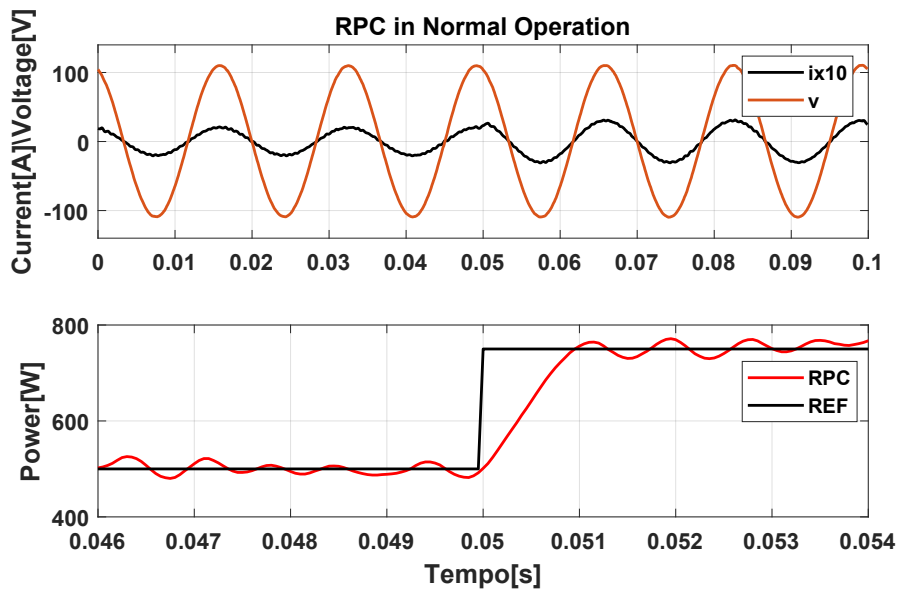


Figura 48 – Resposta do grau de potência RPC em operação normal.

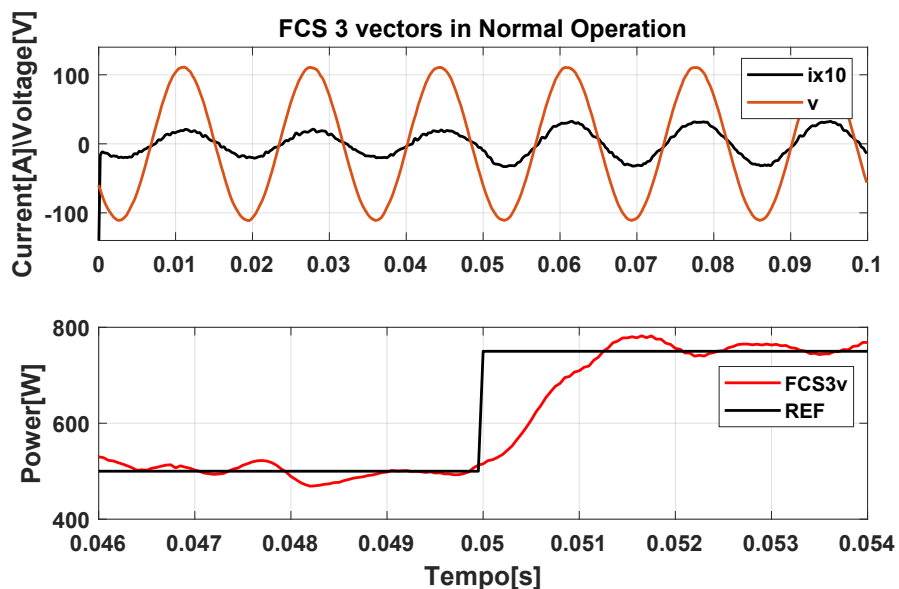


Figura 49 – Resposta do grau de potência FCS em operação normal.

É notável que todos os controladores são capazes de alterar a amplitude da corrente injetada em função do degrau de potência ativa. No entanto, os controladores possuem tempos de subida diferentes e oscilações maiores em torno da referência, o que resulta em um THD maior na corrente injetada. A tabela 7 apresenta os valores de THD e tempo de subida de cada controlador.

Tabela 7 – Comparação de distorção harmônica total em operação normal

Controlador	Fundamental	Tempo de subida	Porcentagem de THD
RPC	60Hz	1.8ms	1.07%
FCS	60Hz	2.4ms	2.37%

Os próximos testes, também foram realizados usando um degrau de potência ativa, mas sob tensão de rede distorcida com os harmônicos apresentados na Tabela 6.

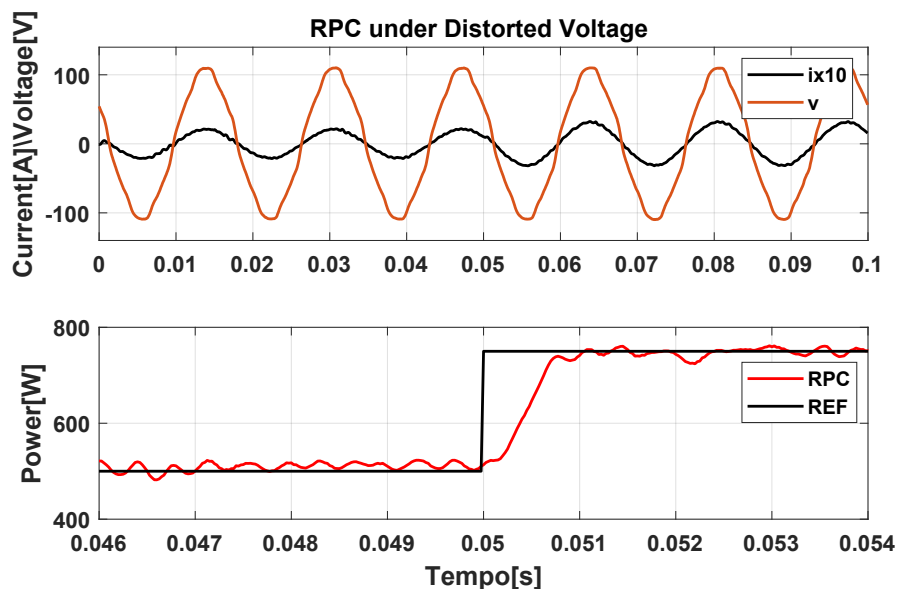


Figura 50 – Resposta do grau de potência do PC sob tensão distorcida.

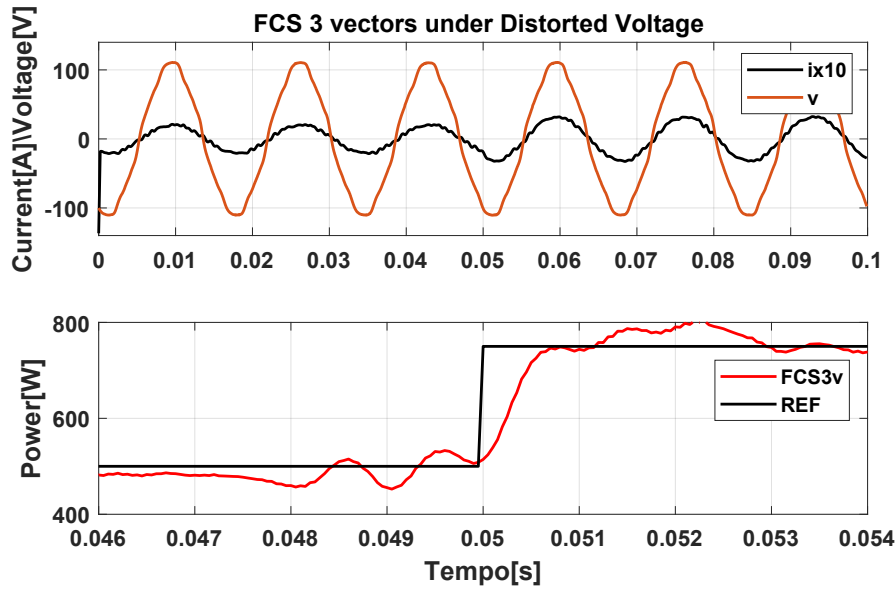


Figura 51 – Resposta do grau de potência FCS sob tensão distorcida.

Testes com tensão distorcida apresentam mais oscilações na potência devido ao fato da potência ser o produto da tensão pela corrente e como a tensão é distorcida, isso reflete no sinal de potência. No entanto, mesmo sob tensão de rede distorcida, o controlador de backup fornece o menor THD em comparação com os controladores FCS. A tabela 8 também apresenta os valores de THD e tempo de subida para cada controlador para ilustrar a diferença entre os controladores. Isso destaca o fato de que o FCS é incapaz de rejeitar a distorção fornecida pela tensão da rede.

Tabela 8 – Comparação de distorção harmônica total sob tensão distorcida

Controlador	Fundamental	Tempo de subida	Porcentagem de THD
RPC	60Hz	1.9ms	1.82%
FCS	60Hz	2.1ms	3.77%

Teste de Robustez

Para avaliar a robustez dos controladores propostos, foi repetido o mesmo teste realizado na Figura 45, mas agora o filtro de indutância foi substituído por uma indutância com o valor $13.2mH$ e mantém os mesmos ganhos, os ganhos estão relacionados às matrizes Wy e Wu de (70), do controlador. Isso representa uma redução do filtro em 40% em relação ao valor antigo de $22mH$ apresentado nos testes anteriores. A Figura 52 apresenta a resposta dinâmica do sistema, a entrada do controlador é o grau de potência ativa de $500W$ a $750W$.

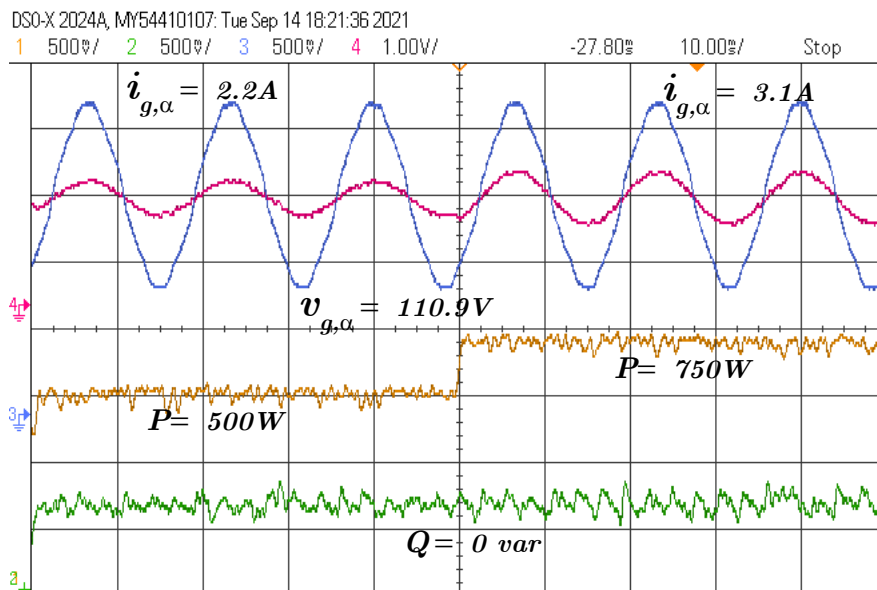


Figura 52 – Tensão e corrente da rede na fase A durante a etapa de potência ativa P .

Observe que o controlador é capaz de atingir a referência e fornecer um sinal de corrente senoidal conforme o esperado. A Figura 53 apresenta o THDi do novo teste, o valor é 4,24% que ainda está abaixo dos valores limites estipulados na IEEE Std 1547.2-2008 (IEEE..., 2009).

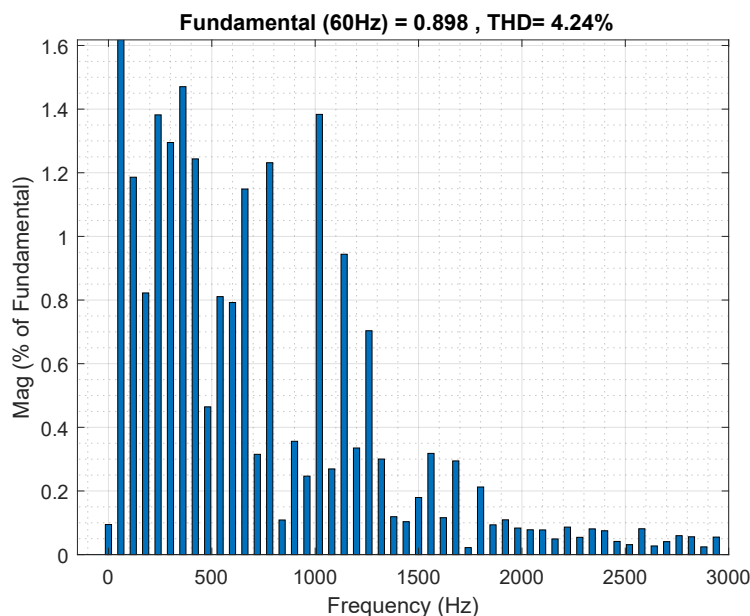


Figura 53 – THDi de comparação de corrente de rede operando sob tensão distorcida.

É possível concluir que mesmo sob os mesmos ganhos para o controlador, que foi ajustado para o filtro específico $22mH$, com variação de indutância de 40%, o RPC é capaz de atingir a referência e entregar uma qualidade saída de corrente conforme estipulado no

padrão IEEE. No entanto, caso seja necessário reduzir o THDi, novos ganhos devem ser utilizados para o RPC de acordo com o novo valor de indutância.

Conclusão

O RPC conectado à rede por controle de corrente do inversor, é controlador proposto com bom desempenho na supressão de harmônicos onde a tensão da rede é distorcida. A expansão do modelo da rede é necessária para incorporar o polinômio $D(z)$, que representa a parte repetitiva do sistema de controle, e após o projeto $D(z)$, adiciona-se a otimização da função custo para representar o parte preditiva do sistema. Todos os experimentos foram realizados com o RPC projetado com os parâmetros relevantes mostrados na Tabela 9, produzindo resultado satisfatório relacionando o conteúdo harmônico na rede com 1,82% de valor de THD, o tempo de subida para transição de grau está abaixo $2ms$ sem sobressinal, mantém um desempenho consistente em diferentes cenários demonstrando uma supressão harmônica efetiva na rede de acordo com os requisitos da IEEE Std 1547.2-2008 (IEEE..., 2009).

Existem algumas desvantagens e limitações do RPC. Por se tratar de um controlador do tipo preditivo, dependendo dos horizontes escolhidos, seja de previsão ou de controle, há um aumento no esforço computacional necessário para realizar o cálculo dos ganhos. Outra desvantagem que deve ser destacada é o fato da escolha das matrizes Wu e Wy , pois estão diretamente ligadas ao desempenho do controlador. Na pesquisa apresentada os valores para essas matrizes são escolhidos heurísticamente e em trabalhos futuros, espera-se determinar esses valores através de métodos analíticos semelhantes ao (RODRIGUES et al., 2019).

Por fim, independentemente das limitações do controlador, ele se apresentou como uma solução viável para sistemas com inversores conectados à rede elétrica para suprimir harmônicos sob tensão de rede distorcida.

Tabela 9 – Parâmetros da rede e a configuração experimental.

Parâmetro	Valor
Potência nominal do conversor	3 kW
Tensão nominal da rede (V_g)	71.56V
Frequência nominal da rede f	60 Hz
Frequência de comutação, f_s	20 kHz
Filtro de indutância L_g	22 mH
Filtro de resistência R_g	1 Ω
Tempo de amostragem, T	0.1 ms
Tensão do barramento CC, VDC	300 V
Horizonte de controle, N_c	2
Horizonte predição, N_p	3
W_u	$7e^{12} \cdot I$
W_y	$2e^6 \cdot I$
Polinômio Gerador de Sinal, $D(z)$	$1 - z^{-1}$