



RAYANE APARECIDA GUIMARÃES

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO PARA
CONVERSORES FORMADORES DE REDE COM OPERAÇÃO
ILHADA**

LAVRAS – MG

2019

RAYANE APARECIDA GUIMARÃES

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO PARA CONVERSORES
FORMADORES DE REDE COM OPERAÇÃO ILHADA**

Dissertação de mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação.

Prof^ª. Dr^ª. Sílvia Costa Ferreira

Orientadora

Prof. Dr. Vinícius Miranda Pacheco

Coorientador

LAVRAS – MG

2019

**Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da Biblioteca
Universitária da UFLA, com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).**

Guimarães, Rayane Aparecida.

Controle Preditivo Baseado em Modelo para Conversores
Formadores de Rede com Operação Ilhada / Rayane Aparecida
Guimarães. - 2019.

106 p. : il.

Orientador(a): Sílvia Costa Ferreira.

Coorientador(a): Vinícius Miranda Pacheco.

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de
Lavras, 2019.

Bibliografia.

1. Controle Preditivo Baseado em Modelo. 2. Conversor
Formador de Rede. 3. Microrredes. I. Ferreira, Sílvia Costa. II.
Pacheco, Vinícius Miranda. III. Título.

RAYANE APARECIDA GUIMARÃES

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO PARA CONVERSORES
FORMADORES DE REDE COM OPERAÇÃO ILHADA**

Dissertação de mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação.

APROVADA em 17 de Setembro de 2019.

Prof. Dr. Wilian Soares Lacerda UFLA
Prof. Dr. Vinícius Miranda Pacheco UFLA
Prof^ª. Dr^ª. Sílvia Costa Ferreira UFLA
Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti UNIFEI

Prof^ª. Dr^ª. Sílvia Costa Ferreira
Orientadora

Prof. Dr. Vinícius Miranda Pacheco
Co-Orientador

**LAVRAS – MG
2019**

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus que em sua infinita bondade me deu a sabedoria e o discernimento para concluir mais uma etapa dos Seus desígnios. Também agradeço a intercessão de Nossa Senhora Aparecida, que durante todo esse tempo me envolveu em seu manto sagrado.

Ao meu pai, Paulo, pelo incentivo e apoio, à minha mãe, Cristina, pelas orações e as palavras de conforto. Ao meu namorado, Paulo César, pelo afeto e pela paciência nos momentos de estresse e ansiedade.

A minha orientadora, Sílvia, que não mediu esforços para que esse trabalho tivesse sucesso. Agradeço por ser companheira, amiga e confidente. Ao meu coorientador, Vinícius, por todo apoio e pelas inúmeras considerações de grande valor.

Aos técnicos do laboratório de eletricidade, Alexandre e Fabiano, pela ajuda e pela companhia.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação (PPGESISA) pela estrutura e a Capes pelo apoio financeiro.

A todos familiares e amigos em geral que fizeram parte direta ou indiretamente para que esse sonho fosse realizado.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota”.
(Madre Teresa de Calcutá)

RESUMO

Uma microrrede é composta por vários sistemas de geração distribuída, de armazenamento e cargas. No entanto, o controle e a operação desses sistemas são complexos, principalmente nas microrredes que operam em modo ilhado. Nessa condição de operação, os conversores formadores de rede são responsáveis por manter o funcionamento adequado da microrrede, controlando a amplitude da tensão e a frequência de acordo com a referência dada a eles. Atualmente, o uso do controle preditivo vem crescendo, principalmente em circuitos de eletrônica de potência. Existem vários tipos de controle preditivo, em especial, o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito. Esse controle prevê o comportamento futuro das variáveis de controle e com essa informação escolhe o melhor estado de chaveamento dos semicondutores de acordo com a minimização de uma função custo. Esse trabalho consiste em desenvolver um conversor formador de rede que opere em modo ilhado e utilize o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito como técnica de controle. A validação desse sistema é realizada a partir de simulações com *software* MATLAB/*Simulink* e de testes no protótipo. O conversor formador de rede é testado com cargas lineares e não lineares, com variações nas referências de tensão e na carga. Os resultados obtidos mostram que a resposta dinâmica do algoritmo é muito rápida, na ordem de 1,17ms para o degrau de tensão, por exemplo. Observa-se também a robustez do controle frente as variações de parâmetros e a capacidade de rejeição de distúrbios, tais como ressonâncias e harmônicos. Além disso, a tensão se manteve regulada independente das variações ou do tipo de carga conectada ao conversor.

Palavras-chave: Controle Preditivo Baseado em Modelo. Conversor Formador de Rede. Microrredes.

ABSTRACT

A Microgrid is composed by distributed generation, storage systems and local loads. However, its control and operation are complex, especially in islanded mode. In this condition, grid forming converters are responsible for maintaining microgrid proper operation by controlling voltage amplitude and frequency according to the reference. Currently, the use of predictive control has been growing, especially in power electronics converters. There are several types of predictive control, in particular, the finite control set model predictive control. It predicts the future behavior of the control variables and, with this information, selects the best switching state according to the cost function optimization. This work consists of developing a grid forming converter, which operates in islanded mode and uses the finite control set model predictive control. A validation of this system is performed from simulations using the MATLAB/Simulink and prototype testing. The grid forming converter is tested with linear and nonlinear loads and with voltage and load variations. The results show the dynamic response of the algorithm is very fast, of about 1,17ms for voltage variations, for example. It is also noted the control is capable of harmonic rejection and it is robust to model parameter mismatches. In addition, the voltage is always regulated regardless of the type and magnitude of loads.

Keywords: Finite Control Set Model Predictive Control. Grid-Forming Converters. Microgrid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Topologia do conversor monofásico em ponte H.	14
Figura 2.2 – Topologia do conversor monofásico em ponte H com <i>chopper</i>	14
Figura 2.3 – Topologia do conversor monofásico em ponte H com transformador elevador.	15
Figura 2.4 – Conversor conectado à rede com filtro L.	16
Figura 2.5 – Conversor conectado à rede com filtro LC.	18
Figura 2.6 – Conversor conectado à rede com filtro LCL.	19
Figura 2.7 – Possíveis localizações para a resistência de amortecimento.	21
Figura 2.8 – Estrutura básica do controle de um CAR.	23
Figura 2.9 – Estrutura básica do controle de um CSR: a) CSR operando como fonte de corrente; b) CSR operando como fonte de tensão.	24
Figura 2.10 – Modelo de controle de um CFR gerando uma tensão senoidal a partir dos valores E^* e ω^* como referência.	26
Figura 2.11 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso ideal - tempo de processamento desprezível.	29
Figura 2.12 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso ideal com atraso.	30
Figura 2.13 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso real.	31
Figura 2.14 – Topologia de um CFR monofásico.	32
Figura 3.1 – Topologia do CFR com filtro LC.	34
Figura 3.2 – Circuito correspondente ao filtro LC.	36
Figura 3.3 – Circuito correspondente ao filtro LC com a inserção da resistência virtual.	37
Figura 3.4 – Diagrama do CFR com FCS-MPC.	41
Figura 3.5 – Fluxograma do FCS-MPC.	42
Figura 3.6 – Esquemático do CFR construído para os testes.	43
Figura 3.7 – Circuito com carga linear	45
Figura 3.8 – Circuito com carga não linear	45
Figura 4.1 – THD_V para a variação dos parâmetros R_V e λ	48
Figura 4.2 – THD_I para a variação dos parâmetros R_V e λ	49
Figura 4.3 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o): a) $R_V = 0$ e $\lambda = 0$; b) $R_V = 2$ e $\lambda = 1$	50
Figura 4.4 – Simulação com o CFR sem carga: Tensão de saída do conversor (v_i).	50

Figura 4.5 – Simulação com o CFR sem carga: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	51
Figura 4.6 – Simulação com o CFR sem carga: THD da tensão do filtro (THD_V).	52
Figura 4.7 – teste experimental com o CFR sem carga: Tensão de saída do conversor (v_i).	52
Figura 4.8 – teste experimental com o CFR sem carga: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).	53
Figura 4.9 – teste experimental com o CFR sem carga: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) THD_V	53
Figura 4.10 – Simulação com o CFR com carga R: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	55
Figura 4.11 – Simulação com o CFR com carga R: a) THD_V ; b) THD_I	55
Figura 4.12 – teste experimental com o CFR com carga R: Potência ativa, reativa e aparente.	56
Figura 4.13 – teste experimental com o CFR com carga R: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).	56
Figura 4.14 – teste experimental com o CFR com carga R: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.	57
Figura 4.15 – teste experimental com o CFR com carga R: a) THD_V ; b) THD_I	57
Figura 4.16 – Simulação com o CFR com carga RL: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	58
Figura 4.17 – Simulação com o CFR com carga RL: a) THD_V ; b) THD_I	58
Figura 4.18 – teste experimental com o CFR com carga RL: Potência ativa, reativa e aparente.	59
Figura 4.19 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).	59
Figura 4.20 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.	60
Figura 4.21 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) THD_V ; b) THD_I	60
Figura 4.22 – Simulação com o CFR com carga RC: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	61

Figura 4.23 – Simulação com o CFR com carga RC: a) THD_V ; b) THD_I	61
Figura 4.24 – teste experimental com o CFR com carga RC: Potência ativa, reativa e aparente.	62
Figura 4.25 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).	62
Figura 4.26 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.	63
Figura 4.27 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) THD_V ; b) THD_I	63
Figura 4.28 – Simulação com o CFR com carga não linear: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	64
Figura 4.29 – Simulação com o CFR com carga não linear: a) THD_V ; b) THD_I	65
Figura 4.30 – teste experimental com o CFR com carga não linear: Potência ativa, reativa e aparente.	65
Figura 4.31 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).	66
Figura 4.32 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.	66
Figura 4.33 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) THD_V ; b) THD_I	67
Figura 4.34 – Simulação do degrau na referência de tensão: Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o).	68
Figura 4.35 – Diagrama fasorial para o teste experimental de degrau na referência de tensão: a) $v_{ref} = 52V_{RMS}$; b) $v_{ref} = 102V_{RMS}$	68
Figura 4.36 – Tensão no filtro (v_f), tensão de referência (v_f^*) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de degrau na referência de tensão.	69
Figura 4.37 – Simulação do degrau na referência de frequência: Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o)	70
Figura 4.38 – Potência ativa, reativa e aparente para o teste experimental de degrau na referência de frequência.	70

Figura 4.39 – Dados do teste experimental de degrau na referência de frequência: a) $f^* = 60\text{Hz}$; b) $f^* = 62\text{Hz}$	71
Figura 4.40 – Corrente da carga (i_o) para o teste experimental de degrau na referência de frequência.	71
Figura 4.41 – Tensão do filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*) para o teste experimental de degrau na referência de frequência.	72
Figura 4.42 – Simulação de variação de carga: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).	72
Figura 4.43 – Potência ativa, reativa e aparente para o teste experimental de variação de carga: a) $S = 218\text{VA}$; b) $S = 413\text{VA}$	73
Figura 4.44 – Diagramas fasoriais para o teste experimental de variação de carga: a) $S = 218\text{VA}$; b) $S = 413\text{VA}$	73
Figura 4.45 – Corrente de saída do conversor (i_i) e sua referência (i_i^*) para o teste experimental de variação de carga.	74
Figura 4.46 – Tensão do filtro (v_f), tensão de referência (v_f^*) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de carga.	74
Figura 4.47 – Condições nominais da tensão no filtro (v_f) e corrente na carga (i_o) sem simular a variação nos parâmetros R , L e C_f	75
Figura 4.48 – Condição nominal para a simulação de variação de parâmetros: a) THD_V ; b) THD_I	76
Figura 4.49 – Teste experimental da variação de parâmetros: Tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a condição nominal.	76
Figura 4.50 – Condição nominal para o teste em protótipo de variação de parâmetros: a) THD_V ; b) THD_I	77
Figura 4.51 – Simulação da variação do parâmetro R : Gráfico de THD_V e THD_I	77
Figura 4.52 – Teste experimental da variação do parâmetro R : Gráfico de THD_V e THD_I	78
Figura 4.53 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de R : a) -50% ; b) $+50\%$	78
Figura 4.54 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de R : a) -50% ; b) $+50\%$	79
Figura 4.55 – Simulação da variação do parâmetro L : Gráfico de THD_V e THD_I	79
Figura 4.56 – Teste experimental da variação do parâmetro L : Gráfico de THD_V e THD_I	80

Figura 4.57 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de L : a) -50%; b) +50%.	80
Figura 4.58 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de L : a) -50%; b) +50%.	81
Figura 4.59 – Simulação da variação do parâmetro C_f : Gráfico de THD_V e THD_I	81
Figura 4.60 – Teste experimental da variação do parâmetro C_f : Gráfico de THD_V e THD_I	82
Figura 4.61 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de C_f : a) -50%; b) +50%.	82
Figura 4.62 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de C_f : a) -50%; b) +50%.	83
Figura 1 – Diagrama elétrico: simulação de cargas lineares e não lineares.	89
Figura 2 – Diagrama de controle.	90
Figura 3 – Protótipo construído para os testes: a) Porta do painel com botoeiras e indicadores; b) Parte interna do painel.	91
Figura 4 – Circuitos de condicionamento dos sensores: a) Sensor de corrente; b) Sensor de tensão.	91
Figura 5 – Circuito da Ponte H	92
Figura 6 – DSP TMS320F2802X	92
Figura 7 – Parte I: Algoritmo utilizado nas simulações.	93
Figura 8 – Parte II: Algoritmo utilizado nas simulações.	94
Figura 9 – Parte I: Algoritmo utilizado no protótipo.	95
Figura 10 – Parte II: Algoritmo utilizado no protótipo.	96
Figura 11 – Parte III: Algoritmo utilizado no protótipo.	97
Figura 12 – Parte IV: Algoritmo utilizado no protótipo.	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Estados de chaveamento para a topologia da Figura 2.14.	32
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para os testes.	47

LISTA DE SIGLAS

CAR	Conversor Alimentador de Rede
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i>
CFR	Conversor Formador de Rede
CSR	Conversor de Suporte à Rede
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PID	Proporcional - Integral - Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

1 INTRODUÇÃO

Uma microrrede pode ser definida como um sistema que engloba unidades de geração distribuída, sistemas de armazenamento e cargas que devem entregar energia confiável e de qualidade. Esse sistema pode operar em dois modos: conectado à rede elétrica ou de forma ilhada. No modo de operação conectado à rede, a escassez de energia pode ser suprida pela rede principal e o excesso gerado na microrrede pode ser absorvido pela mesma. Operando de forma ilhada, vários fatores devem estar em equilíbrio e de acordo com as referências preestabelecidas por normas. Portanto, deve existir um controle adequado da amplitude da tensão, frequência, potência ativa e reativa, entre outros (OLIVARES et al., 2014).

As grandes preocupações com sustentabilidade e a falta de energia elétrica em comunidades remotas estão levando os pesquisadores a estudarem e desenvolverem novas tecnologias para aprimorar a operação das microrredes (LASSETER, 2001; ROCABERT et al., 2012). Essas pesquisas são influenciadas pelo alto nível de penetração dos sistemas de geração distribuída e de armazenamento de energia no sistema elétrico de potência. Essa penetração requer um aumento da capacidade do sistema elétrico de "hospedar", mantendo a qualidade, a confiabilidade e a segurança do fornecimento de energia. Sendo assim, a modernização do sistema elétrico é indispensável (AGUERO et al., 2017).

Na maioria das vezes, as fontes renováveis de energia dependem, de situações climáticas e ambientais, as quais são imprevisíveis. Isso torna esse tipo de geração instável, sendo esse, um dos motivos da utilização de conversores para controlar e gerenciar o fluxo de potência de acordo com essa variação. Segundo Patrao et al. (2017), os conversores eletrônicos utilizados em microrredes podem ser classificados em três grupos: conversor alimentador de rede, de suporte à rede e o formador de rede.

O conversor alimentador de rede é projetado para fornecer energia ativa à rede elétrica, enquanto o de suporte à rede ajusta sua corrente e tensão de saída para ajudar na regulação da tensão e da frequência da rede para que fiquem mais próximos de seus valores nominais. Já o conversor formador de rede pode ser representado como uma fonte de tensão CA ideal com uma impedância de saída baixa, definindo a amplitude de tensão e a frequência da rede local usando uma malha de controle adequada (ROCABERT et al., 2012).

De acordo com Kouro et al. (2009), ao longo dos anos foram elaborados diversas técnicas de controle aplicadas aos conversores de potência. Alguns desses métodos de controle são: *fuzzy*, adaptativo, modo deslizante e preditivos. O método tradicional mais utilizado é

o controlador linear PID (Proporcional-Integral-Derivativo) no sistema de referência síncrona. Porém, com o avanço da tecnologia dos microprocessadores esse tipo de controle vem perdendo espaço para controle mais modernos, como o preditivo, principalmente quando o sistema a ser controlado possuir restrições e não linearidades.

O controle preditivo pode ser classificado em vários tipos, como: *deadbeat*, baseado em histerese, baseado em trajetória e baseado em modelo. Esse último ainda pode ser subdividido em conjunto contínuo ou finito.

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*) é adequado para várias aplicações, principalmente em circuitos de eletrônica de potência. Essa técnica é capaz de lidar com situações multivariáveis e não necessita de um modulador. Esse tipo de controle utiliza de uma função custo para escolher um estado de chaveamento ótimo para os conversores. O desempenho do FCS-MPC está diretamente relacionado a definição de uma função custo adequada (CORTES et al., 2008).

Dragičević (2018) e Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) afirmam que o uso da função custo convencional, com apenas uma variável de estado pode alcançar um desempenho satisfatório em sistemas de primeira ordem, tais como conversores com filtro de saída indutivo (filtro L). Os conversores com filtro de saída LC, são de segunda ordem e a definição da função custo convencional para o controle dos mesmos pode não ser satisfatória. Isso porque, uma variável de estado pode depender diretamente da outra, causando erros ao longo do horizonte de predição.

Em seu trabalho, Dragičević (2018) propõe a inclusão da derivada da tensão de referência na função custo, visando diminuir as oscilações e melhorar a qualidade da tensão do filtro. Por outro lado, em Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) apresentam como uma solução aos erros de predição, o uso de todas as variáveis de estado na função custo. Análises de seus trabalhos são feitas para conversores com filtro LCL com controle de corrente.

O FCS-MPC vem se mostrando uma estratégia de controle bastante atrativa para uso em conversores com filtro de saída LC, como é o caso dos conversores formadores de rede. Entretanto, a definição da função custo é um dos desafios principais relacionados a sua implementação e ainda pode ser mais explorada.

1.1 Objetivo geral

Esse trabalho propõe o desenvolvimento de um conversor formador de rede operando em modo ilhado com controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito. Esse sistema deverá gerar uma tensão com frequência e amplitude controláveis para alimentar diversos tipos de cargas.

1.2 Objetivos específicos

- Definir a função custo mais adequada para a operação do conversor formador de rede, levando em consideração problemas como ressonâncias, e ruídos;
- Validar a robustez do controle preditivo frente à variações de parâmetros do modelo;
- Avaliar a resposta dinâmica do FCS-MPC quando há variações na referência de tensão, na referência de frequência e na carga.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Esse capítulo apresenta os estudos realizados sobre microrredes, conversores formadores de rede e suas técnicas de controle.

2.1 Conceito de microrrede

Segundo Lasseter (2001) uma microrrede é um conjunto de cargas, unidades de geração distribuída e de sistemas de armazenamento que se apresentam à rede como uma associação única que pode responder aos sinais de controle central. O controle central é uma interface flexível e controlável, entre a microrrede e o sistema de potência. Esse conjunto deve trabalhar de forma coordenada para fornecer energia confiável e de qualidade. As microrredes devem ser do ponto de vista do cliente um sistema autônomo.

A microrrede vem inovando o cenário do sistema elétrico de potência, transformando o controle unidirecional em bidirecional, centralizado em descentralizado. A implementação em massa desse sistema permite que problemas técnicos, do ponto de vista do cliente, sejam resolvidos mais facilmente, reduzindo a necessidade de uma coordenação central extremamente ramificada e complexa, facilitando a implementação de redes elétricas inteligentes (*Smart Grid*). Por outro lado, muitos desafios técnicos ainda devem ser superados para garantir que os níveis atuais de confiabilidade não sejam afetados significativamente e que os benefícios da geração distribuída sejam totalmente aproveitados (OLIVARES et al., 2014). Os desafios mais preocupantes consistem em:

- Despacho e reserva de unidades sob incerteza da demanda;
- Operação confiável e econômica das microrredes quando estiverem em um alto nível de penetração no sistema elétrico de potência;
- Reestruturação dos esquemas de proteção no nível de distribuição para contabilizar os fluxos de energia bidirecionais;
- Desenvolvimento de novas técnicas de controle de tensão e frequência para ser capaz de acompanhar o aumento da geração distribuída com interface de eletrônica de potência.

Para superar tantos desafios que cercam a implementação confiável e econômica da microrrede, é necessário um sistema de controle estável, alcançando algumas características desejáveis como (OLIVARES et al., 2014):

- Controle: as tensões de saída e correntes das várias unidades devem rastrear seus valores de referência e garantir que as oscilações sejam adequadamente amortecidas;
- Balanceamento de potência: as unidades devem ser capazes de acomodar desequilíbrios de potência ativa repentinos, seja excesso ou escassez, mantendo a frequência e os desvios de tensão dentro das faixas aceitáveis;
- Sistema de gerenciamento de distribuição de carga: onde aplicável, mecanismos adequados devem ser projetados para incorporar a capacidade de controlar uma parte da carga;
- Despacho econômico: um despacho apropriado de potência das unidades de geração distribuída que participam da operação de uma microrrede pode reduzir significativamente os custos operacionais ou aumentar o lucro. Considerações de confiabilidade também devem ser levados em conta no despacho de potência dessas unidades, especialmente na operação ilhada;
- Transição entre modos de operação: uma característica desejável das microrredes é a capacidade de trabalhar nos modos de operação conectado à rede e ilhada, incluindo uma transição suave entre eles. Diferentes estratégias de controle podem ser definidas para cada modo de operação e, portanto, um algoritmo de detecção de ilhamento de alta velocidade é muito importante para ajustar a estratégia de controle.

As microrredes podem operar conectadas à rede elétrica ou em modo ilhado, além disso, devem manipular as transições entre esses dois modos. Esse trabalho aborda apenas o modo de operação ilhado. Nesse modo é necessário um conversor capaz de controlar a tensão e a frequência da microrrede. Por outro lado, no modo conectado à rede, o sistema elétrico é utilizado como referência para o controle da tensão e frequência (LASSETER, 2001; BARNES et al., 2007; ARAUJO, 2017).

2.1.1 Modo de operação conectado à rede

No modo conectado à rede, a falta de energia pode ser suprida e o excesso de energia gerada pode ser absorvido pela rede principal (OLIVARES et al., 2014). O método de controle aplicado a microrrede conectada à rede utiliza algoritmos de sincronismo para controlar a fase e a frequência da tensão, visando maximizar a entrega de potência. Nesta condição, as cargas podem ser alimentadas pela rede elétrica ou pela microrrede (HAO; ZHEN, 2017).

2.1.2 Modo de operação ilhado

O modo de operação ilhado é significativamente mais desafiador do que o modo de operação conectado à rede, pois, o controle da potência ativa e reativa deve ser mais rigoroso. Assim, este modo de operação necessita de um controle adequado para manter as potências equilibradas com a demanda das cargas locais.

A microrrede pode estar desconectada da rede principal por algum motivo intencional ou não. De forma intencional, o sistema pode ser desconectado para uma manutenção programada ou quando a qualidade do sistema elétrico influenciar na operação correta da microrrede. Além disso, o sistema pode operar em modo ilhado em situações onde a energia elétrica convencional não é acessível. O ponto mais preocupante é a desconexão não intencional, que pode ocorrer por faltas ou falhas no sistema elétrico. Por isso, a microrrede deve detectar essa desconexão para garantir a segurança dos operadores (OLIVARES et al., 2014).

Neste modo de operação são necessários conversores eletrônicos específicos ou geradores síncronos capazes de fornecer uma referência de tensão estável para os demais conversores conectados a microrrede. Estes conversores também são responsáveis por gerenciar o fluxo de potência nesta microrrede. O principal método de controle utilizado para garantir estas funções é o controle *droop* (HAO; ZHEN, 2017).

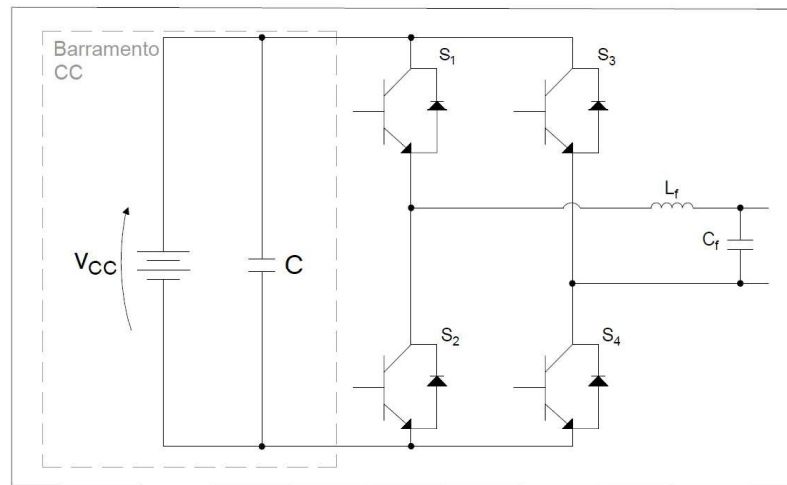
A seguir são apresentadas as principais topologias de conversores utilizadas em microrredes.

2.2 Topologia de conversores monofásicos utilizadas em microrredes

Em sistemas monofásicos, o conversor mais utilizado é a ponte H. Em geral, os conversores eletrônicos possuem filtros de saída L, LC ou LCL, para retirar o efeito do chaveamento e garantir uma tensão e/ou corrente o mais próximo de uma senoide. Todas as topologias de conversores apresentadas nesse trabalho são representadas com o filtro LC, sendo L_f a indutância e C_f a capacitância do filtro.

A Figura 2.1 apresenta a topologia de um conversor em ponte H com filtro LC na saída. Esse tipo de conversor tem sido amplamente utilizado em fontes de energias renováveis. Além disso, ele pode ser utilizado em sistemas trifásicos, formando um sistema modular com uma ponte H por fase (QUEIROZ et al., 2017).

Figura 2.1 – Topologia do conversor monofásico em ponte H.

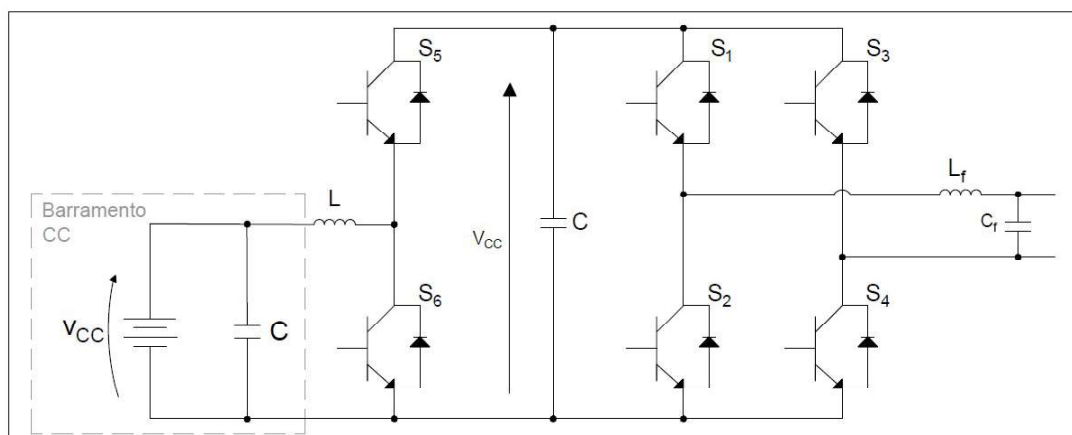


Fonte: Adaptado de Araujo (2017).

Esse tipo de conversor é mais robusto e simples, além de apresentar uma complexidade baixa quanto ao controle devido ao número limitado de condições de chaveamento. O controle desse sistema consiste na comutação complementar das chaves S_1 , S_2 e S_3 , S_4 . Ou seja, enquanto a chave S_1 está conduzindo corrente a chave S_2 deverá estar desligada. A mesma lógica é seguida para as chaves S_3 e S_4 (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009).

No caso de situações onde a tensão do barramento CC não é suficientemente alta, então é adicionado um conversor CC/CC (*chopper*) elevador entre a fonte de energia e o barramento CC. Em Liu, Li e Yuan (2015) é utilizado um *chopper* de meia ponte, para que a unidade de armazenamento de energia aumente a tensão para um valor fixo. A Figura 2.2 apresenta o exemplo de um conversor ponte H com o *chopper*.

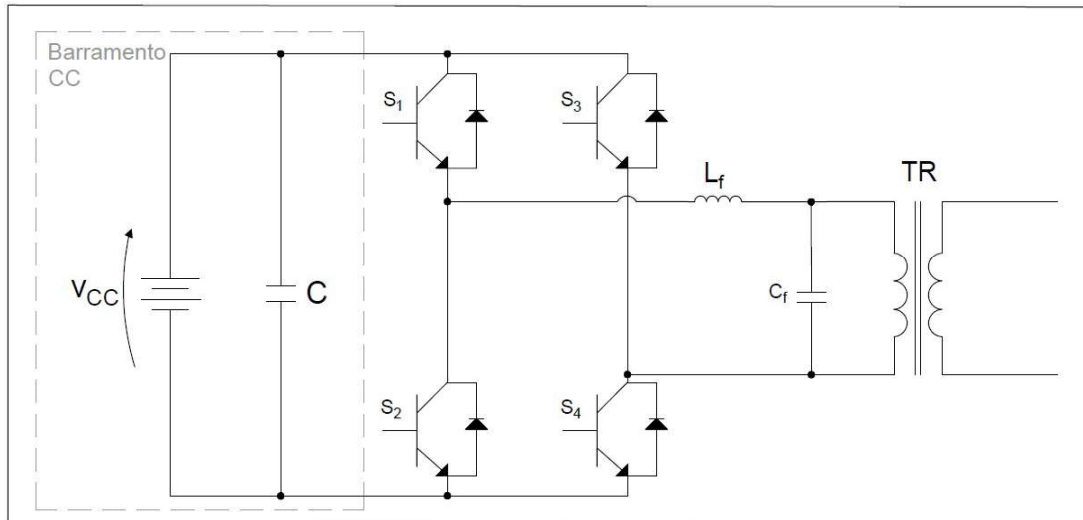
Figura 2.2 – Topologia do conversor monofásico em ponte H com *chopper*.



Fonte: Adaptado de Meersman et al. (2010).

Outra opção para situações em que a tensão do barramento CC não é suficientemente alta é a utilização de um transformador elevador de tensão na saída do conversor, como pode ser observado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Topologia do conversor monofásico em ponte H com transformador elevador.



Fonte: Adaptado de Prodanovic e Green (2003).

A topologia apresentada na Figura 2.3 quando comparada a topologia da Figura 2.2 é mais cara e com maiores dimensões devido ao uso do transformador. No entanto, a topologia do conversor monofásico com o *chopper* tem maior complexidade, visto que, utiliza muitos elementos ativos e exige o controle individual dos semicondutores do circuito *chopper* (SERBAN; MARINESCU, 2010).

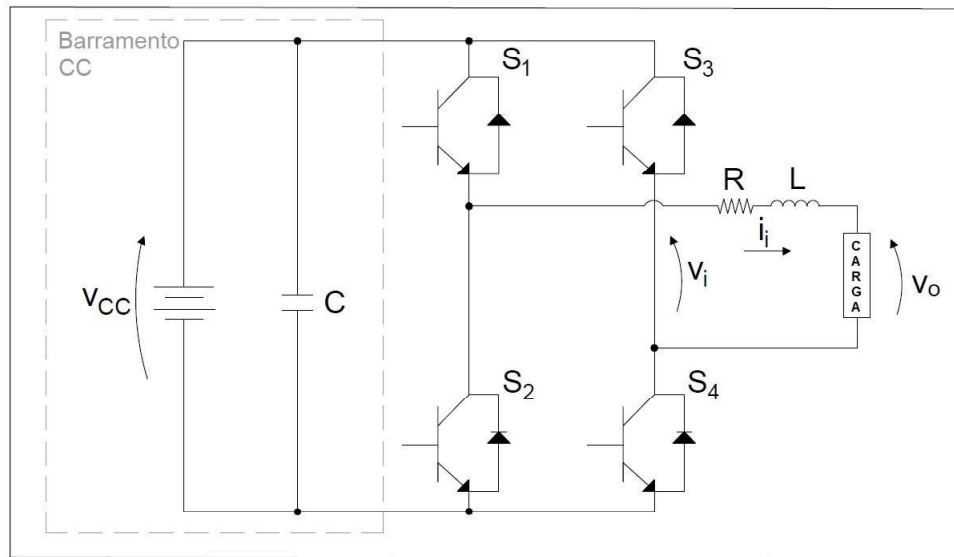
2.2.1 Filtros de saída para conversores

Os harmônicos de alta frequência, resultantes do chaveamento de conversores eletrônicos, são os principais fatores que causam problemas em cargas sensíveis (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014). A fim de amenizar esses problemas, são inseridos filtros passa-baixa, L, LC ou LCL entre o conversor e a rede.

2.2.1.1 Filtro L

A Figura 2.4 apresenta um conversor utilizando um filtro L, sendo este de primeira ordem, ou seja, tem atenuação de 20 dB/década. Nessa figura é representado um conversor operando em modo ilhado, alimentando uma carga.

Figura 2.4 – Conversor conectado à rede com filtro L.



Fonte: Adaptado de Scoltock, Geyer e Madawala (2013A).

O filtro L é representado por uma indutância (L) e sua resistência interna (R). Dependendo de como o conversor é conectado, a tensão $v_o(t)$ representa a tensão da rede elétrica ou a tensão aplicada na carga. A tensão $v_i(t)$ é a tensão gerada pelo inversor. A diferença entre as duas fontes de tensão irá resultar na circulação de uma corrente ($i_i(t)$), filtrada pela indutância (L).

A partir da Figura 2.4 é possível modelar este conversor conforme a equação:

$$L \frac{di_i(t)}{dt} = v_o(t) - Ri_i(t) - v_i(t) \quad (2.1)$$

Para escrever um sistema em espaço de estados é necessário que a equação esteja da seguinte forma:

$$\dot{x} = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (2.2)$$

onde, \mathbf{A} e \mathbf{B} são a matriz de estados e de entrada, respectivamente. O vetor $x(t)$ representa as variáveis de estado que descrevem o comportamento do sistema e o vetor $u(t)$ as variáveis de controle (OGATA, 2010).

Se tratando do filtro L, a variável de estado é a corrente do conversor ($i_i(t)$) e as variáveis de controle são a tensão do conversor ($v_i(t)$) e a de saída do filtro ($v_o(t)$).

Sendo assim, o filtro L pode ser representado no domínio do tempo em espaço de estados por:

$$\dot{i}_i = \left[\frac{-R}{L} \right] \left[i_i(t) \right] + \left[\frac{-1}{L} \quad \frac{1}{L} \right] \begin{bmatrix} v_i(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

De acordo com Fard (2013) o método de *Euler Forward* é uma opção para a discretização desse sistema, desde que a frequência de amostragem seja grande o suficiente. Por esse método, é possível representar a derivada discreta da seguinte maneira (FARD, 2013):

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (2.4)$$

onde, T_s é o período de amostragem.

De acordo com Fard (2013), a partir da discretização é possível representar o sistema em espaço de estados da seguinte forma:

$$x(k+1) = \mathbf{A}_d x(k) + \mathbf{B}_d u(k) \quad (2.5)$$

onde, k é um múltiplo inteiro do período de amostragem, dada por $t = kT_s$. \mathbf{A}_d é a matriz de estados discreta e \mathbf{B}_d a matriz de entrada discreta. Sendo assim, tem-se:

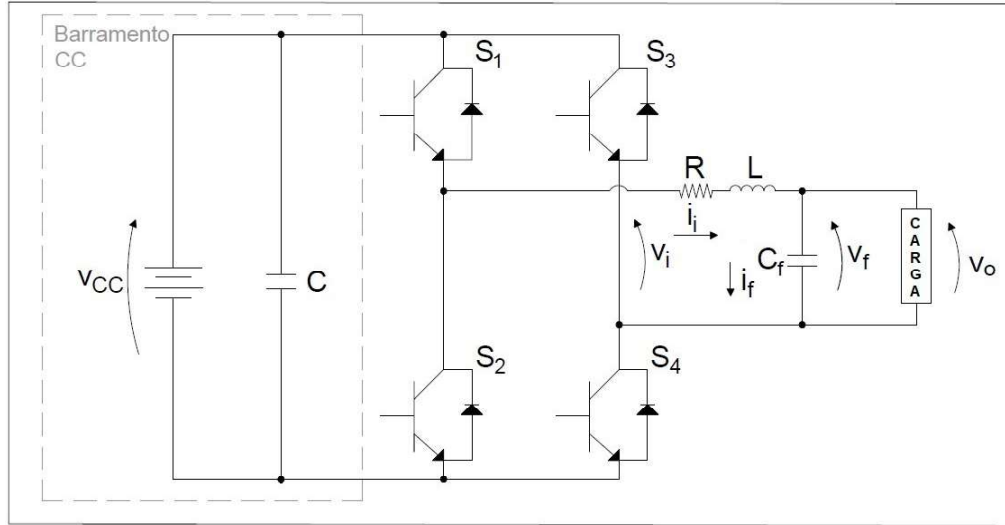
$$\begin{bmatrix} i_i(k+1) \end{bmatrix} = \left[\left(1 - \frac{T_s R}{L} \right) \right] \begin{bmatrix} i_i(k) \end{bmatrix} + \left[\frac{-T_s}{L} \quad \frac{T_s}{L} \right] \begin{bmatrix} v_i(k) \\ v_o(k) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Os filtros L são comumente utilizados em aplicações em que a frequência de chaveamento é mais alta devido a sua baixa atenuação. Entretanto, a facilidade de modelar esse tipo de filtro torna seu uso comum em conversores cujo objetivo é controlar a corrente (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014).

2.2.1.2 Filtro LC

O filtro LC é um filtro de segunda ordem e tem melhores comportamentos de amortecimento do que o filtro L. O filtro de segunda ordem fornece 40 dB/década de atenuação após a frequência de corte, mas apresenta um pico na frequência de ressonância (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014).

Figura 2.5 – Conversor conectado à rede com filtro LC.



Fonte: Adaptado de Li et al. (2014).

A Figura 2.5 representa o conversor conectado à rede com o filtro LC, onde é adicionado ao circuito da Figura 2.4 o capacitor (C_f). Sendo $i_f(t)$ a corrente do filtro e $v_f(t)$ a tensão do filtro a qual é a mesma que $v_o(t)$. Nesse caso, para ambas as configurações, conectado ou não à rede elétrica, o circuito do conversor com filtro LC pode ser modelado da seguinte forma:

$$L \frac{di_i(t)}{dt} = v_i(t) - v_f(t) - Ri_i(t) \quad (2.7)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = i_i(t) - i_o(t) \quad (2.8)$$

Da mesma forma que foi feito para o filtro L, o filtro LC pode ser representado em matriz de estados como apresentado na Equação 2.2. Porém, para esse caso as variáveis de estado são $i_i(t)$ e $v_f(t)$ e as de controle são $v_i(t)$ e $i_o(t)$. Sendo assim, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_i \\ \dot{v}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Após a discretização utilizando o método de *Euler Forward* o sistema passa a ser representado da seguinte forma :

$$\begin{bmatrix} i_i(k+1) \\ v_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - \frac{T_s R}{L}) & \frac{-T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-T_s}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(k) \\ i_o(k) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

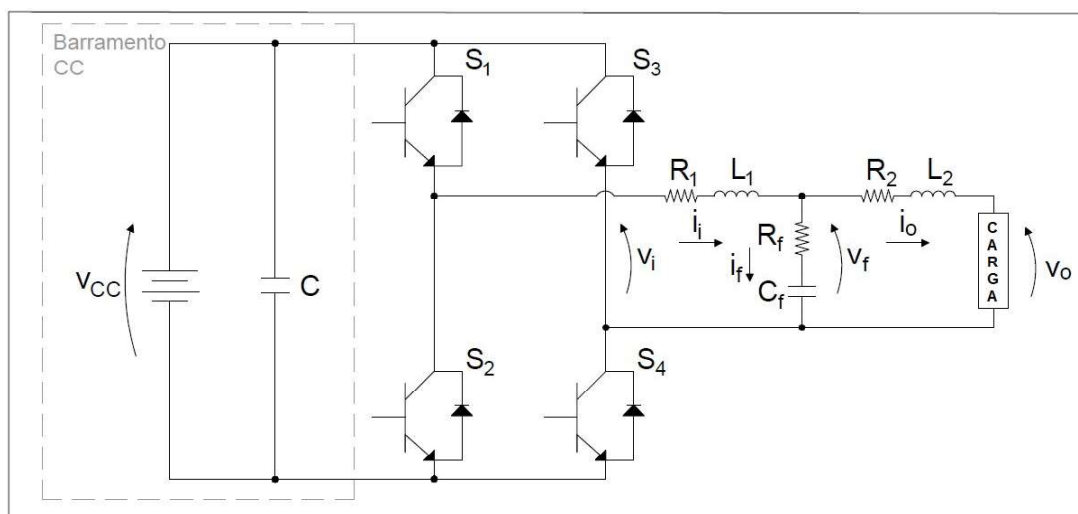
Os conversores com filtro LC de saída tem uma importância especial em aplicações onde é necessária uma tensão de alta qualidade. Tais aplicações incluem geração distribuída, sistemas de armazenamento de energia, aplicações independentes baseadas em energia renovável e fontes de alimentação ininterruptas. Nestes sistemas, é desejável, alcançar uma boa regulação da tensão de saída com qualquer tipo de carga, sendo muito importante que a funcionalidade do sistema não se deteriore sob cargas não lineares (CORTES et al., 2009).

2.2.1.3 Filtro LCL

O filtro LCL, possui atenuação de 60 dB/década após a frequência de corte, e possui boa resposta mesmo com pequenos valores de indutância. No entanto, seu projeto é ligeiramente mais complexo, pois este pode trazer ressonâncias e estados instáveis ao sistema (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014).

A Figura 2.6 apresenta o filtro LCL, onde a resistência e a indutância do lado do conversor são apresentadas como R_1 e L_1 , respectivamente; R_2 e L_2 representam os componentes do lado da saída do filtro. Assim como no filtro LC, C_f é a capacitância do ramo paralelo do filtro, $i_f(t)$ a corrente e $v_f(t)$ a tensão no filtro. A corrente de saída do conversor é indicada como $i_i(t)$ e $i_o(t)$ é a corrente de saída do filtro, enquanto que $v_i(t)$ representa a tensão de saída do conversor. Nesse caso, $v_o(t)$ representa a tensão da rede ou da carga, o que vai depender do modo de operação em que o conversor será submetido.

Figura 2.6 – Conversor conectado à rede com filtro LCL.



Fonte: Adaptado de Ferreira et al. (2018).

A modelagem desse sistema pode ser conseguida a partir das seguintes equações:

$$L_1 \frac{di_i(t)}{dt} = v_f(t) - v_i(t) - R_1 i_i(t) \quad (2.11)$$

$$L_2 \frac{di_o(t)}{dt} = v_o(t) - v_f(t) - R_2 i_o(t) \quad (2.12)$$

$$C_f \frac{dv_f(t)}{dt} = \left(1 - \frac{C_f R_1 R_f}{L_1}\right) i_i(t) + \left(\frac{C_f R_2 R_f}{L_2} - 1\right) i_o(t) + C_f \left(\frac{R_f}{L_1} + \frac{R_f}{L_2}\right) v_f(t) - C_f \frac{R_f}{L_1} v_i - C_f \frac{R_f}{L_2} v_o(t) \quad (2.13)$$

As variáveis de estado que descrevem o comportamento do sistema são $i_i(t)$, $i_o(t)$ e $v_f(t)$ e as variáveis de controle são $v_i(t)$ e $v_o(t)$, tensão de saída do conversor e de saída do filtro, respectivamente. A partir da Equação 2.2 é possível representar o sistema em espaço de estados da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_i \\ \dot{i}_o \\ \dot{v}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_1 R_f}{L_1}\right) & \left(\frac{R_2 R_f}{L_2} - \frac{1}{C_f}\right) & \left(\frac{R_f}{L_1} + \frac{R_f}{L_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(t) \\ i_o(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-R_f}{L_1} & \frac{-R_f}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Usando a discretização baseada em *Euler Forward*, o sistema discreto é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_i(k+1) \\ i_o(k+1) \\ v_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T_s R_1}{L_1}\right) & 0 & \frac{T_s}{L_1} \\ 0 & \left(1 - \frac{T_s R_2}{L_2}\right) & \frac{-T_s}{L_2} \\ \left(\frac{T_s}{C_f} - \frac{T_s R_1 R_f}{L_1}\right) & \left(\frac{T_s R_2 R_f}{L_2} - \frac{T_s}{C_f}\right) & \left(1 + \frac{T_s R_f}{L_1} + \frac{T_s R_f}{L_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(k) \\ i_o(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-T_s}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_2} \\ \frac{-T_s R_f}{L_1} & \frac{-T_s R_f}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(k) \\ v_o(k) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

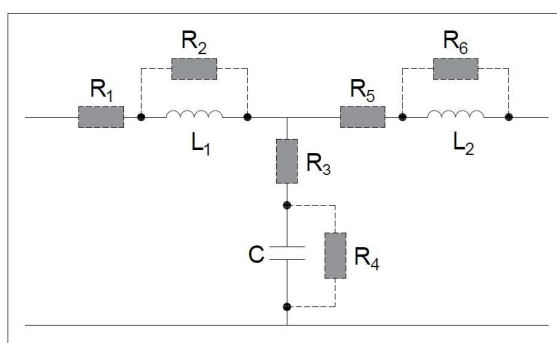
A utilização de um filtro apropriado é essencial na saída do conversor para reduzir os harmônicos gerados pela comutação de semicondutores. O filtro L é apropriado para aplicações em conversores com alta frequência de chaveamento, porém a indutância reduz significativa-

mente a dinâmica de todo o conversor de sistema. Já o filtro LC tem melhores comportamentos de amortecimento do que o filtro L. Sua alta capacidade tem efeitos positivos na qualidade da tensão. O filtro LCL possibilita aplicação em sistemas que operem com menores frequências de chaveamento. No entanto, esse filtro pode trazer efeitos ressonantes e estados instáveis no sistema (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014).

2.2.1.4 Amortecimento da ressonância

Para solucionar o problema da frequência de ressonância existem métodos passivos e ativos. A técnica de amortecimento passiva, que consiste em inserir ao circuito um elemento passivo é efetiva, porém causa perdas significantes de potência. Já a técnica de amortecimento ativa trabalha com a compensação da frequência de ressonância utilizando uma resistência virtual inserida no algoritmo de controle, simulando resistores físicos, adicionando componentes para amortecimento da ressonância nas referências de controle. A Figura 2.7 apresenta os possíveis locais para a inserção da resistência de amortecimento no circuito LCL (FERREIRA et al., 2018; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013B).

Figura 2.7 – Possíveis localizações para a resistência de amortecimento.



Fonte: Adaptado de Scoltock, Geyer e Madawala (2013B).

Como abordado por Scoltock, Geyer e Madawala (2013B) a inserção da resistência virtual pode interferir no desempenho do controle do sistema. Para que isso não ocorra, a resistência virtual deve ser escolhida de forma que possa amortecer a frequência de ressonância sem influenciar significativamente na resposta dinâmica do controle.

2.3 Classificação de conversores utilizados em microrredes

Os conversores eletrônicos são os principais responsáveis pela operação adequada da microrrede pois realizam a conexão entre a fonte de energia e a microrrede. Alguns tipos de

conversores são capazes de controlar o fluxo de potência ativa e reativa e com isso alcançar uma qualidade de energia melhor (ARAUJO, 2017).

Eles são classificados como formador, alimentador e de suporte à rede, e são escolhidos de acordo com a função que exercem na microrrede. Basicamente, os conversores formadores de rede podem ser representados por uma fonte de tensão CA ideal, enquanto os alimentadores podem ser representados por uma fonte de corrente. Já os conversores de suporte à rede podem ser representados por uma fonte de tensão controlada ou por uma fonte de corrente, dependendo do modo de operação em que se encontram (ROCABERT et al., 2012).

2.3.1 Conversor alimentador de rede - CAR

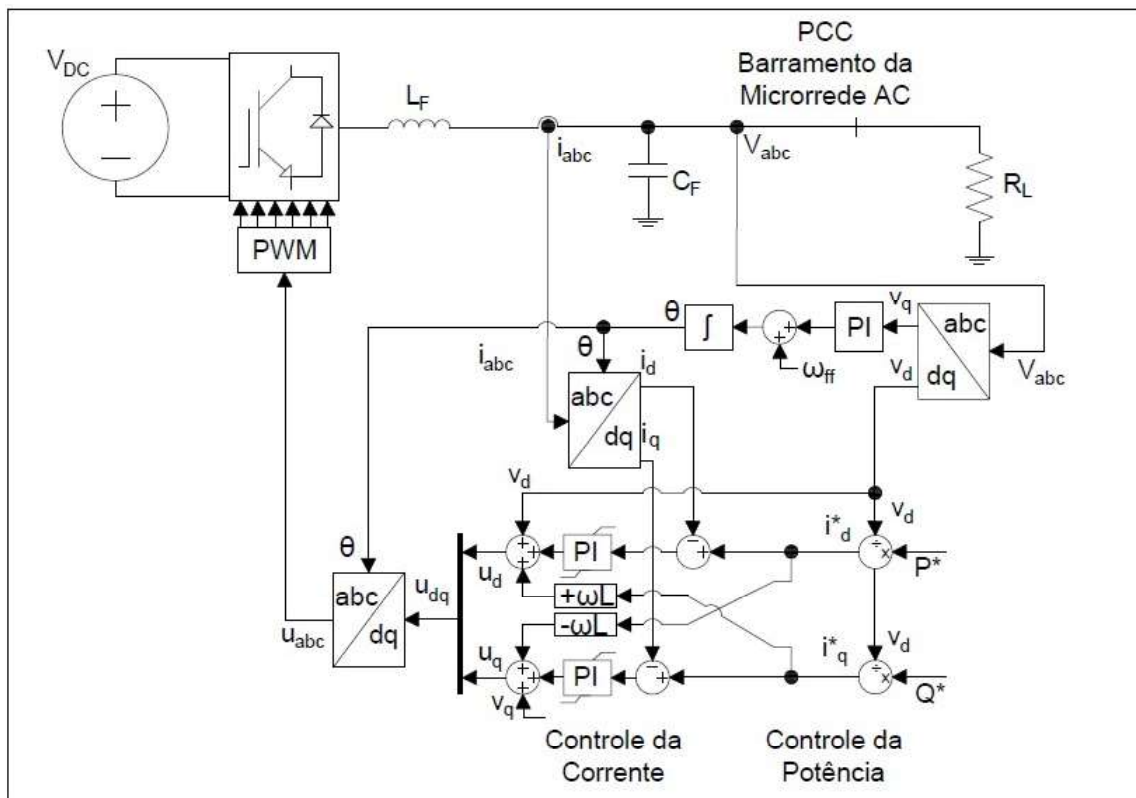
O conversor alimentador de rede (CAR) é projetado para fornecer energia a uma rede já energizada e precisa de uma tensão como referência para realizar o sincronismo (ARAUJO, 2017). Este tipo de conversor é controlado como fonte de corrente, apresentando alta impedância de saída, sendo apropriado para operar em paralelo com outros conversores no modo conectado à rede. Para operar em modo ilhado, é necessário um conversor formador ou de suporte à rede ou um gerador síncrono local, visto que esses conversores não são capazes de definir a tensão e a frequência da microrrede por conta própria; eles apenas fornecem potência para as cargas energizadas (ROCABERT et al., 2012; PATRAO et al., 2017).

Para controlar a corrente do conversor são utilizadas soluções baseadas em controladores PI utilizando a referência síncrona (VAZQUEZ et al., 2014) ou em controladores ressonantes trabalhando em um referencial estacionário (GONZATTI et al., 2017; VAZQUEZ et al., 2014). Também podem ser utilizados controles mais robustos baseados em controladores preditivos ou por histerese (ROCABERT et al., 2012).

Na Figura 2.8 é apresentada a estrutura básica do controle de corrente baseado no referencial síncrono. O sistema de referência síncrono utiliza duas transformações: a Transformada de Clarke, que leva o sistema ABC trifásico para um referencial estacionário α/β ortogonal; e a Transformada de Park que leva o sistema estacionário em α/β para um referencial síncrono, onde as componentes fundamentais (60Hz) são vistas como componentes CC. Por se tratar de uma transformação bastante difundida na literatura não será abordada em detalhes neste trabalho, mas pode ser encontrada nas seguintes referências (CLARKE, 1926; MIRANDA; ROLIM; AREDES, 2005; BLAABJERG et al., 2006).

A operação dos CAR é frequentemente regulada por um controlador de alto nível, como um controlador MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) ou um controlador central, que define os valores de referência para as potências ativa e reativa, P^* e Q^* , respectivamente. Como pode ser observado na Figura 2.8, a malha de controle recebe as referências de potências e lê a corrente (i_{abc}) e a tensão (v_{abc}) medidas no barramento da microrrede. Após a Transformada de Park da tensão (v_{dq}) é possível encontrar a referência de corrente (i_{dq}^*) a partir de P^* e Q^* e aplicá-la a malha de corrente. Neste sistema, L_F e C_F são o indutor e o capacitor do filtro LC, respectivamente. O ângulo de fase é representado por θ e a frequência por ω .

Figura 2.8 – Estrutura básica do controle de um CAR.



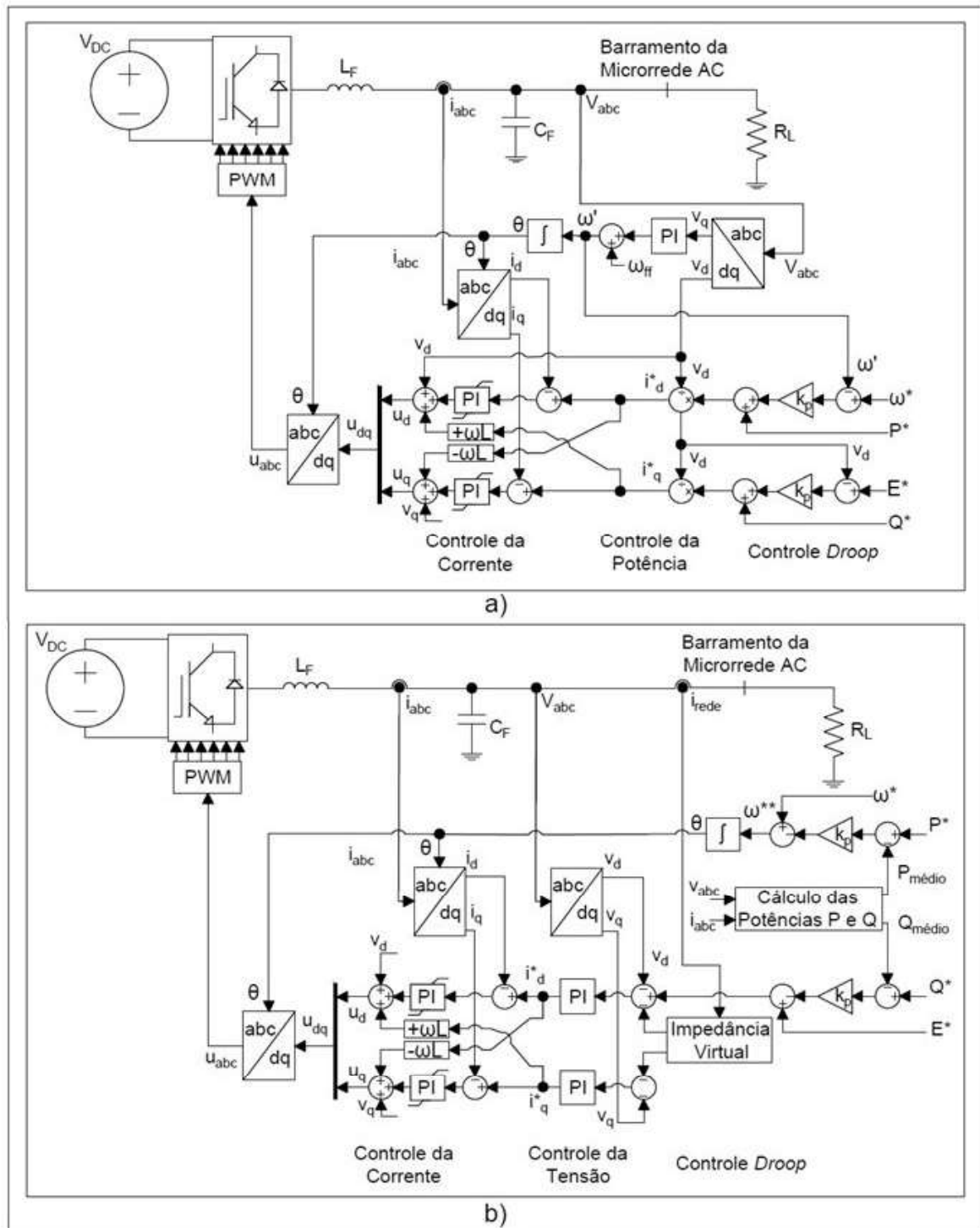
Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012).

2.3.2 Conversor de suporte à rede - CSR

A qualidade da tensão de uma microrrede pode ser alterada devido a conexão e/ou desconexão de cargas e outras fontes de geração distribuída às linhas de distribuição da microrrede. Esse fato pode ajudar na regulação de tensão e a presença de um CSR contribui positivamente para melhorar a qualidade da tensão em ambos os modos de operação (ROCABERT et al., 2012).

O CSR pode ser controlado como fonte de corrente ou fonte de tensão, como pode ser observado na Figura 2.9. Em qualquer caso, seu objetivo principal é participar da regulação da amplitude da tensão e da frequência da rede elétrica, controlando a potência ativa e reativa fornecida à rede (ROCABERT et al., 2012; PATRAO et al., 2017; MASTROMAURO, 2014)

Figura 2.9 – Estrutura básica do controle de um CSR: a) CSR operando como fonte de corrente; b) CSR operando como fonte de tensão.



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012)

A Figura 2.9 a) apresenta o conversor controlado como fonte de corrente, no qual o objetivo principal não é apenas fornecer potência a carga conectada à microrrede, mas deve também contribuir para regular a amplitude da tensão e frequência da rede principal e da microrrede. A principal diferença deste controle para o controle do CAR da Figura 2.8 é que a referência de corrente (i_d^*) é obtida visando regular a frequência ω^* e P^* , enquanto que a referência i_d^* é obtida para regular a amplitude da tensão E^* e a potência reativa Q^* .

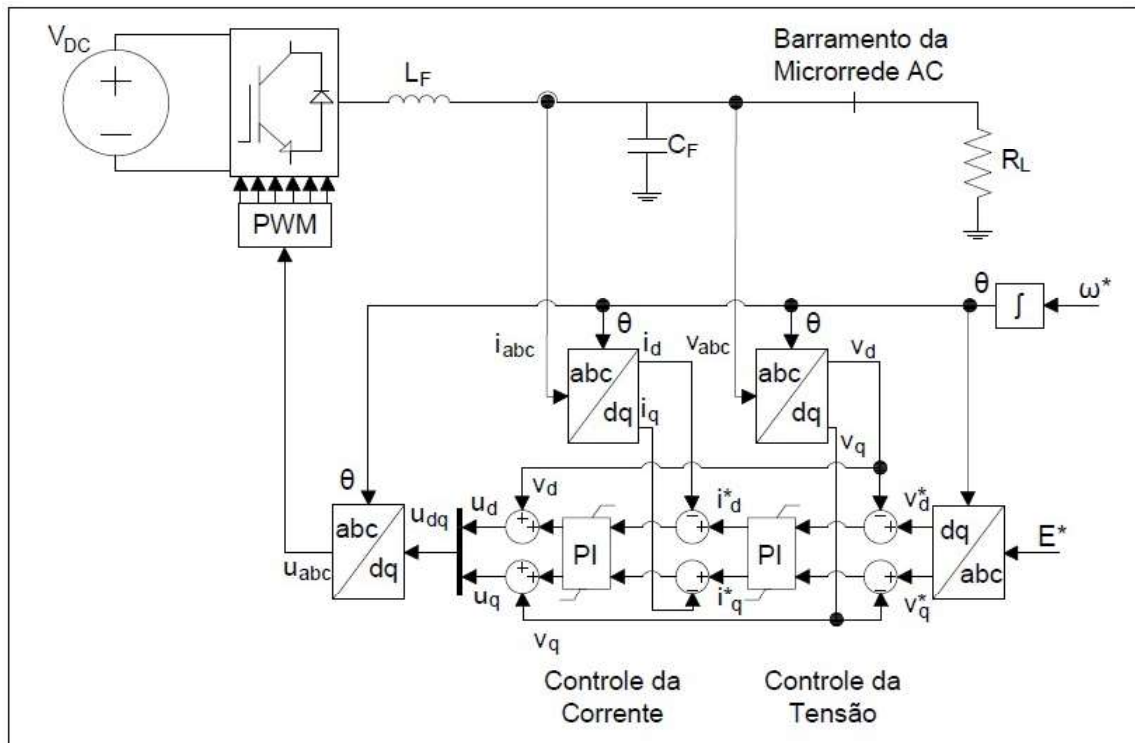
Quando controlado como fonte de tensão, o CSR emula o comportamento de uma fonte de tensão CA, conforme mostrado na Figura 2.9 b), que é conectado à rede através de uma impedância virtual. Nesse caso, a potência ativa e reativa fornecida pelo conversor é uma função da tensão, da corrente alternada e da ligação da impedância. Esse tipo de conversor pode participar na regulação da amplitude da tensão e da frequência da rede nos modos conectado à rede e ilhado, sem a necessidade de um conversor para fornecer a referência de tensão. Detalhes de implementação do controle deste conversor pode ser encontrado em Rocabert et al. (2012).

2.3.3 Conversor formador de rede - CFR

Os conversores formadores de rede funcionam como uma fonte de tensão e podem operar em paralelo com outros conversores formadores de rede e por isso, necessitam de um sistema de sincronismo extremamente preciso. O CFR também pode operar no modo ilhado. Neste caso deve ser alimentado por um banco de baterias ou por uma fonte externa estável (ROCABERT et al., 2012; ARAUJO, 2017).

Da mesma forma que os anteriores o sistema de controle mais comum utilizado nos CFR são os controladores PI operando na referência síncrona (FIGURA 2.10). As entradas para o sistema de controle são a amplitude da tensão E^* e a frequência ω^* a ser formada pelo conversor. A malha externa é responsável pela regulação da tensão de saída, onde o erro entre a referência (v_{dq}^*) e a tensão medida (v_{dq}) é a entrada para um controlador cuja saída estabelece a referência atual da corrente (i_{dq}^*) a ser injetada pelo conversor. A partir desse ponto o controle é feito da mesma maneira que no CAR. Deve-se salientar que o circuito de controle de tensão do CFR só será habilitado quando a microrrede estiver desconectada da rede principal e funcionar no modo ilhado (ROCABERT et al., 2012).

Figura 2.10 – Modelo de controle de um CFR gerando uma tensão senoidal a partir dos valores E^* e ω^* como referência.



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012)

Apesar do controlador PI na referência síncrona ser um dos mais utilizados na literatura, este apresenta uma série de desvantagens se comparado com controladores mais modernos tais como *fuzzy*, adaptativos, modo deslizante e preditivos. Rodriguez et al. (2013) compararam o controle PI utilizando a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) ao controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*). Nesse artigo, os autores demonstraram que o FCS-MPC é comparável às soluções de controle clássicas, sendo superior em termos de flexibilidade. Os autores relataram que as vantagens do controle preditivo baseado em modelo ou por histerese são: a eliminação da cascata de controladores; a facilidade de lidar com as não linearidades; e a capacidade de incluir as restrições, tais como algoritmos para eliminar as ressonâncias causadas pelos filtros de saída.

Gonzatti et al. (2017), por sua vez, propuseram resolver os problemas de ressonâncias e harmônicos comumente presentes em conversores com malhas de controle PI de outra maneira. O CFR é mantido, com seu controle PI tradicional e um filtro ativo paralelo é instalado para a compensação destes distúrbios. Os autores apresentaram esta proposta como uma alternativa satisfatória para sistemas já instalados, onde a estratégia de controle não pode ser modificada.

Devido as restrições das técnicas de controle clássicas, o controle preditivo vem ganhando grande espaço em pesquisas e aplicações, principalmente em setores industriais e de energia. Vazquez et al. (2014) apresentaram diversas aplicações do controle preditivo em conversores conectados à rede e conversores com filtro LC, tais como o CFR. No tópico a seguir é apresentado o controle preditivo baseado em modelo, o qual é aplicado nesse trabalho para o controle da amplitude da tensão e da frequência do conversor formador de rede em modo de operação ilhado.

2.4 Controle preditivo baseado em modelo - MPC

A tecnologia de controle dos conversores está em desenvolvimento contínuo desde a segunda metade do século XX e provaram ser tecnologias capacitadoras em praticamente todas as áreas de aplicação. Em particular, as técnicas de controle de conversores têm sido um tópico de pesquisa muito ativo no campo da eletrônica de potência, cobrindo inúmeras topologias para aplicações de baixa, média e alta potência. Controladores lineares clássicos, juntamente com esquemas de modulação e controladores não lineares baseados em comparadores de histerese, têm sido as estratégias de controle mais amplamente analisadas e desenvolvidas para conversores (KOURO et al., 2009).

Em termos gerais, o controle preditivo baseado em modelo, MPC (*Model Predictive Control*), pode ser considerado como qualquer algoritmo que usa um modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e selecionar a ação de controle mais apropriada com base em um critério de otimização (KOURO et al., 2009). A principal vantagem destas estratégias preditivas, quando comparadas aos métodos tradicionais, deriva do fato de que os efeitos de mudança podem ser explicitamente considerados sem aproximações. Além disso, esse tipo de controle é bastante aceito por ser aplicado em vários tipos de sistemas e pela possibilidade de considerar as restrições e não linearidades do sistema. Outro fato relevante, é que o MPC é intuitivo e de fácil implementação. Por outro lado, requer um grande número de cálculos quando comparado aos controles clássicos. No entanto, com a evolução rápida dos microprocessadores essa questão se tornou secundária (CORTES et al., 2008).

As técnicas de controle preditivo podem ser subdivididas em várias categorias, dependendo do princípio de operação e outras características. Os principais métodos preditivos utilizados para controle de conversores são: *deadbeat*, baseado em histerese, baseado em trajetória e em modelo (KOURO et al., 2009). De acordo com Rodriguez et al. (2013), a técnica de con-

trole preditivo baseada em modelo é a que mais se adequa à eletrônica de potência, podendo essa ser classificada em duas categorias principais: conjunto de controle contínuo (CCS-MPC - *Continuous Control Set Model Predictive Control*) e conjunto de controle finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*). No CCS-MPC um modulador gera os estados de comutação a partir da saída contínua do controlador preditivo. Por outro lado, a abordagem FCS-MPC aproveita o número limitado de estados de comutação do conversor para resolver o problema de otimização. Um modelo discreto é utilizado para prever o comportamento do sistema para cada estado de comutação dos semicondutores. A ação de comutação que minimiza uma função custo predefinida é finalmente selecionada para ser aplicada no próximo instante de amostragem. Uma das vantagens do FCS-MPC é a aplicação direta da ação de controle ao conversor, sem a necessidade de um estágio de modulação. Entretanto, essa característica leva o conversor a trabalhar com frequências de chaveamento variáveis, dificultando a tarefa posterior de filtragem.

2.4.1 Controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC)

O FCS-MPC aproveita a natureza discreta dos conversores para reduzir os cálculos do MPC e o tempo de processamento. Como há um número finito de comutações das chaves de um conversor, o procedimento de previsão será limitado apenas a esses estados e um deve ser selecionado devido ao processo de minimização pela função custo. Os principais elementos deste esquema de controle são o modelo matemático do sistema e a função custo predefinida (FARD, 2013; KOURO et al., 2009).

Basicamente, para implementar o FCS-MPC, o modelo do sistema deve ser derivado e discretizado de acordo com a variável controlada que pode ser corrente e/ou tensão. Uma função custo também deve ser definida de acordo com o comportamento desejado do sistema. A característica marcante e exclusiva dessa técnica de controle é que as restrições e não linearidades do sistema podem ser incluídas na função custo (FARD, 2013). Nessa função, um fator de ponderação é usado para representar a importância de cada termo na decisão do controle, ou seja, o termo de maior valor indica qual variável terá maior prioridade sobre a outra (INNOCENT et al., 2018).

O número finito de estados de comutação deve ser encontrado considerando-se que os semicondutores tenham apenas dois estados possíveis; completamente ligado ou completamente desligado. Portanto, o curto tempo transitório de chaveamento será negligenciado. A cada pe-

ríodo de amostragem, os resultados da função custo do próximo intervalo de tempo são calculados para todos os possíveis estados de chaveamento, com base nos valores medidos no estado atual. Então, o estado de comutação que minimiza a função custo será selecionado e aplicado ao conversor (FARD, 2013).

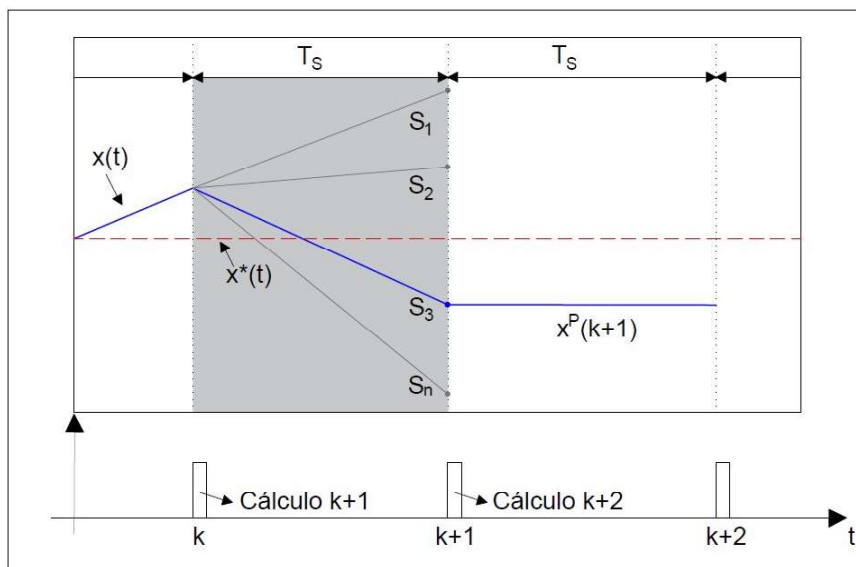
Em resumo, o FCS-MPC pode ser implementado seguindo as seguintes etapas:

- Obter o modelo discreto do sistema de acordo com as variáveis a serem controladas, possibilitando prevê-las;
- Identificar todos os possíveis estados de comutação para o conversor e sua relação com as outras variáveis, como a tensão;
- Definir uma função custo que otimiza a variável de controle e que represente as não linearidades e restrições do sistema.

2.4.1.1 Princípio de funcionamento

A Figura 2.11 apresenta as etapas de predição, no princípio básico de operação do FCS-MPC, para um caso ideal. Nesse caso, o tempo gasto para o processamento do algoritmo é desconsiderado, ou seja, o cálculo e a aplicação do estado de chaveamento acontecem no mesmo instante. Onde, $x(t)$ é a variável de controle, $x^*(t)$ a referência e S_i um sistema de n estados de chaveamento ($i = 1, 2, \dots, n$). O período de amostragem é representado por T_s .

Figura 2.11 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso ideal - tempo de processamento desprezível.

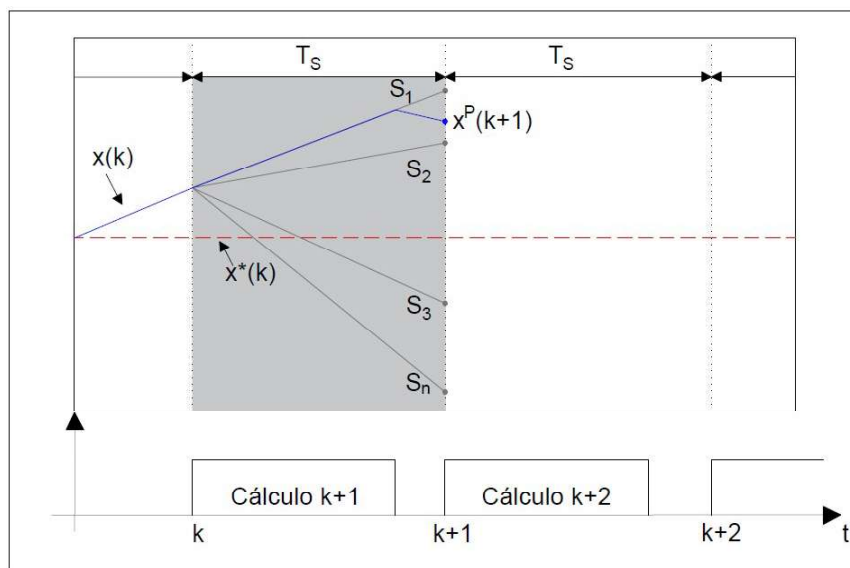


Fonte: Adaptado de Fard (2013).

Para o caso ideal, apresentado na Figura 2.11, $x(t)$ é medida no instante k e a partir deste valor, a função custo opera e analisa o estado de chaveamento que minimiza o erro para $k + 1$. Assim que encontrada a melhor resposta este estado de chaveamento é aplicado no instante k , alcançando o valor previsto no instante $k + 1$.

No entanto, para aplicações deste tipo de controle, a frequência de chaveamento e a velocidade do microprocessador devem ser levadas em consideração, podendo ocorrer um atraso entre o tempo de medição da variável de controle e o tempo de aplicação do estado de chaveamento escolhido. Essa situação fica clara na Figura 2.12, onde pode ser observado que o tempo de cálculo é significativo em relação ao período da amostragem e que o estado de chaveamento anterior continua sendo aplicado no momento do cálculo, levando a variável $x(k)$ a se afastar da referência.

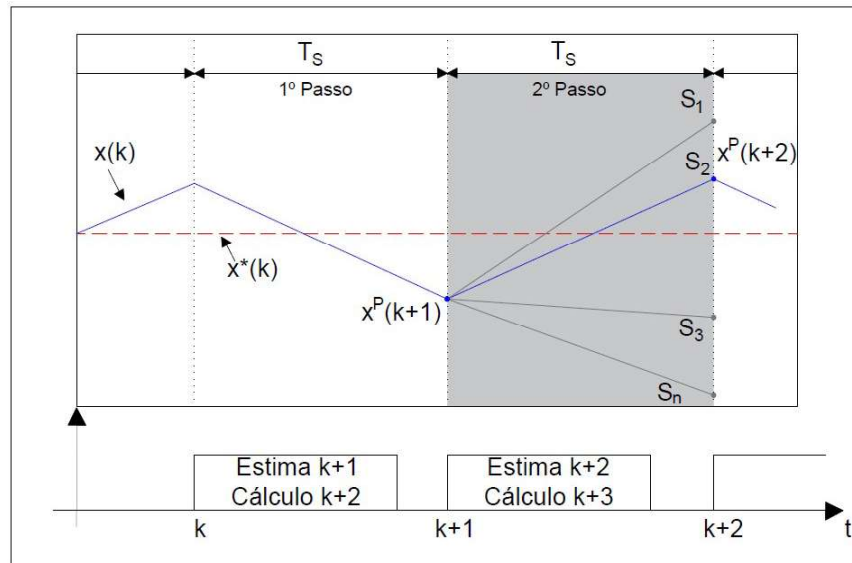
Figura 2.12 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso ideal com atraso.



Fonte: Adaptado de Fard (2013).

Para solucionar esse problema, o tempo de processamento deve ser levado em consideração, assim como em Fard (2013). Dessa forma, a previsão é feita para um instante $k + 2$ e a aplicação do estado de chaveamento acontece no instante $k + 1$, como apresentado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Princípio de operação FCS-MPC: Caso real.



Fonte: Adaptado de Fard (2013).

Sendo assim, para considerar o tempo de processamento, o algoritmo de controle deve ser projetado de acordo com os seguintes passos:

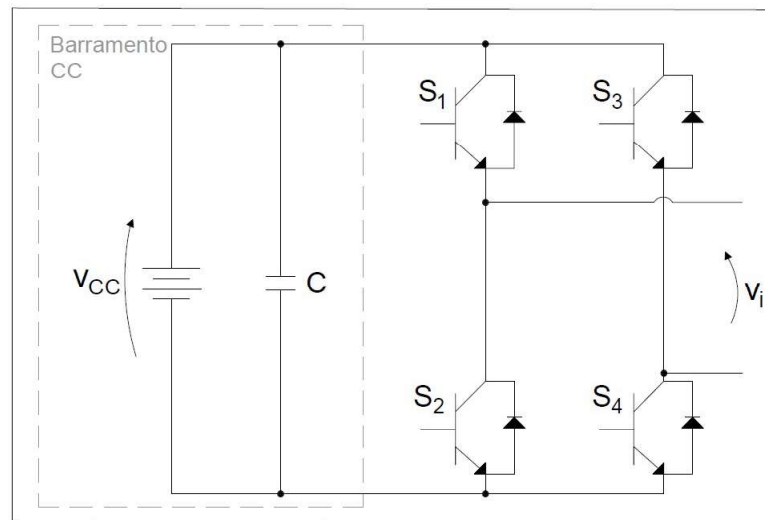
1. Medir a variável de controle;
2. Aplicar o estado de chaveamento calculado no período de amostragem anterior;
3. Estimar a variável de controle para o instante $k + 1$;
4. Prever a variável de controle para o instante $k + 2$ para todos os estados de chaveamento do conversor;
5. Avaliar a função custo;
6. Escolher o estado de chaveamento que minimiza a função custo o qual será aplicado no próximo período de amostragem.

2.4.1.2 Definição dos estados de chaveamento

No FCS-MPC o estado de chaveamento é decidido com base em uma das cinco etapas da modulação por vetor espacial (SVM - *Space Vector Modulation*). Esse tipo de modulação define os possíveis vetores de comutação das tensões de saída de um conversor aplicando uma transformação de coordenadas para simplificar a representação das tensões (FARD, 2013).

Entre as diversas topologias existentes de inversores, a topologia do conversor monofásico em ponte completa, ou simplesmente ponte H, é apresentada como exemplo na Figura 2.14 devido a sua simplicidade. Nesta topologia, as chaves S_1 e S_2 e as chaves S_3 e S_4 são comutadas de maneira complementar.

Figura 2.14 – Topologia de um CFR monofásico.



Fonte: Adaptado de Araujo (2017).

A Tabela 2.1 apresenta os quatro estados de comutação dos semicondutores da ponte H, onde os vetores de comutação estão em função da tensão do barramento CC (V_{CC}).

Tabela 2.1 – Estados de chaveamento para a topologia da Figura 2.14.

S1	S2	S3	S4	v_i
0	1	0	1	0
1	0	0	1	V_{CC}
0	1	1	0	$-V_{CC}$
1	0	1	0	0

Fonte: Adaptado de Cortes et al. (2009).

2.4.1.3 Definição da função custo

A função custo é responsável por minimizar o erro entre a variável de controle e a de referência, escolhendo assim o melhor estado de chaveamento. A definição dessa função custo acontece a partir da variável de controle, ou seja, é necessário conhecer a variável a ser controlada. As não linearidades e restrições do sistema de controle podem ser consideradas

utilizando termos adicionais na função custo. Essa função apresenta pelo menos uma variável de referência, seja ela, tensão, corrente, velocidade, entre outras. A função custo pode ser observada na Equação 2.16, onde x^* é o valor de referência e x^p é o valor previsto a partir do modelo discreto do sistema (FARD, 2013).

$$J = ||x^* - x^p|| \quad (2.16)$$

Como a norma é a medida da distância entre a referência e o valor medido, essa pode ser expressa como valor quadrático, como apresentado na Equação 2.17 :

$$J = (x^* - x^p)^2 \quad (2.17)$$

Com essa revisão é possível iniciar os próximos passos para a implementação em *software* e em *hardware* de um conversor formador de rede utilizando o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito. No próximo capítulo são apresentados os materiais e a metodologia utilizada para realizar esse trabalho.

3 METODOLOGIA

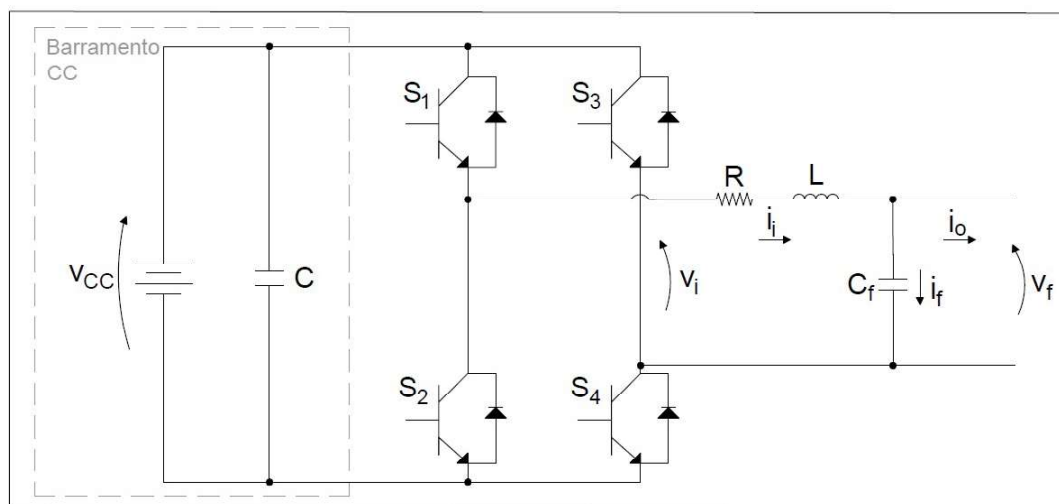
A seguir será apresentada a metodologia utilizada para a aplicação do FCS-MPC no CFR operando em modo ilhado. Serão discutidos os seguintes tópicos: definição da topologia do conversor e do filtro passivo, a implementação do controle preditivo em *software* e em *hardware* e a validação do sistema proposto.

3.1 Definição da topologia do conversor e do filtro passivo

A topologia escolhida para esse trabalho foi o conversor monofásico em ponte H, devido a sua facilidade de implementação e ao acesso aos componentes para a construção do protótipo. Além disso, esse modelo também pode ser aplicado a um sistema trifásico, fazendo a compensação individual por fase. O conversor monofásico em ponte H pode ser utilizado em sistemas de baixa potência e em microrredes monofásicas.

Na Figura 3.1 é possível observar o conversor monofásico em ponte H, o qual é alimentado a partir do barramento CC. A tensão do barramento CC utilizada nesse trabalho foi de 180V visando eliminar a utilização de conversores CC/CC ou transformadores para a elevação de tensão, como apresentado em 2.2 .

Figura 3.1 – Topologia do CFR com filtro LC.



Fonte: Adaptado de Cortes et al. (2009).

Esta topologia utiliza um filtro LC, o qual tem por objetivo minimizar a distorção da tensão na saída e é capaz de alcançar um bom desempenho, independente do nível de potência que ele é utilizado.

Nesse trabalho é utilizado um indutor de 2,5mH e um capacitor de 40 μ F. Esses valores foram escolhidos a partir da disponibilidade de componentes em laboratório e da análise do trabalho de Cortes et al. (2009). Com os valores de L e C é possível determinar a frequência de corte (f_c) desse filtro por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Sendo assim, a f_c desse filtro é de aproximadamente 500Hz.

3.2 Implementação do controle preditivo (FCS-MPC)

Para a implementação do FCS-MPC é necessário identificar os possíveis estados de chaveamento do conversor e determinar qual a relação entre o estado de chaveamento e a tensão de saída do conversor. O segundo passo para a implementação é a obtenção do modelo discreto do sistema de acordo com a derivada da variável de controle, com o objetivo de prever seu valor futuro. Por fim, é necessário definir uma função custo que represente as não linearidades e restrições do sistema e que otimize a variável de controle.

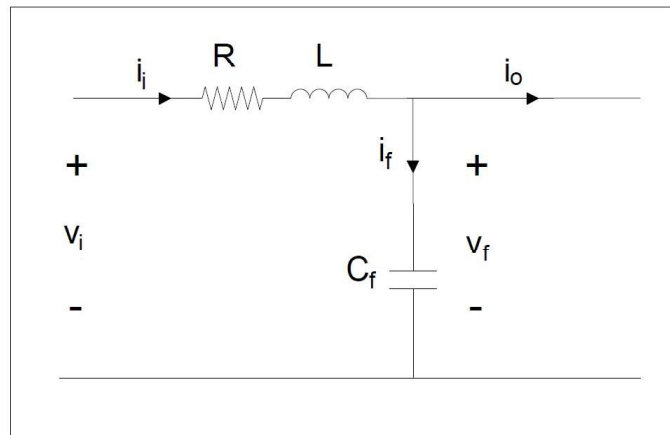
3.2.1 Definição dos estados de chaveamento

Para a ponte H existem quatro estados de chaveamento, possibilitando variar a tensão de saída do conversor (v_i) para $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ e 0. Como existem dois estados de chaveamento que resultam na tensão de saída igual a zero, uma dessas pode ser desconsiderada. Sendo assim, para a aplicação nesse trabalho foram utilizados os três primeiros estados de chaveamento apresentados na Tabela 2.1.

3.2.2 Modelo matemático

O sistema a ser modelado considera as variáveis apresentadas na Figura 3.2, onde i_i é a corrente de saída do conversor, $i_f(t)$ a corrente que passa pelo capacitor e $i_o(t)$ é a corrente de saída do filtro. As tensões de saída do conversor (v_i) e do filtro (v_f) também são retratadas nesta figura.

Figura 3.2 – Circuito correspondente ao filtro LC.



Fonte: Adaptado de Reznik et al. (2014).

O modelo em espaço de estados para o conversor com filtro LC é apresentado em detalhes nas Equações 2.7 a 2.9. Por fim, o modelo discreto do sistema pode ser dado por:

$$\begin{bmatrix} i_i(k+1) \\ v_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - \frac{T_s R}{L}) & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(k) \\ i_o(k) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

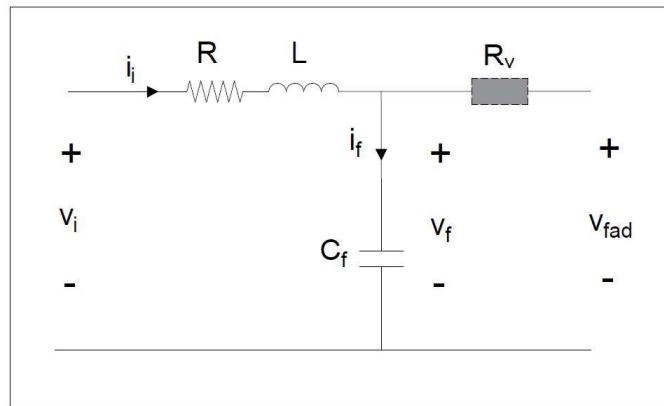
Com as equações apresentadas em 3.2 é possível prever os valores de tensão (v_f) e corrente (i_i) para todos os estados de chaveamento, buscando a condição ótima de operação dos semicondutores.

3.2.3 Amortecimento da ressonância

Para amortecer os efeitos da frequência de ressonância nesse trabalho é utilizada uma técnica de amortecimento ativa, inserindo uma resistência virtual (R_V). Essa resistência trabalha como um resistor físico para amortecer a ressonância nas referências de tensão e corrente utilizadas na função custo.

De acordo com Dragičević (2018) e Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) a inserção de uma resistência virtual em série com o filtro LC (FIGURA 3.3) é eficiente para evitar problemas de ressonância e controlar o fluxo de potência entre fontes. Além disso, R_V é inserido em série com o filtro por ser adequado para o controle de potência entre dois conversores, sendo essa uma aplicação futura desse trabalho. Quando utilizada para o amortecimento de ressonância, a resistência virtual é implementada apenas para frequências harmônicas e influencia pouco na frequência fundamental.

Figura 3.3 – Circuito correspondente ao filtro LC com a inserção da resistência virtual.



Fonte: Adaptado de Reznik et al. (2014).

Para implementar esse tipo de amortecimento é necessário conhecer as componentes harmônicas a serem amortecidas. Para isso, é preciso retirar a componente fundamental (i_{o1}) da corrente da carga (i_o) e utilizar apenas as frequências harmônicas (i_{oh}) para evitar as perdas na frequência fundamental.

Para a extração da componente harmônica da corrente foi utilizado um filtro adaptativo sintonizado conforme apresentado em (FERREIRA et al., 2018). Este filtro possui um estimador de frequência utilizado para adequar a frequência de sintonia de acordo com a frequência da rede elétrica. Trata-se de um filtro de segunda ordem com fator de amortecimento $\zeta = 1,2$ e coeficiente de adaptação $\Gamma = 1$. Por não ser o foco desse trabalho o equacionamento e a definição dos parâmetros do filtro adaptativo sintonizado podem ser encontrados em Yazdani et al. (2009).

Dessa forma, para amortecer as frequências de ressonância o termo $R_V i_{oh}$ é somado a tensão de referência (v_f^*) fornecida. Então a nova referência de tensão é descrita por:

$$v_{fad}^* = v_f^* + R_V i_{oh} \quad (3.3)$$

3.2.4 Definição da função custo

O objetivo de utilizar uma função custo no FCS-MPC é buscar o menor erro entre a tensão prevista pelo FCS-MPC (v_f^p) e a tensão de referência (v_f^*), obtendo assim o melhor estado de chaveamento de forma que, a tensão do conversor seja igual a referência.

A função custo convencional utilizada para conversores com filtro de saída LC leva em consideração apenas a tensão do filtro (v_f), como pode ser observado na Equação 3.4.

$$J_1 = (v_f^* - v_f^P)^2 \quad (3.4)$$

No entanto, essa função funciona de forma adequada em simulações, visto que se trata de um sistema ideal. Porém, na prática, podem ocorrer vários fatores que podem interferir no resultado do FCS-MPC, como por exemplo, ruídos e frequências de ressonância. Por isso, a função custo é reescrita utilizando o amortecimento ativo (EQUAÇÃO 3.5).

$$J_2 = (v_{fad}^* - v_f^P)^2 \quad (3.5)$$

Como apresentado por Dragičević (2018) e Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) o uso da função custo convencional pode ser uma opção satisfatória caso o sistema a ser controlado seja de primeira ordem. Porém, nesse trabalho o sistema estudado é de segunda ordem. Sendo assim, o controle já não é tão simples, visto que, a tensão no filtro (v_f) depende diretamente da corrente do conversor (i_i). Logo, é necessário controlar essas duas variáveis, resultando na equação abaixo:

$$J_3 = (v_{fad}^* - v_f^P)^2 + \lambda (i_i^* - i_i^P)^2 \quad (3.6)$$

Essa equação, valida o método de Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) para conversores com filtro LC, onde, λ é o fator de ponderação para o termo da corrente, o qual é definido empiricamente a partir de testes realizados no protótipo. Enquanto que v_f^P e i_i^P são os valores de tensão no filtro e corrente de saída conversor previstos pelo FCS-MPC, respectivamente.

Um dos limitantes dessa técnica é a necessidade de obter também a referência de corrente.

3.2.4.1 Obtenção da tensão de referência (v_f^*) e da corrente de referência (i_i^*)

Por se tratar de um conversor operando em modo ilhado a referência de tensão (v_f^*) deve ser gerada internamente no algoritmo de controle a partir de um seno. Essa tensão de referência é somada ao termo $R_V i_{oh}$ para o amortecimento de ressonâncias, resultando em:

$$v_{fad}^* = \underbrace{V \text{sen}(2\pi f^* t)}_{v_f^*} + R_V i_{oh} \quad (3.7)$$

onde, V é a amplitude e f^* é a frequência da tensão do conversor formador de rede.

A corrente de referência (i_i^*), por sua vez, é obtida a partir do modelo do sistema e dos valores de tensão de referência definidos anteriormente. A partir da análise do circuito da Figura 3.2 tem-se:

$$i_f^* = i_i^* - i_o \quad (3.8)$$

Sabendo que:

$$i_f^* = \frac{v_f^*}{jX_C} \quad (3.9)$$

tem-se:

$$\frac{v_f^*}{jX_C} = i_i^* - i_o \quad (3.10)$$

Rearranjando 3.10 e substituindo a reatância capacitiva (X_C) por $\frac{1}{2\pi f^* C_f}$ tem-se a corrente de referência.

$$i_i^* = i_o - j(v_f^*)(2\pi f^* C_f) \quad (3.11)$$

onde, a componente imaginária $-j(v_f^*)$ é dada por:

$$-j(v_f^*) = V \cos(2\pi f^* t) \quad (3.12)$$

Da mesma forma que para a obtenção da referência de tensão, o cosseno é gerado internamente no algoritmo.

3.2.4.2 Restrições: limite de operação dos estados de chaveamento

Como o FCS-MPC escolhe o melhor estado de chaveamento, há a possibilidade do mesmo estado ser escolhido repetidas vezes. Na prática, essa condição resulta em uma frequência de chaveamento muito baixa, mantendo os semicondutores em um mesmo estado por um longo período. Frequências de chaveamento muito baixas podem coincidir com a frequência de ressonância do filtro LC e devem ser evitadas. Além disso, é importante que os semicondutores mudem o seu estado de chaveamento para garantir o adequado funcionamento do *driver* utilizado nesse trabalho.

Para isso, é necessário desenvolver uma situação de segurança que evite que um estado seja escolhido por várias vezes consecutivas. Logo, o termo k_e é responsável por representar na função custo o limitador de repetição de estados, que irá operar da seguinte forma:

$$k_e = \begin{cases} \infty & \text{Se } S \geq 15 \\ 0 & \text{Se } S < 15 \end{cases} \quad (3.13)$$

A variável S representa o número de vezes consecutivas que um dado estado é aplicado. Dessa forma, se o estado em teste já tiver sido aplicado nas últimas 15 otimizações da função custo o termo k_e é levado ao infinito, senão seu valor permanece em zero. Com k_e recebendo um valor tão alto a função custo não é minimizada e outro estado é escolhido.

Por fim, a Equação 3.14 representa a função custo, com o limitador de estados repetitivos.

$$J = (v_f^* - v_f^P)^2 + \lambda (i_i^* - i_i^P)^2 + k_e \quad (3.14)$$

Com a função custo definida é possível traçar os próximos passos para validar a operação do CFR sendo controlado pelo FCS-MPC. Nas próximas sessões são descritos os testes realizados em simulações e no protótipo.

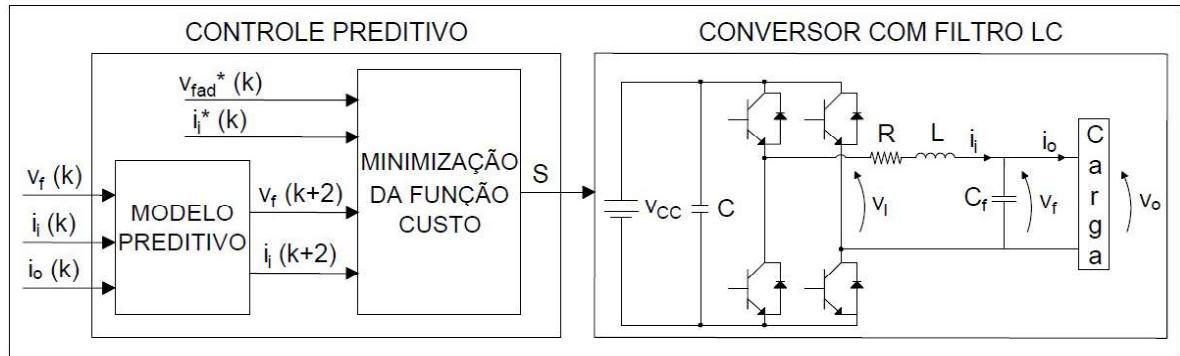
3.3 Implementação no MATLAB *Simulink*

A implementação em *software* desse projeto consiste na simulação do sistema na plataforma MATLAB/*Simulink* utilizando a linguagem de programação C no bloco *s-function* para executar o FCS-MPC. Inicialmente, os testes são elaborados considerando o sistema à vazio, ou seja, sem carga. A seguir são inseridas cargas do tipo resistiva, indutiva, capacitiva e não linear, separadamente. Nesses testes, são analisados a resposta do sistema frente a essas cargas, observando o THD (*Total Harmonic Distortion*) da tensão e da corrente de saída. Ainda em *software* são elaborados testes para analisar a resposta dinâmica do sistema quando é aplicado um degrau de referência de tensão e frequência e a uma variação de carga.

O diagrama de blocos da Figura 3.4 apresenta a sequência de funcionamento do CFR com FCS-MPC. O estado de chaveamento (S) para os semicondutores é obtido a partir das decisões tomadas pelo algoritmo de previsão implementado no bloco *s-function*. Esse bloco recebe a corrente de saída do conversor (i_i), a corrente da carga (i_o) e a tensão filtrada (v_f) a

partir dos sensores. A tensão de referência (v_{fad}^*) e a corrente de referência (i_i^*) são calculadas internamente no algoritmo.

Figura 3.4 – Diagrama do CFR com FCS-MPC.

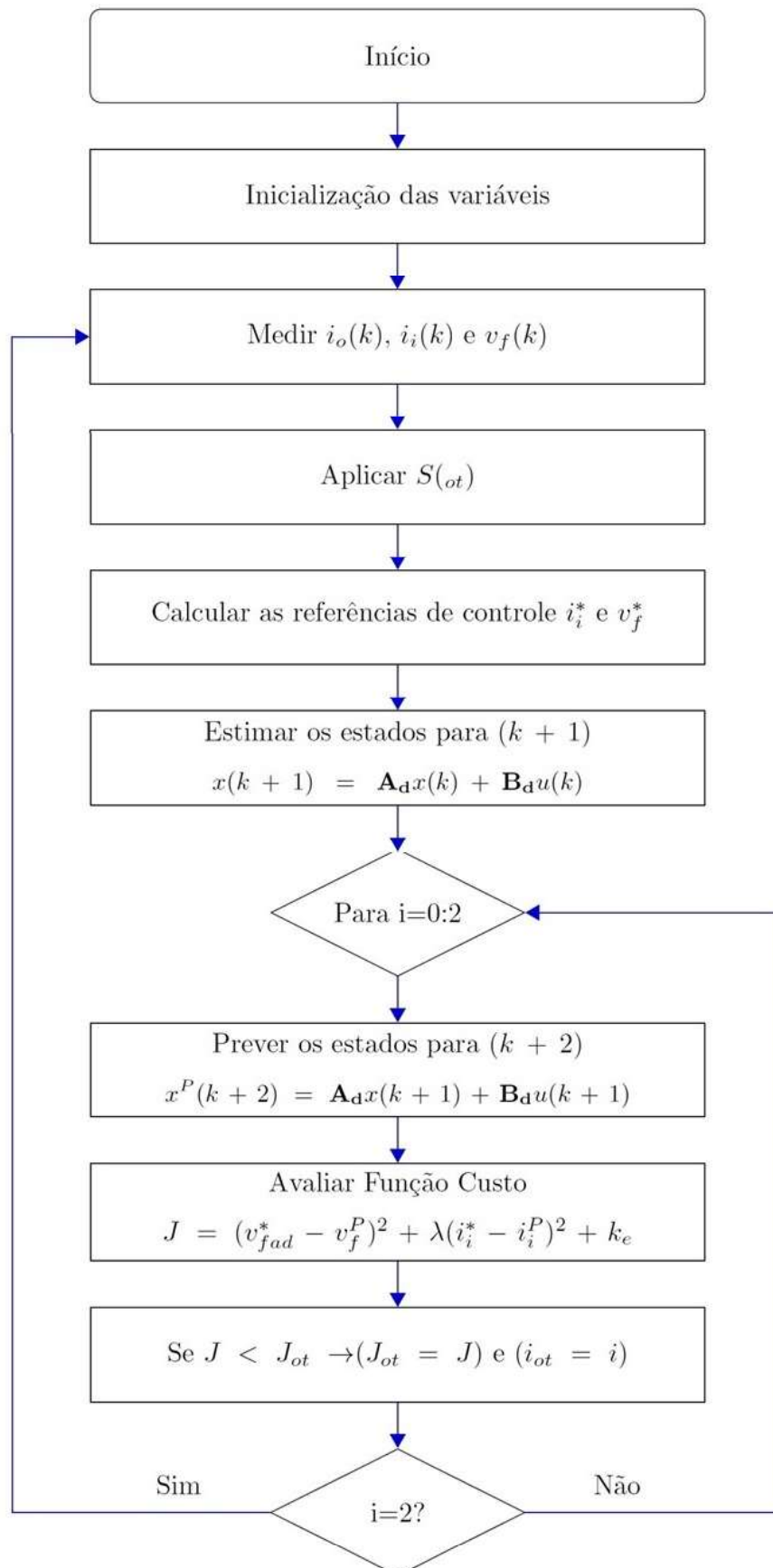


Fonte: Adaptado de Cortes et al. (2009).

As equações do modelo são inseridas no bloco *s-function* para que a predição possa ser feita. O algoritmo analisa cada iteração até encontrar aquela que minimiza a função custo. Quando essa é minimizada o estado de chaveamento ótimo é encontrado e aplicado no conversor.

A Figura 3.5 apresenta o fluxograma de funcionamento do algoritmo do FCS-MPC. Como pode ser observado, o primeiro passo é medir as variáveis $i_i(k)$, $i_o(k)$ e $v_f(k)$ e o estado de chaveamento ótimo (S_{ot}) é aplicado no instante k . As referências de corrente (i_i^*) e de tensão (v_{fad}^*) são calculadas. A partir desse ponto o FCS-MPC estima a resposta para $k + 1$. Então, o algoritmo estima as variáveis de estado para o instante $k + 2$. Para cada estado o sistema avalia a função custo e verifica se essa foi minimizada.

Figura 3.5 – Fluxograma do FCS-MPC.

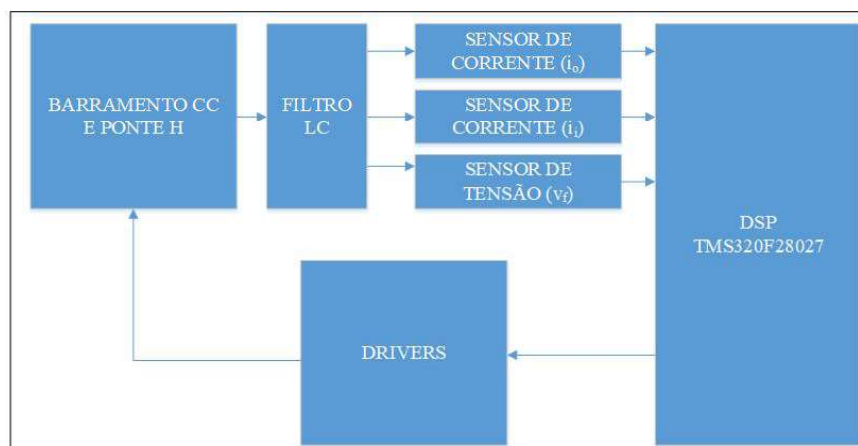


Fonte: Do autor (2019).

3.4 Implementação do Protótipo

A construção do protótipo baseia-se no esquemático da Figura 3.6. Esse sistema foi construído no Laboratório de Eletricidade da Universidade Federal de Lavras.

Figura 3.6 – Esquemático do CFR construído para os testes.



Fonte: Do autor (2019).

Para a alimentação do barramento CC utiliza-se um retificador monofásico com barramento capacitivo alimentado com $127V_{CA}$, resultando em uma tensão CC de 180V. O barramento CC alimenta a Ponte H construída com quatro IGBTs IRGP 4650D. A tensão de saída da ponte H é filtrada a partir do filtro LC. O indutor do filtro é feito de núcleo de ferrite para suportar as altas frequências de chaveamento. Devido a disponibilidade em laboratório, para alcançar a indutância de 2,5mH, devem ser utilizados dois indutores, um de 2,0mH e outro de 0,5mH conectados em série. A capacitância do filtro é de $40\mu F$, resultado da conexão em paralelo de dois capacitores de $15\mu F$ e um de $10\mu F$ em paralelo.

Para medir as variáveis são utilizados três sensores, dois de corrente e um de tensão. Um dos sensores de corrente é conectado em série com o indutor do filtro para medir a corrente que sai do conversor (i_i), o outro é conectado ao ramo que alimenta a carga para medir a corrente da carga (i_o). O sensor de corrente utilizado é um sensor de efeito *hall* do modelo LTS-15NP. Para medir a tensão no filtro, é utilizado um sensor *hall* de tensão, modelo LV25-P, conectado em paralelo com o capacitor. As saídas desses sensores passam por circuitos de condicionamento e são conduzidas até as entradas do microcontrolador DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28027.

O algoritmo do FCS-MPC, apresentado no fluxograma da Figura 3.5 é implementado no DSP, o qual envia o estado de chaveamento escolhido para os *drivers* que aplicam esse estado no gatilho de cada IGBT da Ponte H. Os *drivers* utilizados nesse projeto são do modelo IR2110.

3.5 Validação do sistema proposto

Inicialmente para validar o funcionamento do FCS-MPC aplicado ao CFR são elaborados testes em *software* e posteriormente o sistema é testado no protótipo. Os testes elaborados tanto em simulações quanto no protótipo são apresentados nas próximas seções.

3.5.1 Determinação dos fatores R_v e λ

Os valores da resistência virtual (R_v) e do fator de ponderação (λ) da função custo são selecionados a partir de testes experimentais. Inicialmente, esses valores são zerados e aos poucos são incluídas combinações de R_v e λ . Durante os testes são avaliados o THD da tensão do filtro (v_f) e da corrente da carga (i_o). A combinação escolhida deve ser aquela que obter um resultado satisfatório utilizando os menores fatores, pois assim esses irão influenciar pouco na resposta dinâmica do FCS-MPC.

3.5.2 Operação do CFR sem carga

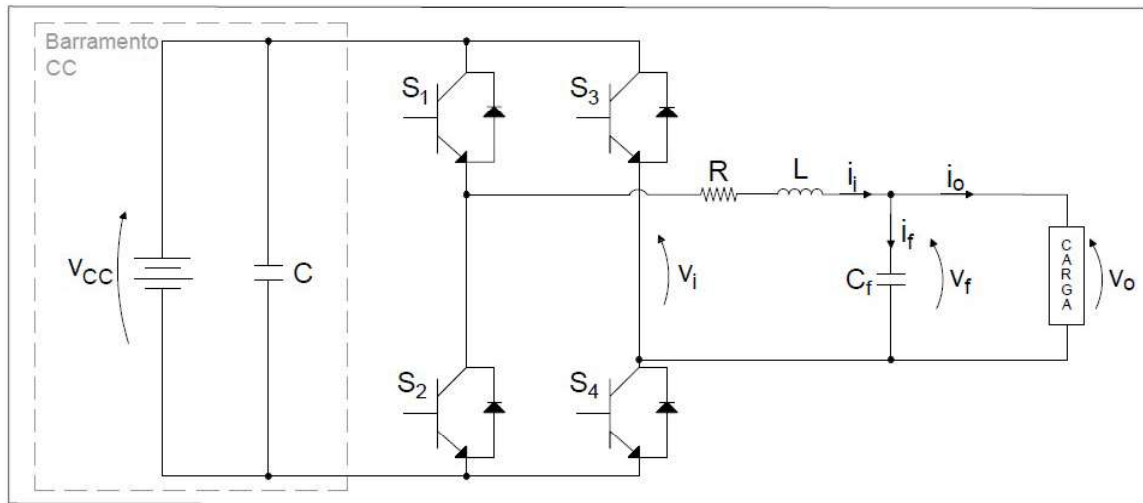
Nesse caso o CFR não é conectado a nenhuma carga, visando analisar o comportamento do FCS-MPC. Os valores de amplitude e THD da tensão do CFR a vazio são utilizados de referência para validar a regulação de tensão e a rejeição de distúrbios do FCS-MPC.

Para os testes a vazio a referência de tensão é de $100V_{RMS}$ com frequência de 60Hz.

3.5.3 Operação do CFR com cargas lineares: R, RL e RC

Nesta etapa, são elaborados três testes para as cargas lineares, sendo o primeiro com a carga puramente resistiva (R), o segundo para a carga resistiva indutiva (RL) em série e por fim, com a carga resistiva capacitiva (RC) em paralelo. Para a carga RL é utilizado um resistor em série com o indutor, enquanto que para a carga RC a resistência é conectada em paralelo com o capacitor. Na Figura 3.7 pode ser visto o local onde cada carga é adicionada para os testes. Para essa etapa é estipulada uma potência de 400VA para as cargas R, RL e RC.

Figura 3.7 – Circuito com carga linear

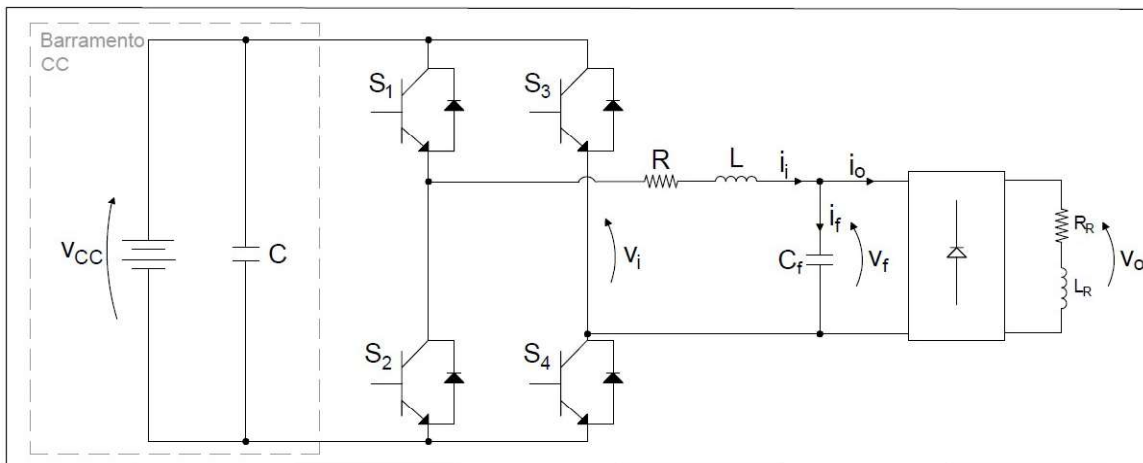


Fonte: Do autor (2019).

3.5.4 Operação do CFR com carga não linear

Nesse teste a carga não linear utilizada é um retificador monofásico, de onda completa, com uma carga RL, como pode ser observado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Circuito com carga não linear



Fonte: Do autor (2019).

Para a carga não linear de 400VA são utilizadas uma resistência de 20Ω e uma indutância de 100mH.

Com o funcionamento satisfatório do CFR para cargas lineares e não lineares é possível validar a resposta do controle FCS-MPC em regime permanente.

3.5.5 Degrau na referência de tensão, de frequência e variação de carga

Para analisar a resposta dinâmica e a capacidade de rejeição de distúrbios do FCS-MPC são testadas variações na referência de tensão e de frequência, além da variação da carga conectada ao CFR. Nesses testes, o tempo de acomodação é medido e o sistema é avaliado para verificar se o FCS-MPC apresenta resultado satisfatório.

O teste de tempo de acomodação é feito em duas etapas. A primeira etapa consiste em alterar a tensão de referência de $50V_{RMS}$ para $100V_{RMS}$. Já a segunda etapa é feita alterando a frequência da referência de 60Hz para 62Hz. Além desses testes, também é avaliado a resposta do FCS-MPC quando ocorre a variação de carga. Nesse caso, o CFR é iniciado alimentando uma carga RL de 200VA e em certo instante é adicionada outra carga RL de 200VA, totalizando assim 400VA de potência média.

Com esses testes é possível analisar a resposta da tensão de saída do conversor (v_f) após as variações. Além de validar a resposta dinâmica no FCS-MPC na ocorrência de variações nas referências e na carga.

3.5.6 Variação dos parâmetros

Como o FCS-MPC utiliza do modelo do sistema para operar, a variação em seus parâmetros podem causar instabilidades e erros na predição. Com o objetivo de analisar a resposta do FCS-MPC, são elaborados testes variando os parâmetros de -50% a 50% de seus valores corretos. Esse teste analisa se essas alterações influenciam no THD da tensão e da corrente, na amplitude e frequência da tensão v_f .

Para esses testes foi mantida uma carga RL conectada ao CFR para possibilitar a visualização dos efeitos na corrente da carga devido as variações. Os parâmetros variados são a resistência interna do indutor (R), indutância (L) e capacitância (C_f) do filtro LC.

4 RESULTADOS

Para o CFR operando em modo ilhado utilizando como técnica de controle o FCS-MPC são utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 4.1 tanto para os testes em simulações quanto para os testes realizados no protótipo.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para os testes.

PARÂMETROS		
v_f^*	Tensão RMS de referência	100V
v_{CC}^*	Tensão no barramento CC	180V
f^*	Frequência de referência	60Hz
S_n	Potência aparente do CFR	400VA
L	Indutância do filtro	2,5mH
R	Resistência interna do indutor	1,3Ω
C_F	Capacitância do filtro	40μF
T_s	Tempo de amostragem	50μs

Fonte: Do autor (2019).

As simulações foram realizadas no *software* MATLAB/Simulink. O APÊNDICE A apresenta o diagrama implementado para os testes. Já os testes experimentais foram realizados no protótipo construído no Laboratório de Eletricidade, o qual está apresentado no APÊNDICE B. Os algoritmos de controle podem ser vistos no APÊNDICE C.

O tempo de amostragem T_s foi escolhido de forma a ter tempo suficiente para execução completa do algoritmo de controle. Além disso, os parâmetros do filtro adaptativo utilizado para implementação do amortecimento ativo da ressonância foram: $\zeta = 1,2$ e $\Gamma = 1$. A restrição para limitar o uso de estados de chaveamentos repetidos, utiliza um $k_e = 15$, resultando na seguinte função custo:

$$J = (v_f^* - v_f^P)^2 + \lambda (i_i^* - i_i^P)^2 + k_e \quad (4.1)$$

Antes de iniciar os testes foi necessário determinar os parâmetros de R_v e λ . Assim que definidos os seguintes testes foram realizados:

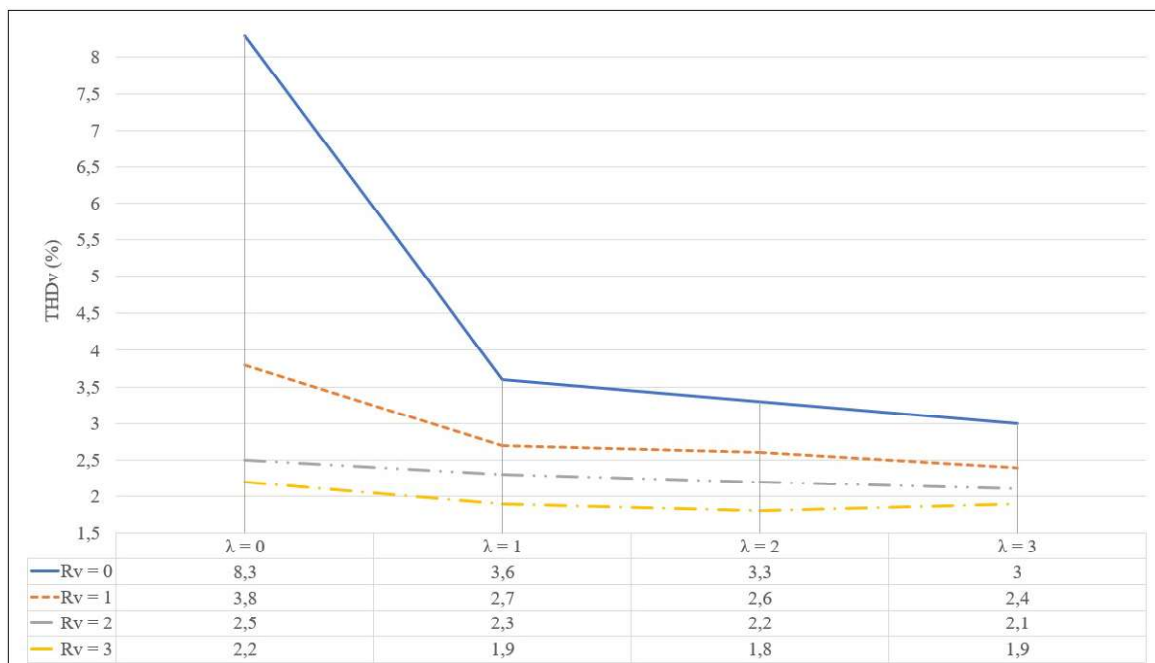
- Sem carga - Condições nominais, sistema operando à vazio;
- Com cargas lineares - R , RL e RC ;

- Com carga não linear - Retificador alimentando uma carga RL;
- Degrau na referência de tensão - Tensão de referência alterada de 50V para 100V;
- Degrau na referência de frequência - Frequência de referência alterada de 60Hz para 62Hz;
- Variação de carga - Carga RL variada de 200VA para 400VA;
- Variação dos parâmetros R , L e C_f .

4.1 Determinação dos parâmetros R_v e λ

Ao simular a variação dos parâmetros R_v e λ no *Simulink* notou-se que as alterações não influenciaram nos resultados. Ou seja, os resultados foram satisfatórios utilizando a função custo tradicional. Então elaborou-se a determinação de parâmetros R_v e λ apenas nos testes experimentais, onde houveram melhorias significativas.

Figura 4.1 – THD_v para a variação dos parâmetros R_v e λ .



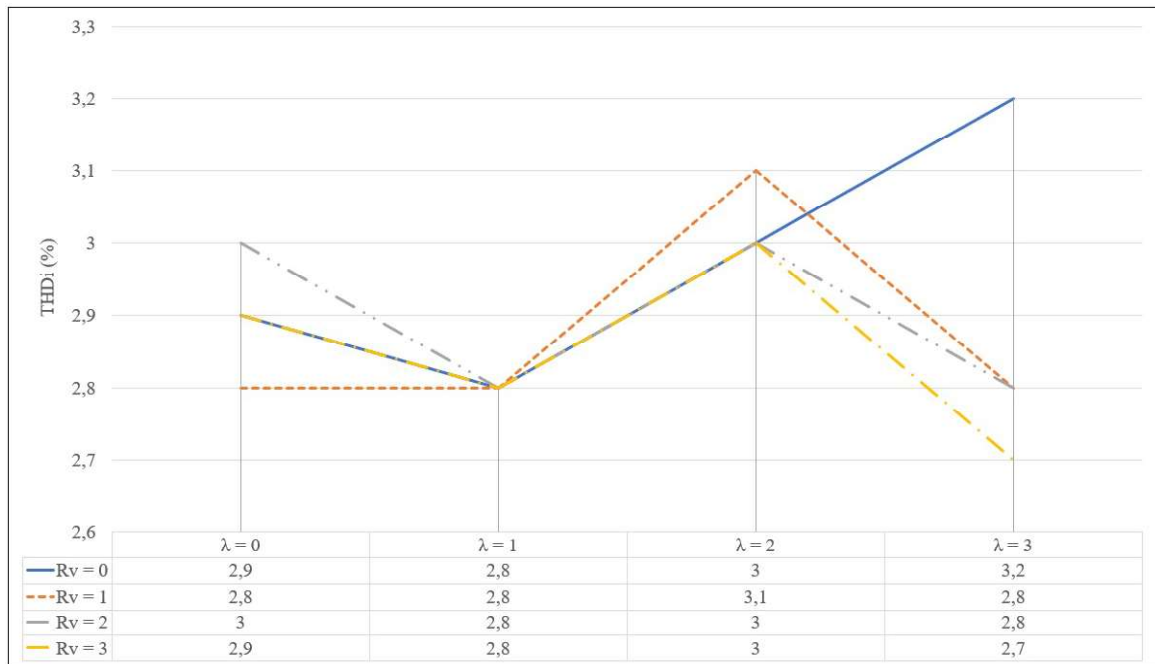
Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.1 apresenta a distorção total harmônica (THD - (*Total Harmonic Distortion*)) da tensão do filtro (THD_v) para a variação dos parâmetros R_v e λ . Para os testes, o CFR estava operando com carga RL de 200VA. Sem a utilização R_v e da corrente do inversor (i_i) ponderada

pelo fator λ na função custo, o THD_V foi de 8,3%. Nessa situação a função custo é igual a convencional. O aumento progressivo de R_V e λ mostra uma redução significativa no THD_V .

Por outro lado, as variáveis λ e R_V apresentam pequena influência no THD da corrente da carga (i_o), conforme apresentado na Figura 4.2. Para todos os valores testados o THD_I variou de 2,8% a 3,2%.

Figura 4.2 – THD_I para a variação dos parâmetros R_V e λ .

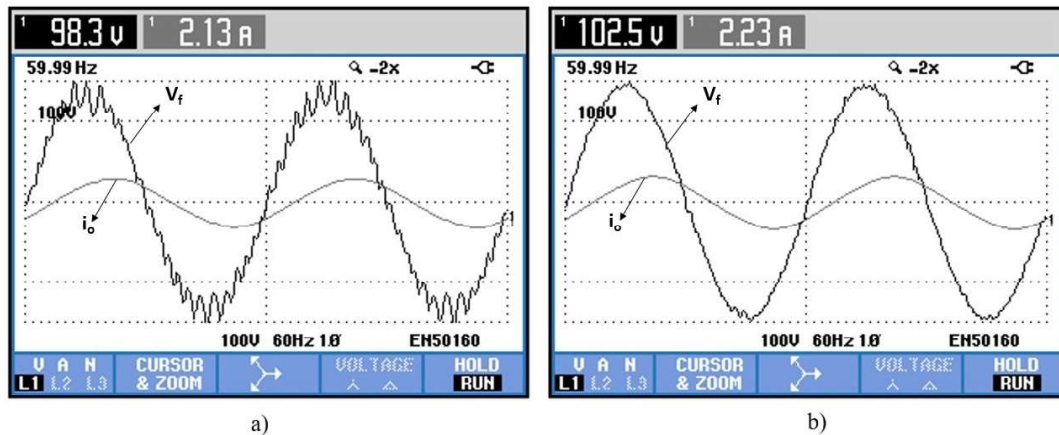


Fonte: Do autor (2019).

A escolha dos parâmetros λ e R_V deve ponderar alguns fatores além do THD da tensão. Sabe-se que valores altos de R_V podem influenciar na dinâmica do FCS-MPC devido ao uso do filtro sintonizado para a extração da componente harmônica da corrente (i_{oh}). Por outro lado, a variável λ aumenta o peso da corrente do inversor (i_i) na função custo. A corrente de referência (i_i^*) é calculada por meio dos parâmetros do modelo. Logo, valores altos de λ podem deixar o FCS-MPC, com a função custo proposta, mais propenso a erros e instabilidades em situações de desvios de parâmetros.

Dessa forma, optou-se pelos menores valores de R_V e λ que trazem um THD satisfatório para a aplicação, visando menor influência da resposta do FCS-MPC. Os valores escolhidos foram $R_V = 2$ e $\lambda = 1$, onde o THD_V e o THD_I alcançados foram de 2,3% e 2,8%.

Figura 4.3 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o): a) $R_V = 0$ e $\lambda = 0$; b) $R_V = 2$ e $\lambda = 1$.



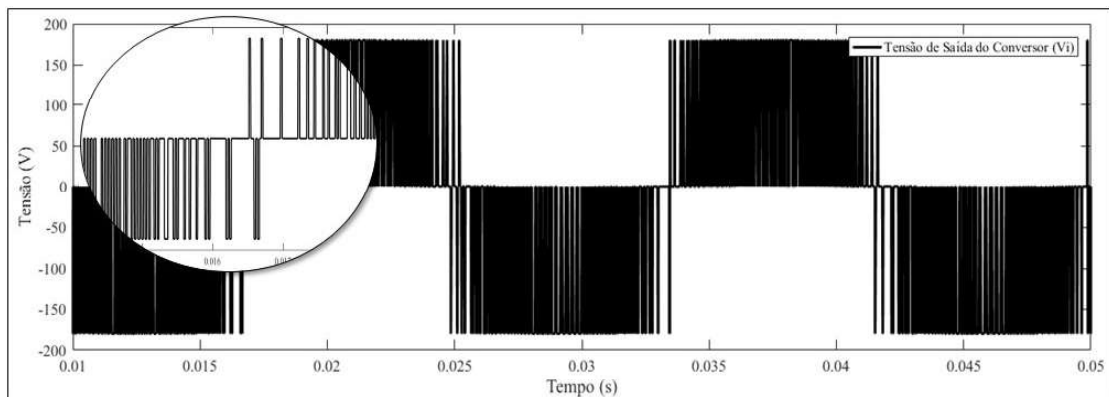
Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.3 apresenta as formas de onda da tensão do filtro e da corrente da carga para a função custo convencional ($R_V = 0$ e $\lambda = 0$) e para a função custo proposta ($R_V = 2$ e $\lambda = 1$). Como pode ser observado, o uso da resistência virtual (R_V) e do fator de ponderação (λ) melhoraram significativamente a resposta do FCS-MPC, reduzindo as distorções na forma de onda da tensão. Isso mostra que a sistema proposto melhora a eficiência da técnica de controle.

4.2 CFR sem carga

Inicialmente, foi simulado um sistema sem carga conectada a saída do CFR. O objetivo dos testes a vazio é apresentar os valores do THD e amplitude da tensão do filtro (v_f) para que possam ser utilizados como referência para validar a regulação nos testes com carga e também o amortecimento de ressonância. Também foram observadas as formas de onda da tensão do conversor (v_i) e da corrente de saída do conversor (i_i).

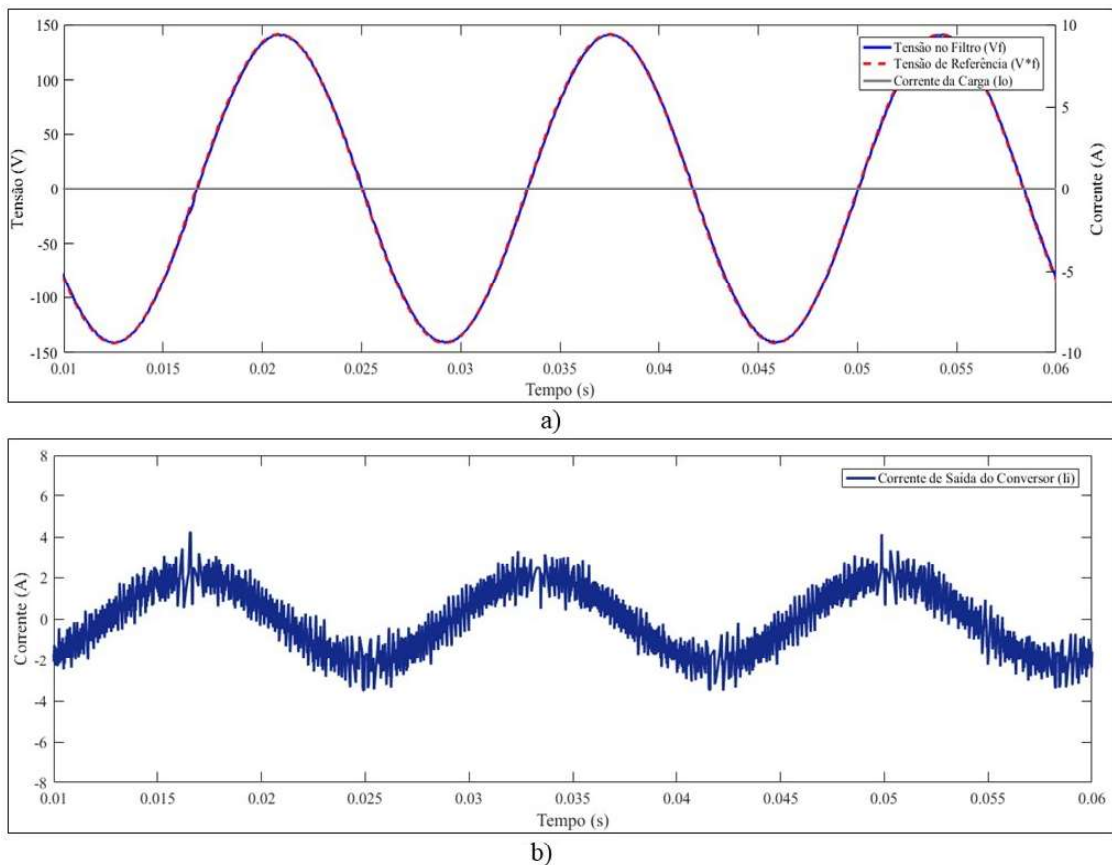
Figura 4.4 – Simulação com o CFR sem carga: Tensão de saída do conversor (v_i).



Fonte: Do autor (2019).

Após passar pelo filtro LC, a tensão se torna senoidal e com poucas oscilações (v_f), como pode ser observado na Figura 4.5a). Nessa figura é possível observar que a corrente na carga (i_o) é nula. A Figura 4.5b) apresenta a corrente de saída do conversor (i_i).

Figura 4.5 – Simulação com o CFR sem carga: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).

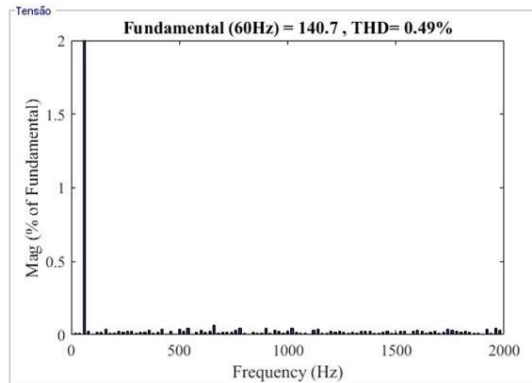


Fonte: Do autor (2019).

Com essa simulação observou-se que o controle preditivo foi capaz de seguir a referência dada ao sistema (v_f^*), validando assim o algoritmo de predição. Além disso, é possível observar que a tensão gerada pelo CFR com FCS-MPC alcançou uma amplitude de aproximadamente 142V de pico, ou seja, $100V_{RMS}$, além de manter a frequência em 60Hz.

O THD da tensão e da corrente são analisados a partir da *toolbox Powergui* acessando a opção *FFT Analysis (Fast Fourier Transform)* no MATLAB/Simulink. Analisando o THD da tensão no filtro (THD_V) na Figura 4.6, é possível observar 0,49% de componentes harmônicas. Atentando para as componentes individuais, nota-se que essas ficaram próximas de 0,1%.

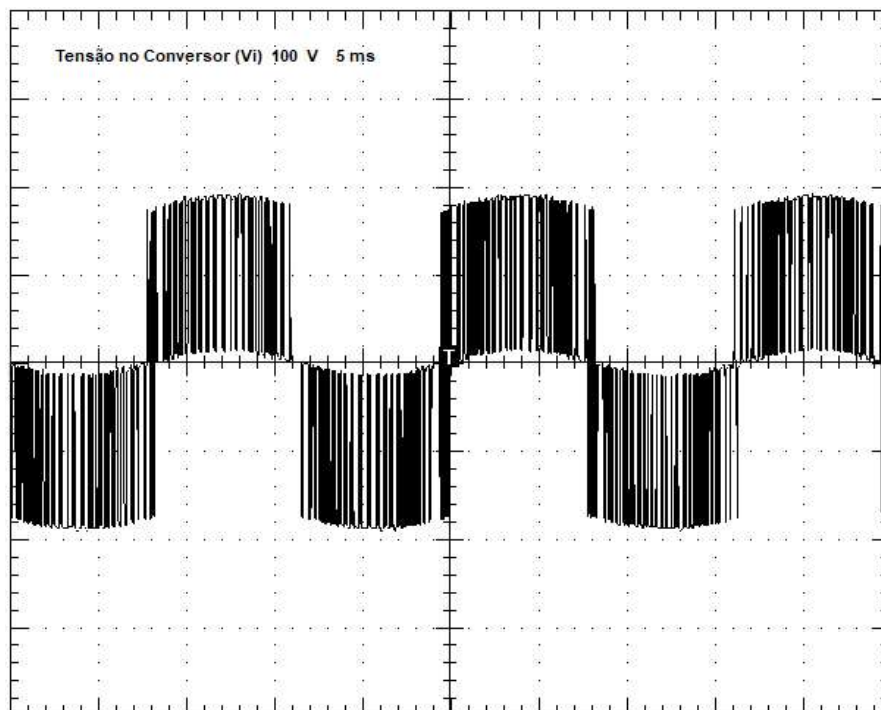
Figura 4.6 – Simulação com o CFR sem carga: THD da tensão do filtro (THD_V).



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.7 é possível observar a tensão v_i do protótipo do CFR. Essa forma de onda apresenta características similares a da simulação. Para a condição real não foi possível apresentar o THD da tensão (v_i) devido à falta de um equipamento adequado que apresente a FFT (*Fast Fourier Transform*) para altas frequências. As medições das formas de onda foram realizadas com o osciloscópio TPS2024.

Figura 4.7 – teste experimental com o CFR sem carga: Tensão de saída do conversor (v_i).



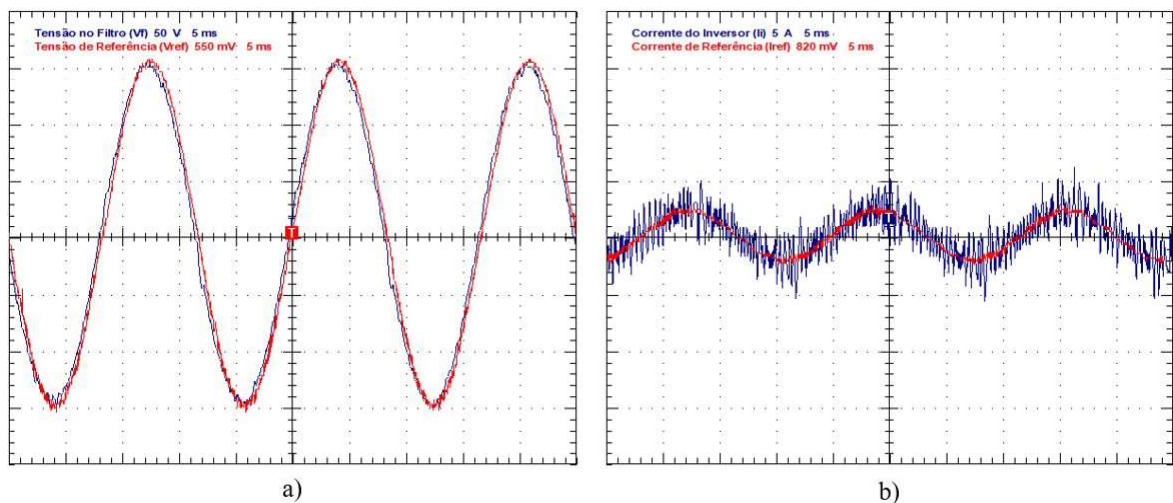
Fonte: Do autor (2019).

A tensão de referência (v_f^*) é gerada internamente no DSP e a corrente de referência (i_i^*) é calculada a partir dos dados do modelo. Para medir estas variáveis utilizou-se uma saída PWM do DSP como conversor D/A (Digital-Analógico), com frequência de 500kHz e um filtro RC.

Para o sinal de tensão (v_{*f}) a relação é de 550mV/50V ($k_v = 90,91$) e para o sinal de corrente (i_i) a relação é de 620mV/5A ($k_i = 8,06$). As mesmas relações foram utilizadas para todos os resultados práticos.

Na Figura 4.8a) observa-se a tensão de referência (v_f^*) e a tensão do filtro (v_f). Já a corrente de referência (i_i^*) e a corrente do conversor (i_i) podem ser observadas na Figura 4.8b).

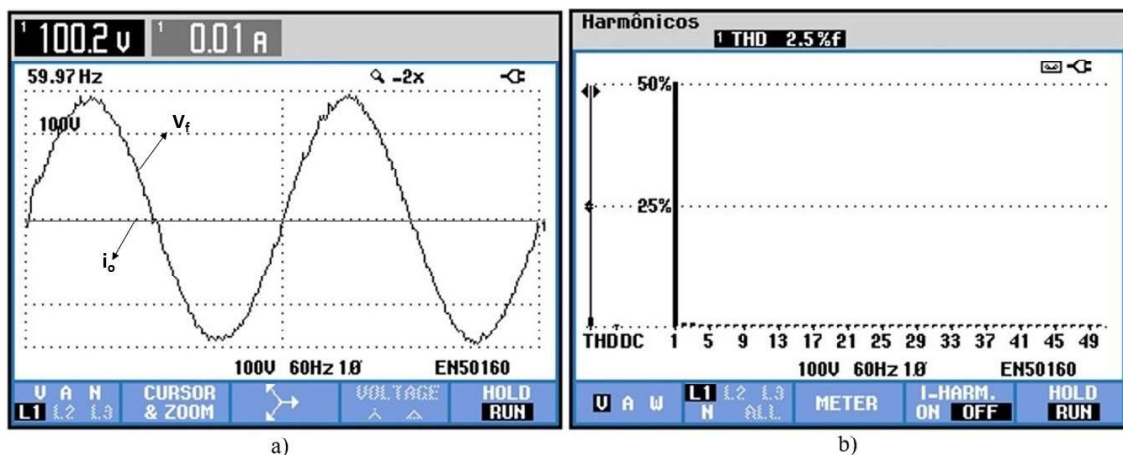
Figura 4.8 – teste experimental com o CFR sem carga: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.9 é apresentada a tensão v_f e a corrente i_o , a qual é nula pela falta de carga conectada ao CFR. A tensão do CFR está regulada para $100V_{RMS}$ assim como definida pela referência e o THD_V é de 2,5%. Esses valores serão utilizados como base para avaliação do FCS-MPC com o conversor operando com cargas lineares e não lineares.

Figura 4.9 – teste experimental com o CFR sem carga: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) THD_V .



Fonte: Do autor (2019).

Atualmente no Brasil não existe uma regulamentação específica para qualidade de energia em microrredes ou sistemas em operação ilhada. Entretanto, para o sistema de distribuição convencional, de acordo com o módulo 8 do PRODIST, a máxima distorção harmônica permitida é de 10% para tensões menores que 1kV (ANEEL, 2018). Considerando os valores de THD apresentados pelo PRODIST, o protótipo do CFR opera dentro das condições aceitáveis de THD.

Com esses resultados é possível notar que o FCS-MPC operando em um CFR funcionou de forma satisfatória para a operação à vazio, tanto nos testes de simulação quanto nos práticos. Cabe observar que as referências foram seguidas e os valores de THDs alcançados foram aceitáveis.

A seguir são apresentados os resultados do FCS-MPC operando com cargas lineares conectadas ao CFR.

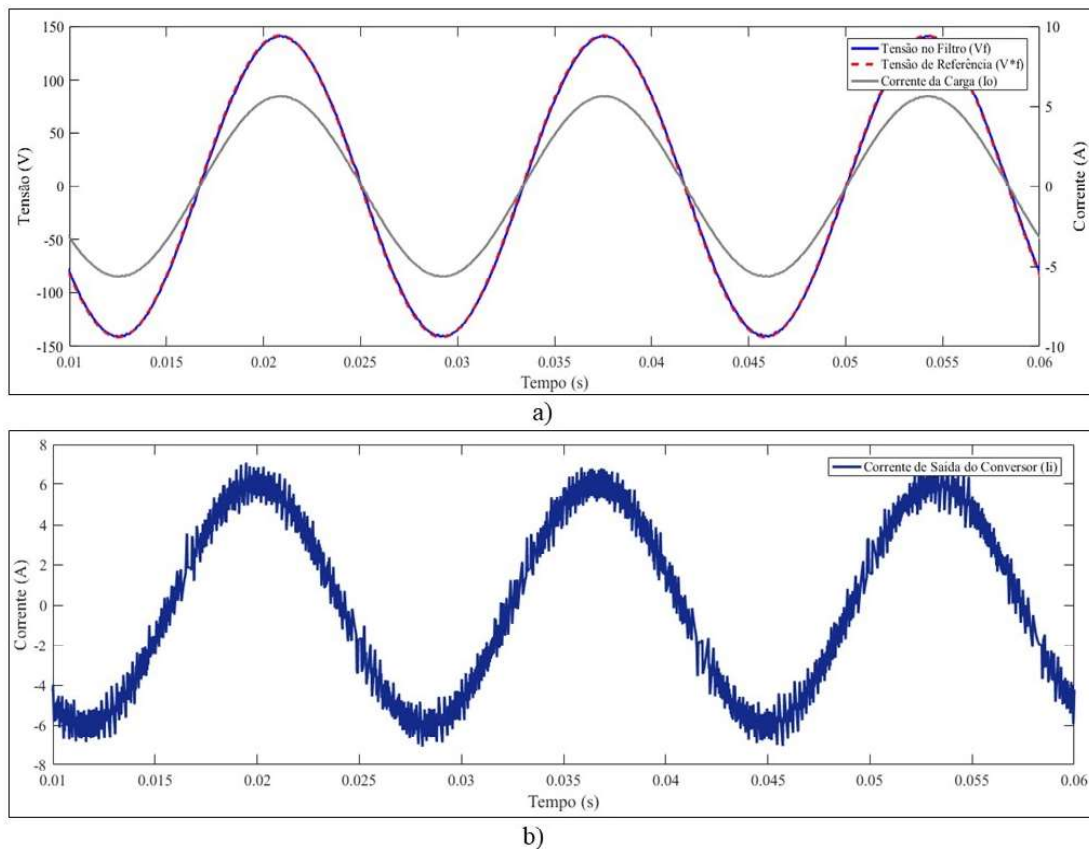
4.3 CFR com cargas lineares

Dando continuidade aos testes, foi verificada a eficiência do FCS-MPC quando o CFR é conectado à cargas lineares. Para isso, foram elaborados três testes, cada um para um tipo de carga linear, R, RL e RC. O objetivo da realização destes testes foi observar a resposta em regime permanente do algoritmo de controle proposto para diferentes tipos de cargas. Foram avaliados o THD e também a tensão em regime permanente. A capacidade de rejeição de distúrbios do algoritmo e também de amortecimento de ressonância pode ser observada.

4.3.1 Carga R

A simulação com a carga resistiva resultou na tensão do filtro (v_f), tensão de referência (v_f^*), corrente da carga (i_o) e a corrente de saída do conversor (i_i) apresentadas na Figura 4.10. Observou-se que, assim como no caso anterior, a tensão gerada pelo CFR permaneceu em torno de $100V_{RMS}$, visto que não houve queda de tensão com a adição da carga.

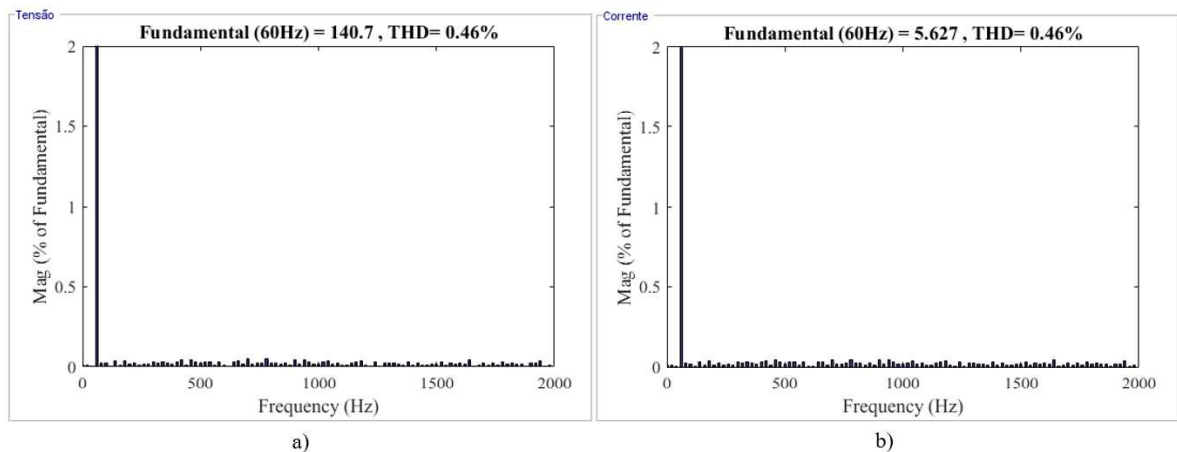
Figura 4.10 – Simulação com o CFR com carga R: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).



Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.11 apresenta o THD para v_f e i_o . Nota-se que o THD para ambos é o mesmo (0,46%). Quando comparado com o sistema à vazio, o THD_V diminuiu de 0,03% e suas componentes individuais ficaram abaixo de 0,2%. Essa redução ocorreu pelo fato da tendência de amortecimento de ressonância a partir das cargas puramente resistivas.

Figura 4.11 – Simulação com o CFR com carga R: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Os testes elaborados no protótipo contaram com a carga resistiva de 413kW de potência, como pode ser observado na Figura 4.12.

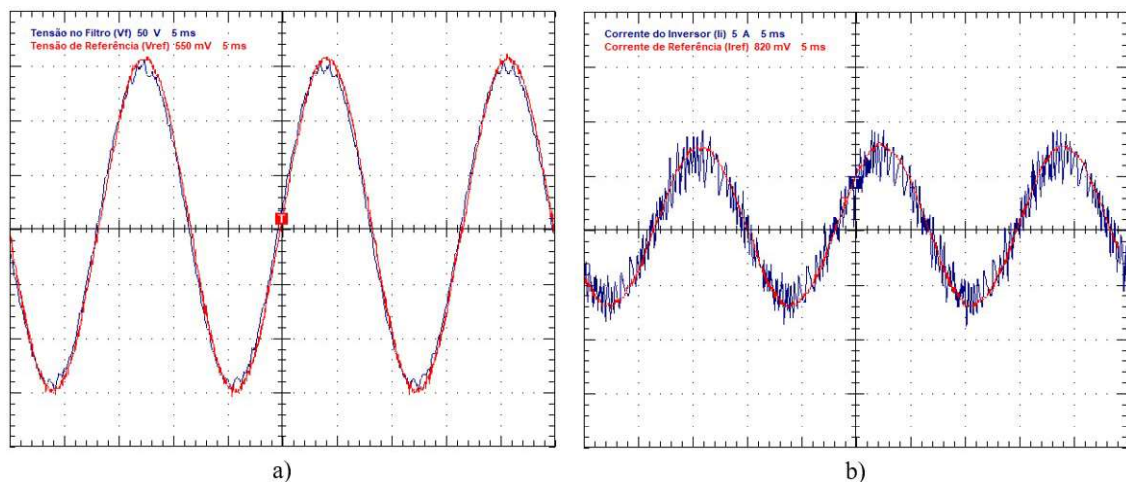
Figura 4.12 – teste experimental com o CFR com carga R: Potência ativa, reativa e aparente.



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.13 nota-se que as referências de tensão e de corrente são seguidas assim como na simulação.

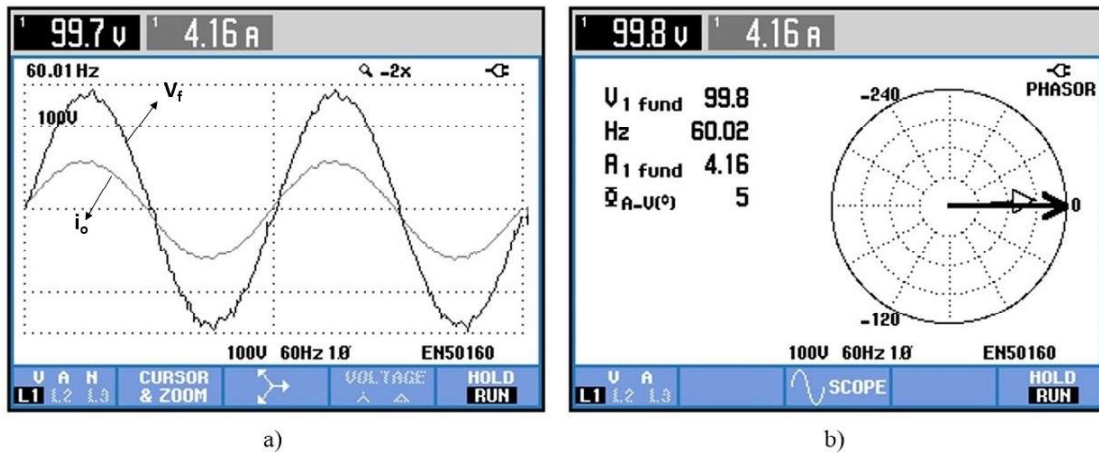
Figura 4.13 – teste experimental com o CFR com carga R: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.14a) é possível observar a tensão no filtro (v_f) e a corrente da carga (i_o) em fase. Analisando v_f nota-se uma pequena queda de tensão de 100,2V para 99,7V na tensão do filtro após a adição da carga resistiva, o que mostra a capacidade do algoritmo em regular tensão no valor de referência independente da carga. A Figura 4.14b) apresenta o diagrama fasorial para a carga adicionada, nota-se que a frequência é 60,02Hz assim como a referência dada.

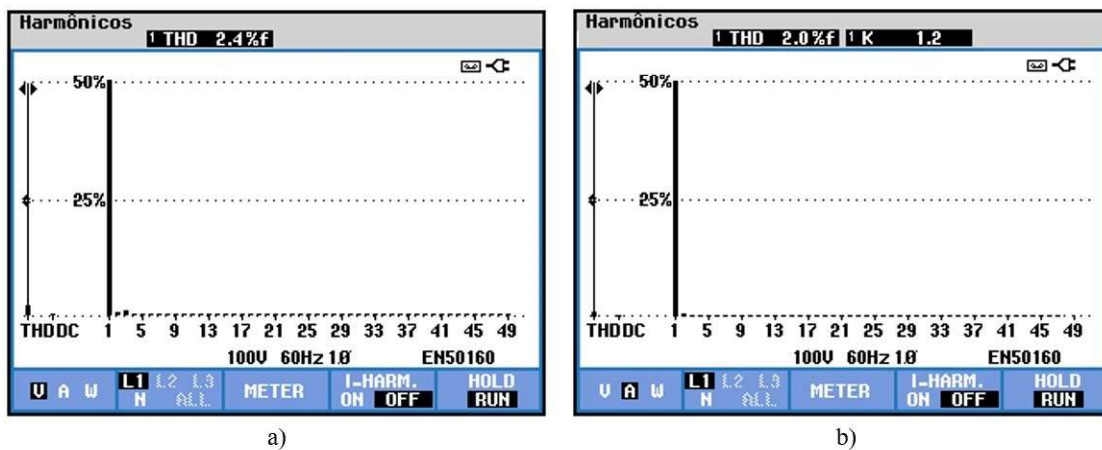
Figura 4.14 – teste experimental com o CFR com carga R: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.



Fonte: Do autor (2019).

Ao adicionar a carga R no circuito, observa-se pouca diferença no THD_V que cai para 2,4% se comparado com a condição à vazio (FIGURA 4.15a)). Já o THD_I para esta condição é de 2,0% (FIGURA 4.15b)). Analisando com base na simulação, observa-se que os valores de THD nos testes experimentais são maiores que na simulação.

Figura 4.15 – teste experimental com o CFR com carga R: a) THD_V ; b) THD_I .

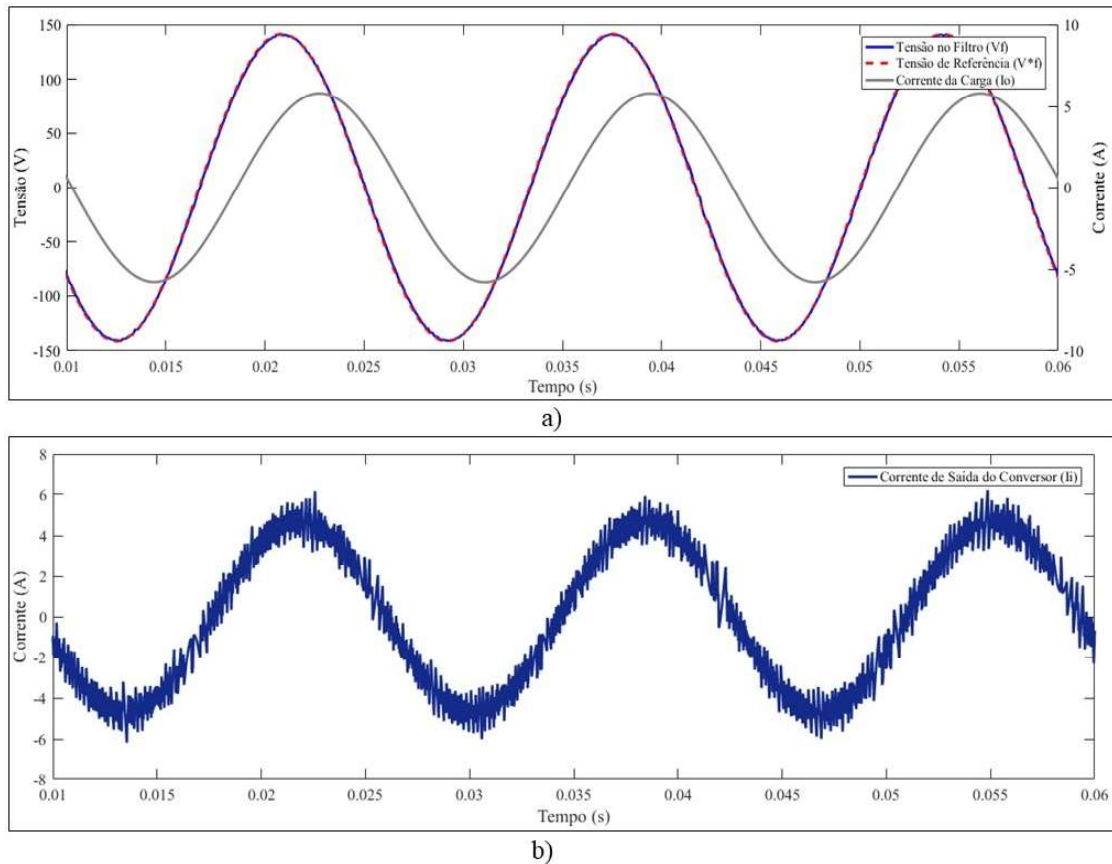


Fonte: Do autor (2019).

4.3.2 Carga RL

Simulando o sistema do CFR com FCS-MPC para a carga RL é possível observar uma defasagem entre a tensão v_f e a corrente i_o (FIGURA 4.16).

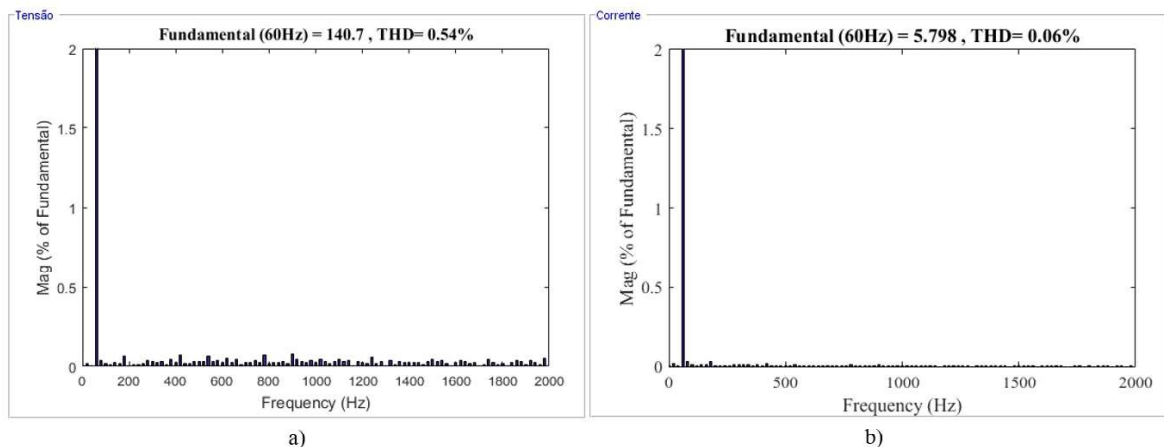
Figura 4.16 – Simulação com o CFR com carga RL: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).



Fonte: Do autor (2019).

O sistema operando com uma carga RL o FCS-MPC conseguiu seguir a referência e manter a tensão em torno de 141V de pico. A Figura 4.17 apresenta o THD_V e o THD_I , onde o THD da corrente (0,06%) é menor que o da tensão (0,54%), devido as características indutivas da carga, pois, os indutores funcionam como um filtro passa-baixa para a corrente.

Figura 4.17 – Simulação com o CFR com carga RL: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do Autor (2019).

Nos testes experimentais, utilizou-se a carga RL com as características apresentadas na Figura 4.18, sendo 315W de potência ativa e 266Var de potência reativa indutiva, totalizando uma potência média de 413VA.

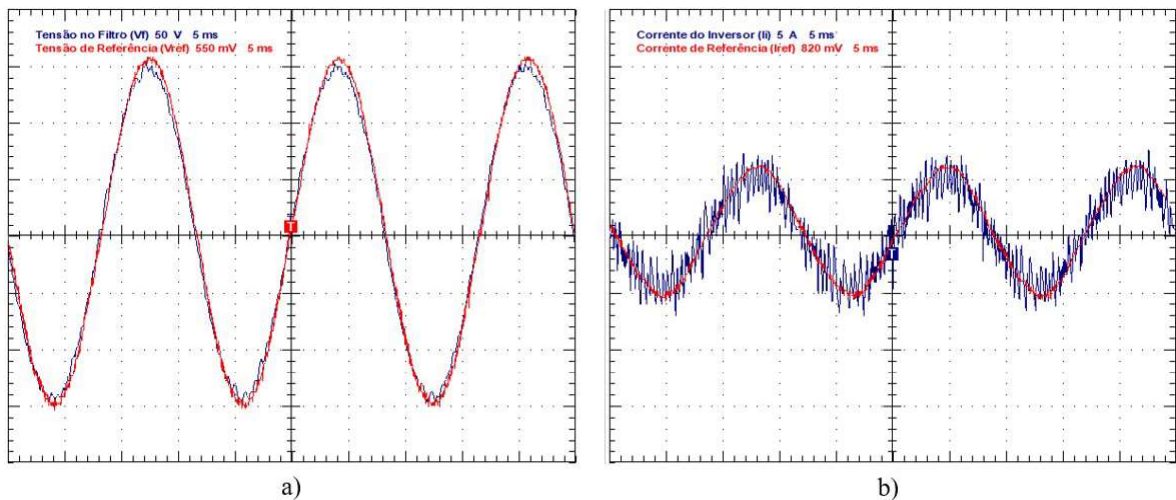
Figura 4.18 – teste experimental com o CFR com carga RL: Potência ativa, reativa e aparente.



Fonte: Do autor (2019).

Como pode ser observado na Figura 4.19, o FCS-MPC conseguiu seguir as referências mesmo alimentando uma carga RL.

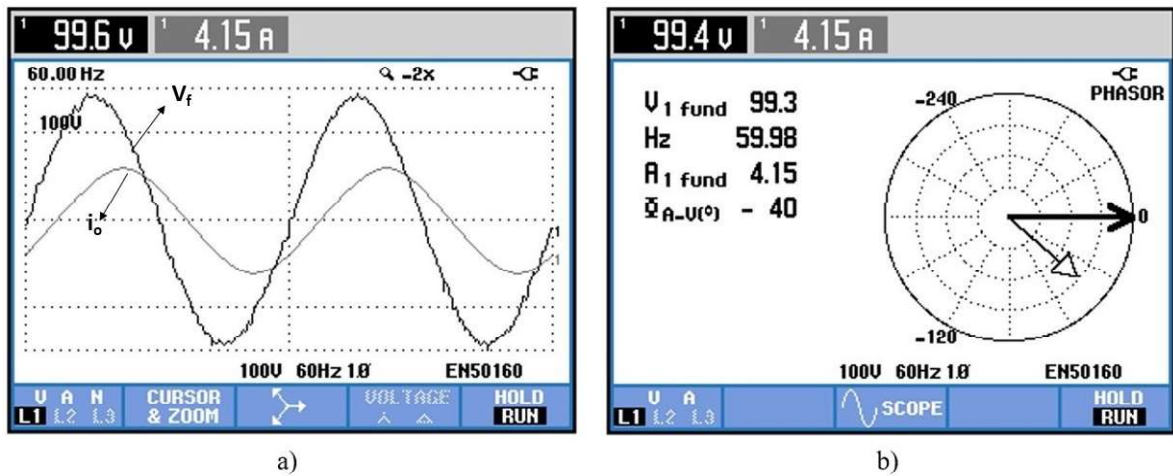
Figura 4.19 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).



Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.20 apresenta as formas de onda da tensão (v_f) e da corrente (i_o) bem como seu diagrama fasorial. Pela Figura 4.20a) é possível observar que tensão permanece regulada em torno de 100V e apresenta uma diferença de 0,6% em relação a tensão do CFR operando a vazio. A frequência do sistema também continua próxima de 60Hz como esperado.

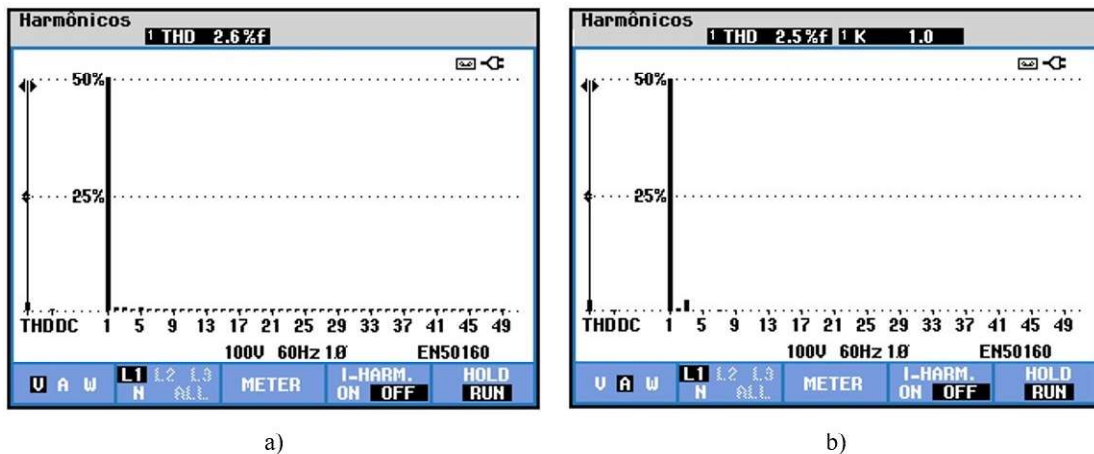
Figura 4.20 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.



Fonte: Do autor (2019).

Ao analisar o THD_V na Figura 4.21a) é possível notar um aumento de apenas 0,1% no THD_V quando comparado com o CFR operando a vazio ($THD_V = 2,6\%$). O THD_I para a carga é de 2,5% (FIGURA 4.21b)).

Figura 4.21 – teste experimental com o CFR com carga RL: a) THD_V ; b) THD_I .

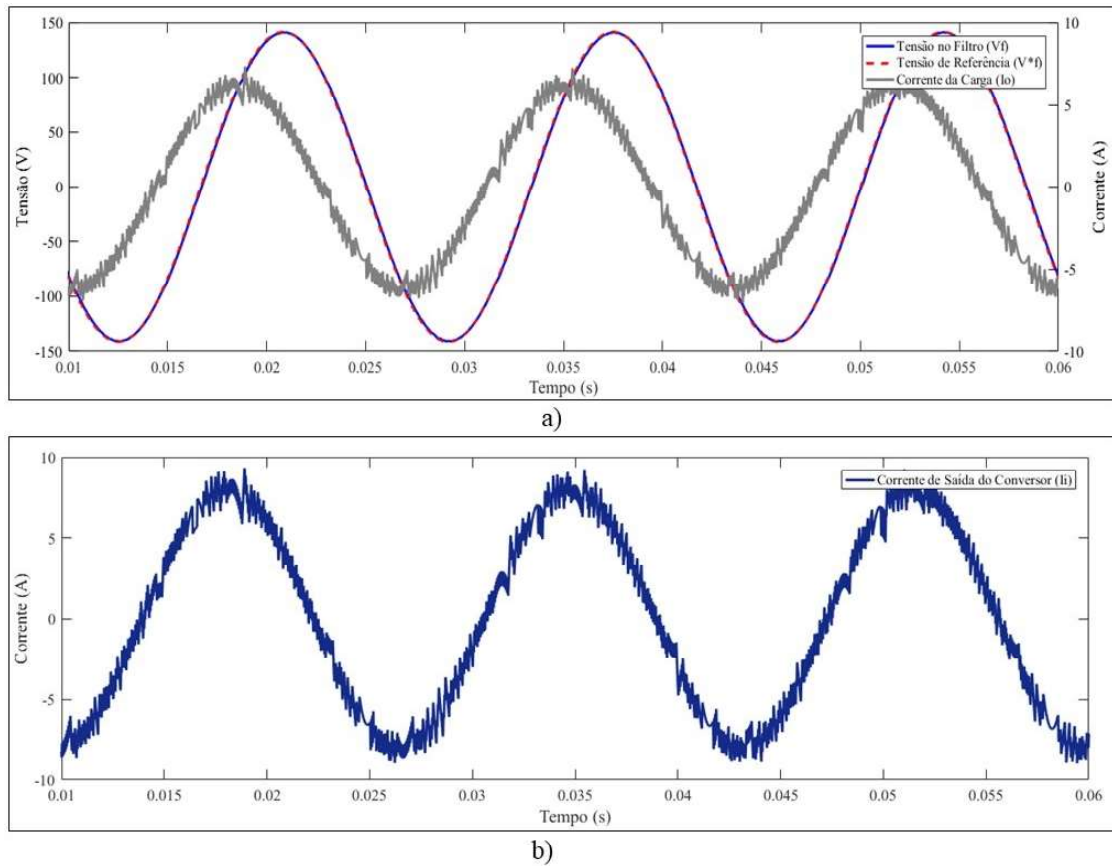


Fonte: Do autor (2019).

4.3.3 Carga RC

A Figura 4.22 apresenta i_i , i_o , v_f e v_f^* para a carga RC. Nota-se que a resposta do sistema também foi satisfatória, onde a tensão permanece em aproximadamente 141V. Devido a inserção da carga RC, é possível observar oscilações na corrente, o que é refletido no THD_I .

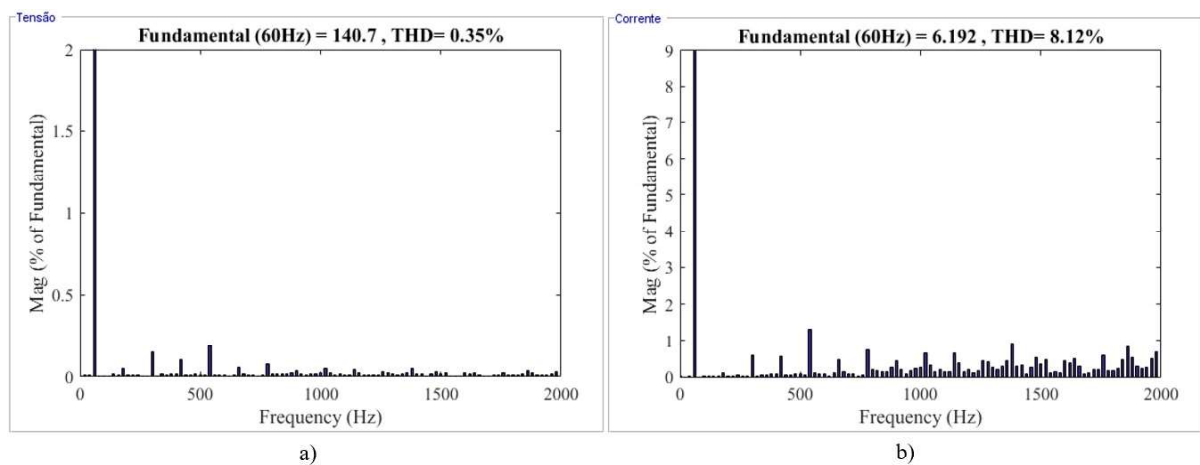
Figura 4.22 – Simulação com o CFR com carga RC: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).



Fonte: Do autor (2019).

Quando é analisado o THD (FIGURA 4.23) observa-se que o THD_V (0,35%) é menor do que o THD_I (8,12%), pois, o capacitor opera como um filtro passa-alta para a corrente, amplificando as altas frequências.

Figura 4.23 – Simulação com o CFR com carga RC: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Na avaliação do funcionamento do CFR na prática, foi inserida uma carga RC de 283W de potência ativa e 337Var de potência reativa capacitiva, totalizando 440VA de potência aparente (FIGURA 4.24).

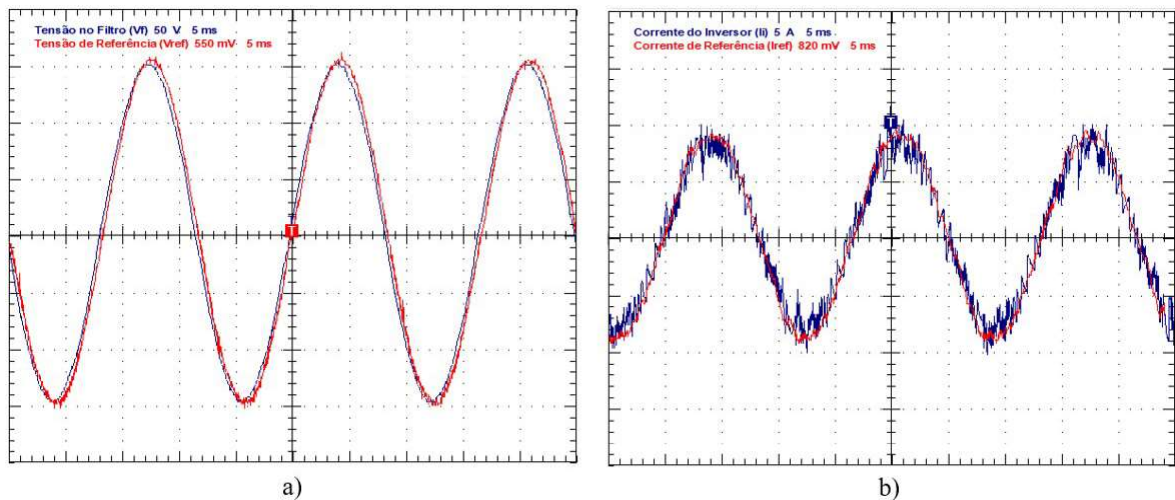
Figura 4.24 – teste experimental com o CFR com carga RC: Potência ativa, reativa e aparente.



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.25 observa-se que as referências dadas ao FCS-MPC foram seguidas para o teste com a carga RC.

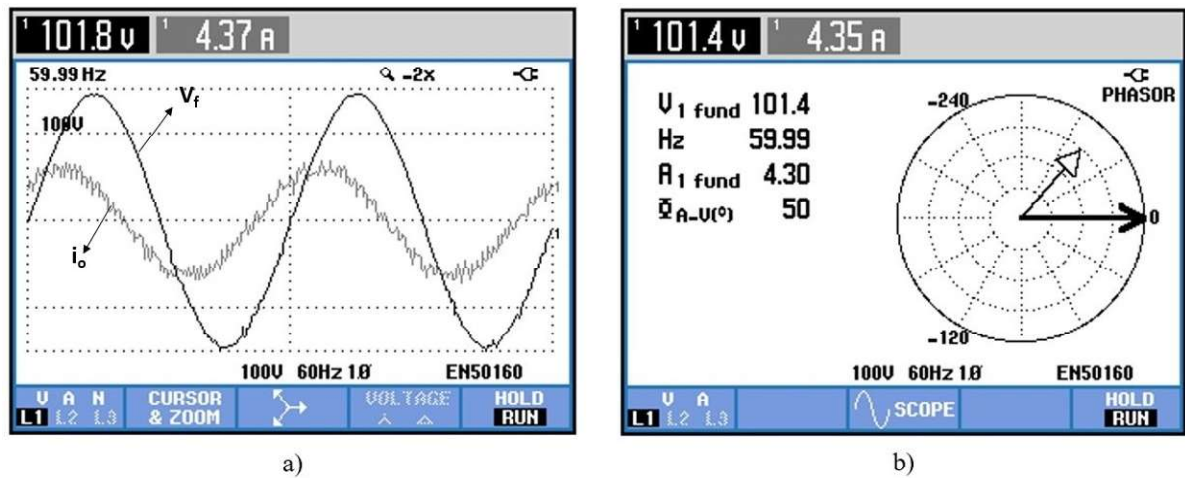
Figura 4.25 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).



Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.26a) apresenta as formas de onda da tensão do filtro e a corrente da carga, enquanto que a Figura 4.26b) mostra o digrama fasorial. Nota-se que a tensão em regime permanente foi de 101,8V com ligeira elevação de tensão (1,6%) em relação à operação a vazio e a frequência se manteve em aproximadamente 60Hz.

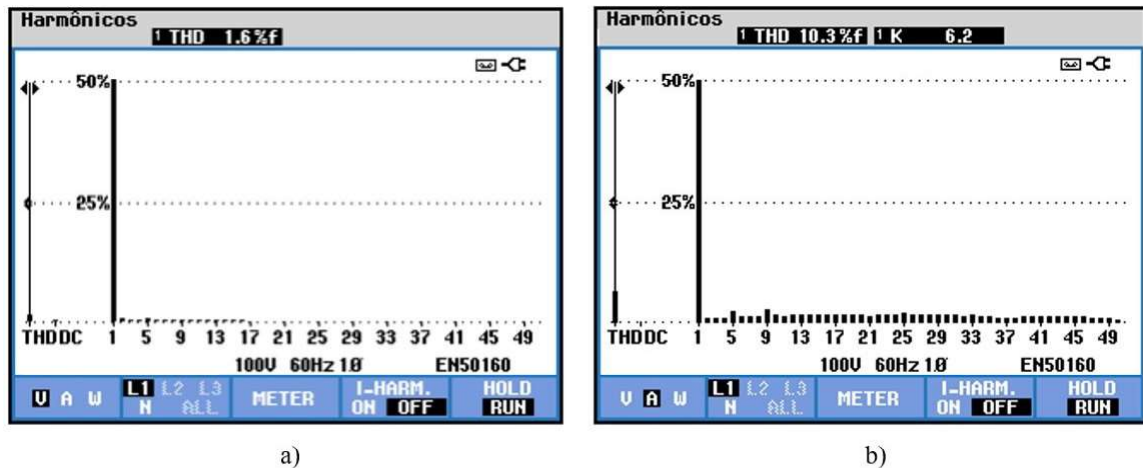
Figura 4.26 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.



Fonte: Do autor (2019).

Como pode ser observado o THD_V reduziu de 2,5% (a vazio) para 1,6% (FIGURA 4.27a)), enquanto o THD_I foi de 10,3%, significativamente maior que para operações com carga R e RL (FIGURA 4.27b)).

Figura 4.27 – teste experimental com o CFR com carga RC: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

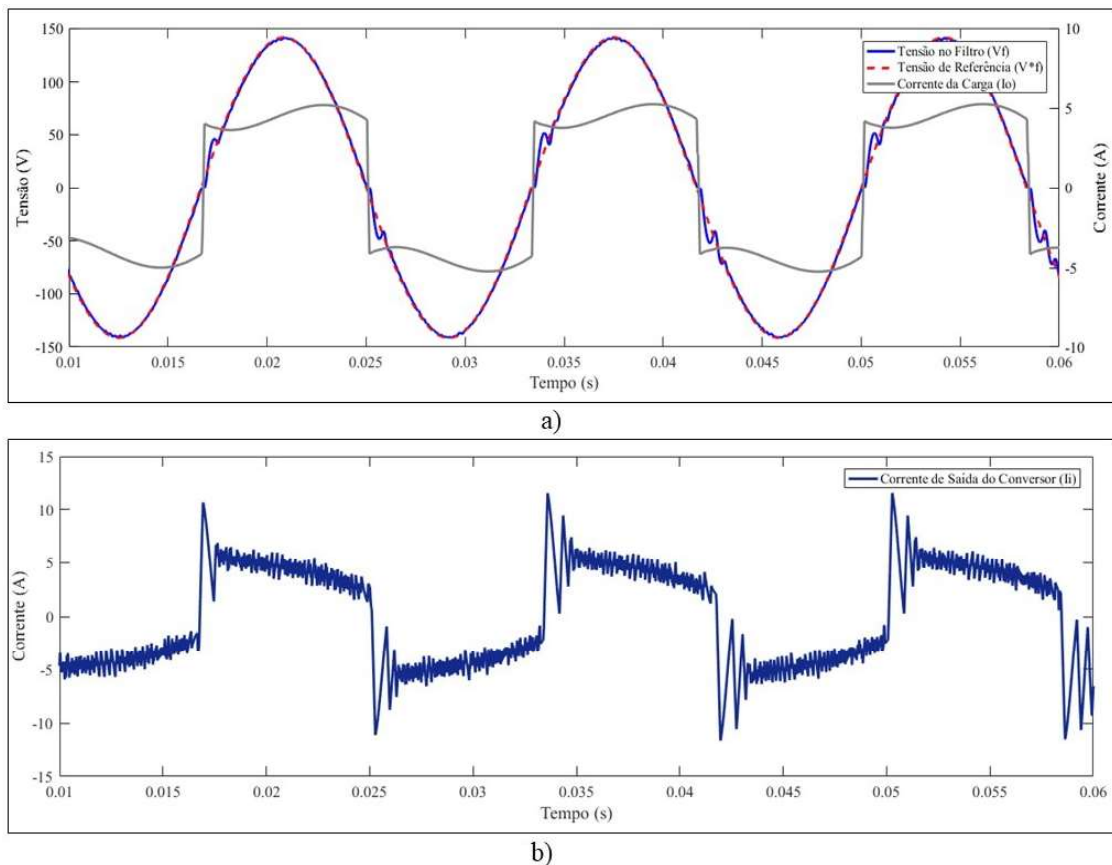
Para todos os testes com cargas lineares o CFR operando com FCS-MPC responde de forma satisfatória, com baixas distorções harmônicas e boa regulação de tensão. O máximo valor de THD_V foi de 2,6% para a carga RL, e se manteve dentro dos limites estabelecidos pelo módulo 8 do PRODIST. Além disso, foi possível observar a capacidade do algoritmo em regular a tensão no valor de referência independente do tipo de carga, com uma variação máxima de 1,6% para a carga RC.

A seguir são apresentados os resultados para a carga não linear.

4.4 CFR com carga não linear

Nesse caso o CFR deve alimentar uma carga não linear, simulada por um retificador conectado a uma carga RL, com resistência de 20Ω e indutância de 100mH . Sabe-se que é difícil manter a tensão puramente senoidal quando uma carga não linear é conectada ao conversor, devido aos harmônicos presentes na corrente. A circulação de componentes harmônicos de corrente podem causar ressonâncias e aumentar o THD da tensão. Porém, o CFR com FCS-MPC consegue nessa simulação um resultado satisfatório, regulando a tensão em 142V de pico, como pode ser observado na Figura 4.28.

Figura 4.28 – Simulação com o CFR com carga não linear: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).

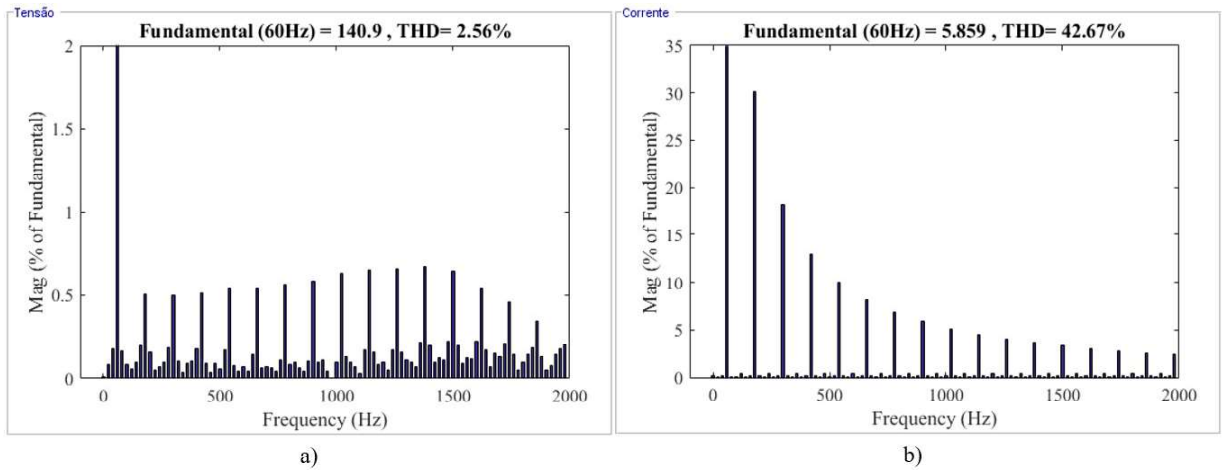


Fonte: Do autor (2019).

Analisando o THD (FIGURA 4.29) foi possível observar um aumento do THD_V em relação a operação à vazio. Dessa forma, com o CFR alimentado uma carga com THD_I de 42,67% o algoritmo de controle manteve a distorção harmônica da tensão na ordem de 2,56%. Esse resultado valida uma das vantagens do controle FCS-MPC em relação ao controlador PI clássico, que é a capacidade de rejeição harmônica sem a necessidade de malhas de controle

adicionais para estas frequências. Portanto, o FCS-MPC é capaz de manter uma tensão senoidal mesmo alimentando uma carga altamente distorcida.

Figura 4.29 – Simulação com o CFR com carga não linear: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

A carga não linear testada no protótipo do CFR apresentou as características de potência fundamental apresentadas na Figura 4.30, com potência aparente de 408VA.

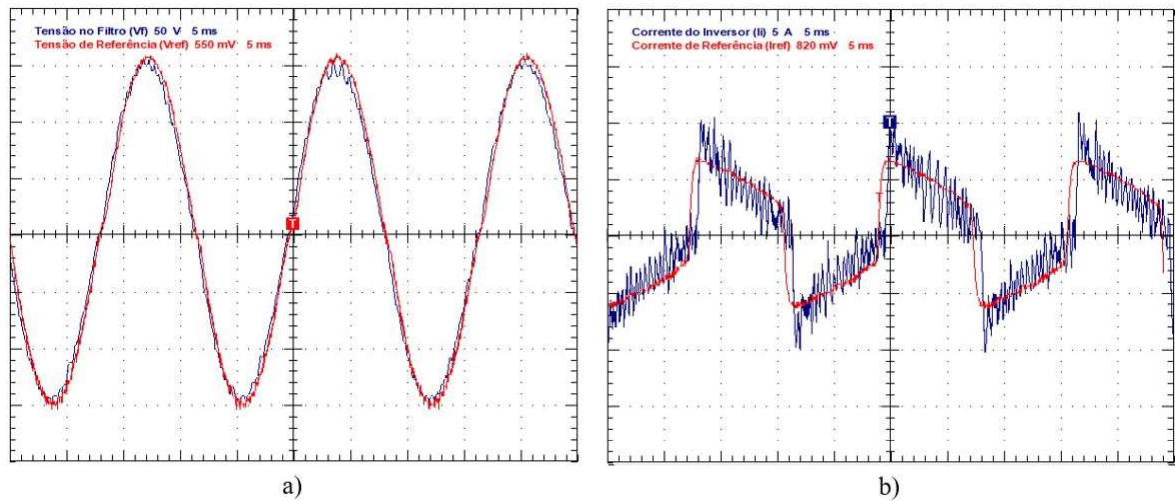
Figura 4.30 – teste experimental com o CFR com carga não linear: Potência ativa, reativa e aparente.



Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.31 mostra que as referências de tensão (v_f^*) e corrente (i_i^*) foram seguidas pelo FCS-MPC. Também foi possível observar o cálculo adequado da corrente de referência (i_i^*) mesmo para carga não lineares.

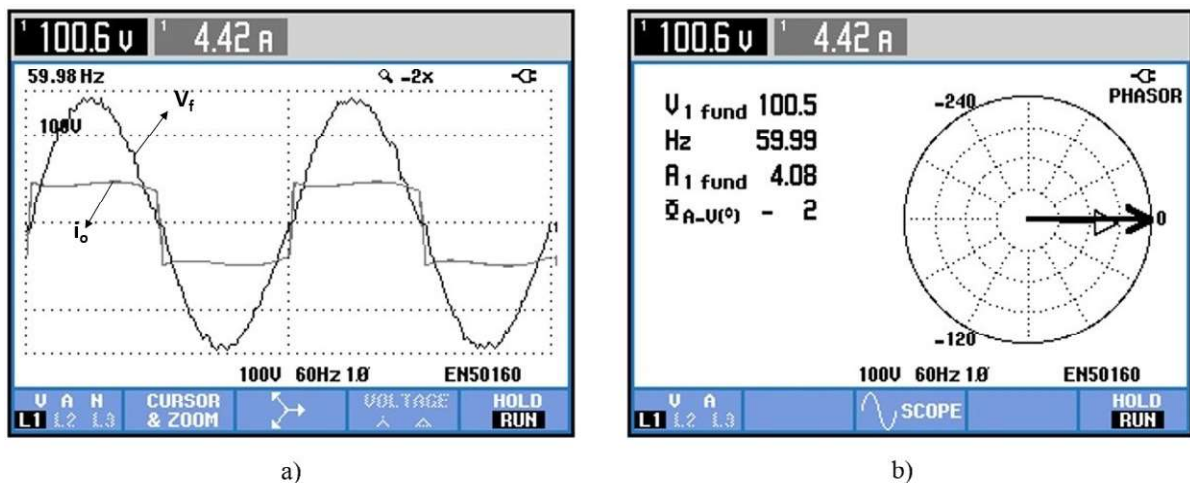
Figura 4.31 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*); b) Corrente do conversor (i_i) e a corrente de referência (i_i^*).



Fonte: Do autor (2019).

Na Figura 4.32 é possível analisar que mesmo a corrente da carga sendo distorcida a componente fundamental da tensão é pouco afetada, se mantendo regulada próxima de 100V e com frequência de 60Hz.

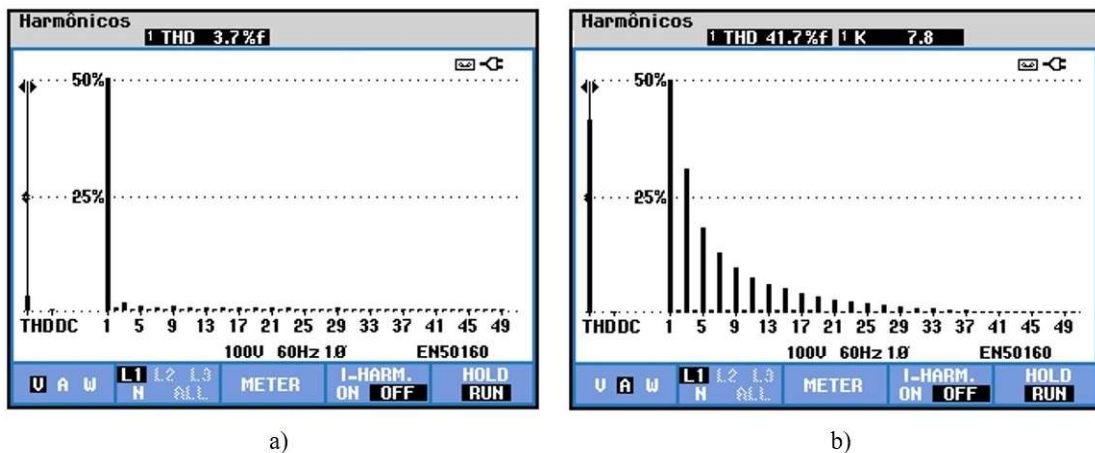
Figura 4.32 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Diagrama fasorial.



Fonte: Do autor (2019).

Devido a presença da carga não linear o THD_V sofreu um aumento de 1,2% em relação a condição à vazio, chegando a 3,7%, como pode ser visto na Figura 4.33a). Dessa forma, para um THD_I de 41,7% a tensão se manteve com THD_V baixo, dentro dos limites considerados aceitáveis neste trabalho.

Figura 4.33 – teste experimental com o CFR com carga não linear: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Em Cortes et al. (2009) os autores testaram o FCS-MPC com carga não linear. Porém, em vez de utilizar sensor para medir a corrente da carga (i_o), eles utilizam um estimador de estados para a corrente da carga (i_o). Os autores obtiveram um THD para a tensão de 3,8%, valor bem próximo do encontrado nesse trabalho, 3,7%.

Enquanto isso, Dragičević (2018) elaborou testes com cargas não lineares, comparando os resultados para a função custo tradicional com a função custo sugerida por ele que utiliza a derivada da tensão. Com os testes, o autor consegue o THD da tensão de 2,31% para a função convencional e 1,22% para a função proposta por ele.

Até esse ponto é possível notar que o FCS-MPC operou de forma satisfatória tanto para cargas lineares quanto para as não lineares, em regime permanente. Nas próximas sessões são apresentados os resultados para o funcionamento do FCS-MPC quando suas referências são alteradas e quando a carga conectada ao CFR é variada.

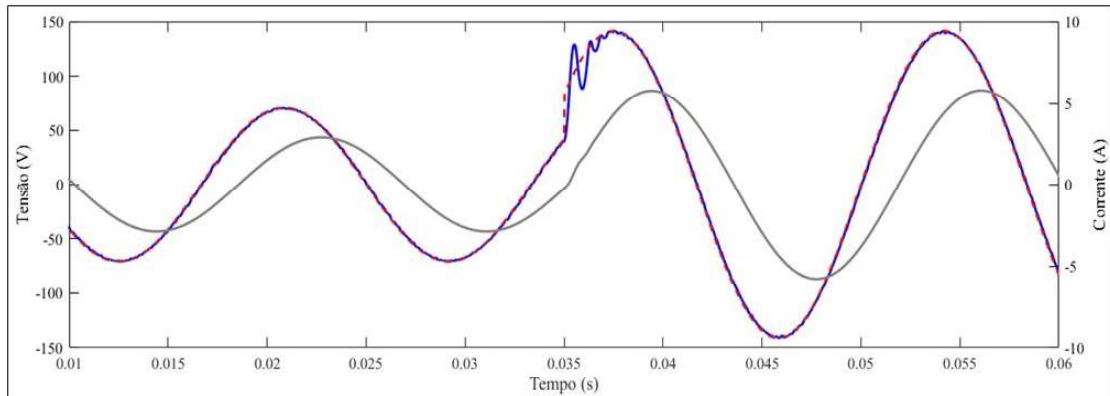
4.5 Degrau na referência de tensão e de frequência

O objetivo destes testes foi validar a resposta dinâmica do algoritmo frente a variações nas referências de controle.

4.5.1 Degrau na referência de tensão

Na simulação foi aplicado um de grau na referência de tensão, de $50V_{RMS}$ para $100V_{RMS}$. A Figura 4.34 apresenta os sinais de tensão de referência (v_f^*), a tensão filtrada (v_f) e a corrente da carga (i_o), antes e após a aplicação do de grau de tensão.

Figura 4.34 – Simulação do degrau na referência de tensão: Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o).

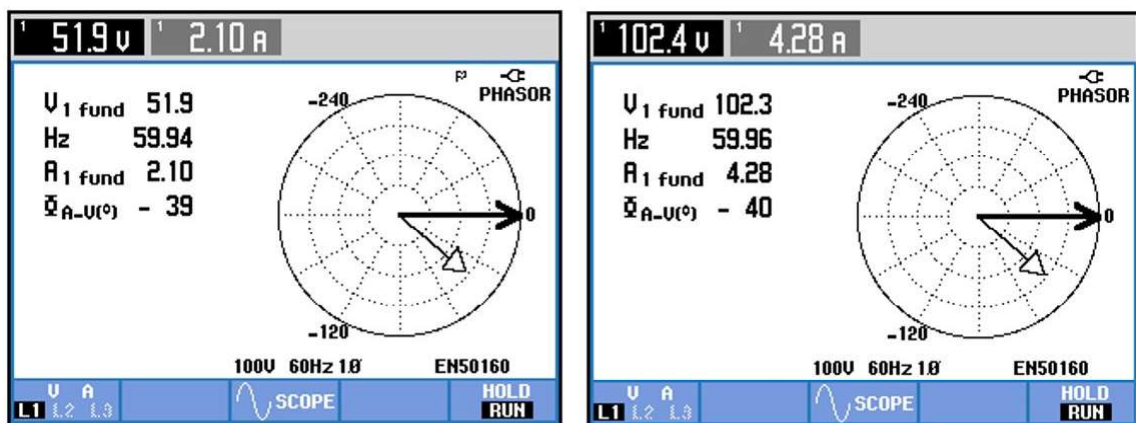


Fonte: Do autor (2019).

Nesse caso, o degrau de referência foi aplicado com o CFR alimentando uma carga RL de 400VA para condições nominais de tensão. O degrau ocorreu em um instante aleatório e o tempo de acomodação medido foi de aproximadamente 2,86ms. Nota-se que mesmo alterando a referência o FCS-MPC foi capaz de acompanhar a mudança e seguir a nova referência com resposta dinâmica rápida e com pouca oscilação (*overshoot*).

Para o teste em protótipo, a referência dada ao FCS-MPC foi iniciada em $50V_{RMS}$ (FIGURA 4.35a) e em certo instante essa referência é alterada para $100V_{RMS}$ (FIGURA 4.35b)). Os valores foram configurados em $50V_{RMS}$ e $100V_{RMS}$ no osciloscópio, porém há uma pequena variação para o analisador de qualidade, o que justifica o aumento de $2V_{RMS}$ nos valores apresentados na Figura 4.35.

Figura 4.35 – Diagrama fasorial para o teste experimental de degrau na referência de tensão: a) $v_{ref} = 52V_{RMS}$; b) $v_{ref} = 102V_{RMS}$.



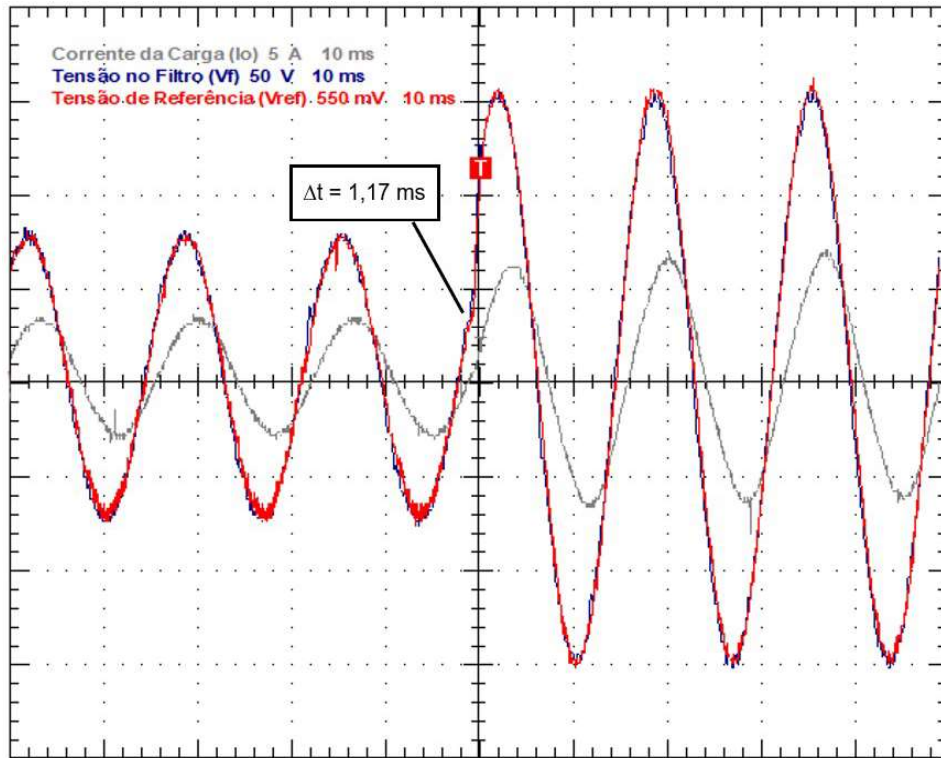
a)

b)

Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.36 apresenta v_f , v_f^* e i_o no instante do degrau. Como pode ser observado, o tempo de acomodação do FCS-MPC foi de 1,17ms. Com isso, é possível notar que essa técnica de controle respondeu de forma satisfatória ao degrau, continuando seguindo a referência de tensão e frequência.

Figura 4.36 – Tensão no filtro (v_f), tensão de referência (v_f^*) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de degrau na referência de tensão.



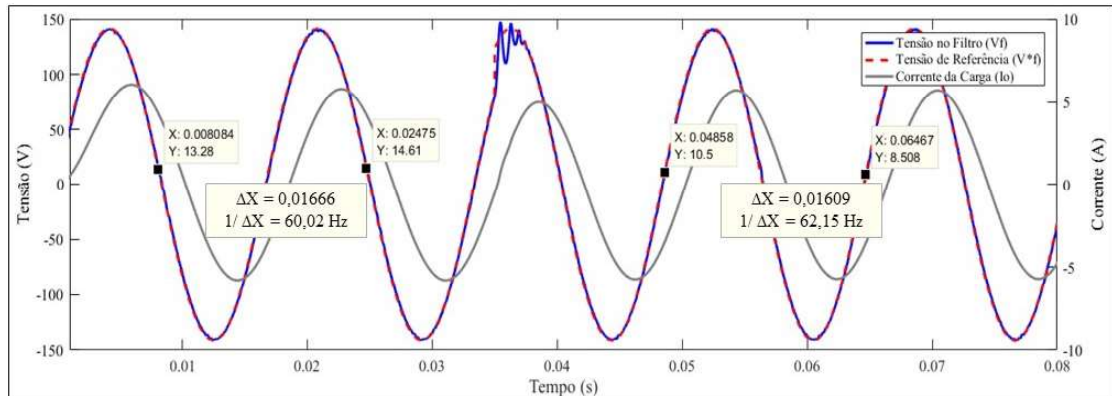
Fonte: Do autor (2019).

4.5.2 Degrau na frequência de referência

Mantida a carga RL e a tensão de referência (v_f^*) em $100V_{RMS}$ foi simulado um degrau na frequência de referência (f^*), alterando de 60Hz para 62Hz. Essa condição é bastante importante no cenário de microrredes isoladas, uma vez que, para determinados tipos de controle, tais como droop a frequência pode sofrer variações significativas (LU, 2013).

A Figura 4.37 apresenta as formas de onda de v_f , v_f^* e i_o , onde é possível notar a alteração da frequência de referência e a oscilação ocasionada no instante da mudança. Como no caso anterior, o sistema respondeu de forma satisfatória, seguindo a referência e com um tempo de acomodação pequeno, de 2,04ms.

Figura 4.37 – Simulação do degrau na referência de frequência: Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o)



Fonte: Do autor (2019).

Para os testes experimentais também foi utilizada a carga RL, com potência de 225VA para condições de frequência nominal, como apresentado na Figura 4.38.

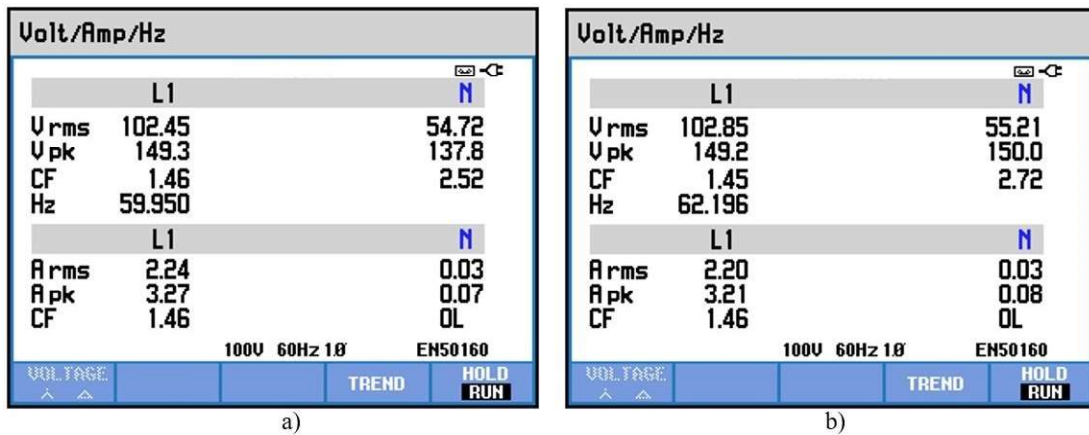
Figura 4.38 – Potência ativa, reativa e aparente para o teste experimental de degrau na referência de frequência.

Potência e Energia		
FUND		
	L1	Total
kW	0.170	0.170
kVA	0.225	0.225
kVAR	0.148	0.148
PF	0.75	0.75
Cosφ	0.75	
A rms	2.20	
L1		
V rms	102.69	
100V 60Hz 1Ø EN50160		
VOLTAGE	ENERGY	TREND
^		HOLD RUN

Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.39 apresenta os valores de tensão, corrente e frequência antes e depois o degrau. Observa-se que a frequência inicia em torno de 60Hz e após o degrau ela passa para aproximadamente 62Hz.

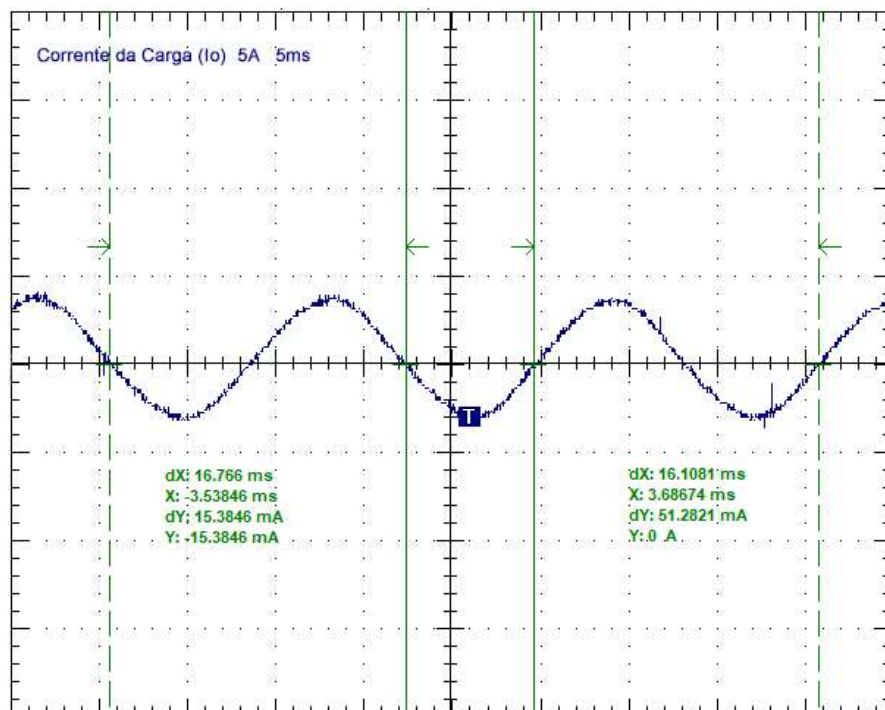
Figura 4.39 – Dados do teste experimental de degrau na referência de frequência: a) $f^* = 60\text{Hz}$; b) $f^* = 62\text{Hz}$.



Fonte: Do autor (2019).

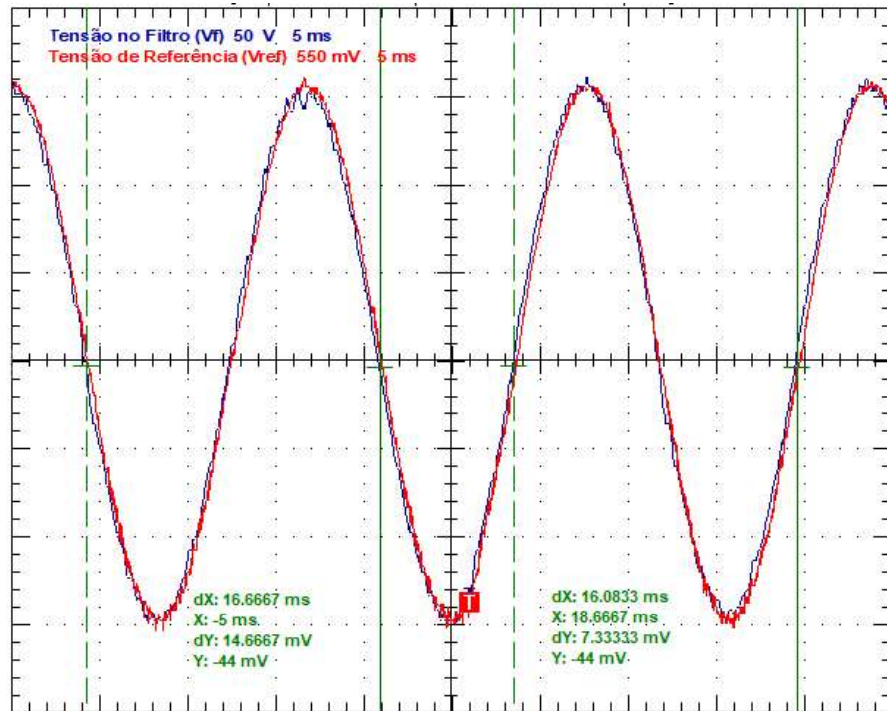
A partir das Figuras 4.40 e 4.41 é possível observar a variação da frequência na corrente da carga (i_o) e nas tensões de referência (v_f^*) e do filtro (v_f), respectivamente. Essa variação pode ser observada em dX , qual é 16,77ms para 60Hz e de 16,11ms para 62Hz.

Figura 4.40 – Corrente da carga (i_o) para o teste experimental de degrau na referência de frequência.



Fonte: Do autor (2019).

Figura 4.41 – Tensão do filtro (v_f) e tensão de referência (v_f^*) para o teste experimental de degrau na referência de frequência.

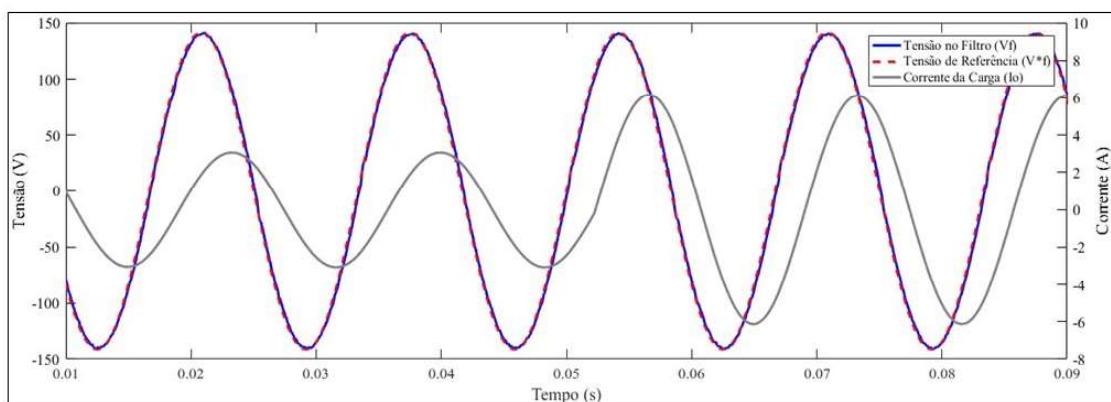


Fonte: Do autor (2019).

4.6 Variação de carga

Essa simulação utilizou uma carga RL inicial de aproximadamente 200VA e em certo instante essa foi variada para 400VA.

Figura 4.42 – Simulação de variação de carga: a) Tensão de referência (v_f^*), tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o); b) Corrente de saída do conversor (i_i).



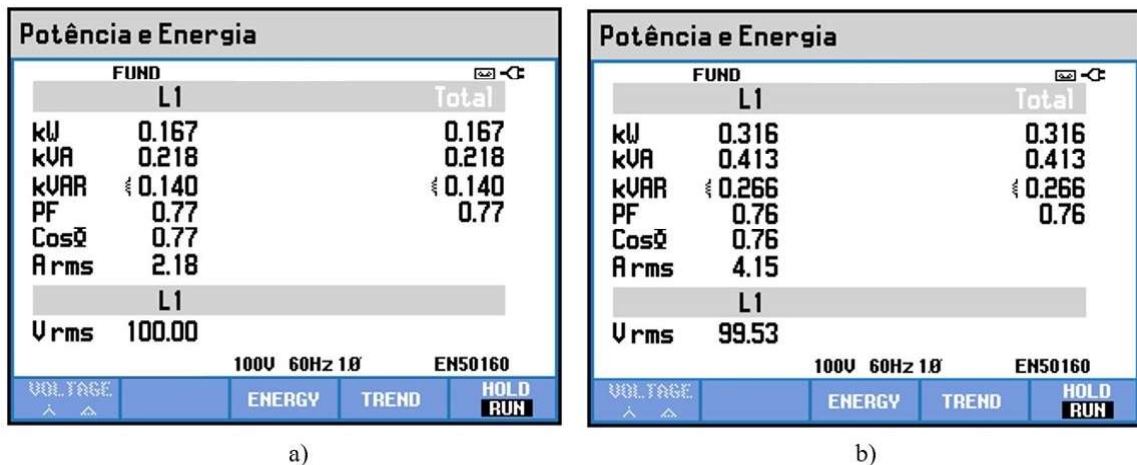
Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.42a) apresenta os sinais de tensão de referência (v_f^*), tensão no filtro (v_f), corrente na carga (i_o) e a corrente de saída do conversor (i_i). A corrente de saída do conversor

(i_i) é apresentada na Figura 4.42b). Nota-se que mesmo com a variação de carga a tensão v_f não foi afetada, mostrando que o controle conseguiu atuar como um regulador de tensão.

Para os testes experimentais, o sistema foi iniciado com uma carga de 218VA e após certo tempo foi inserida outra carga RL de 195VA, somando assim 413VA de potência aparente (FIGURA 4.43).

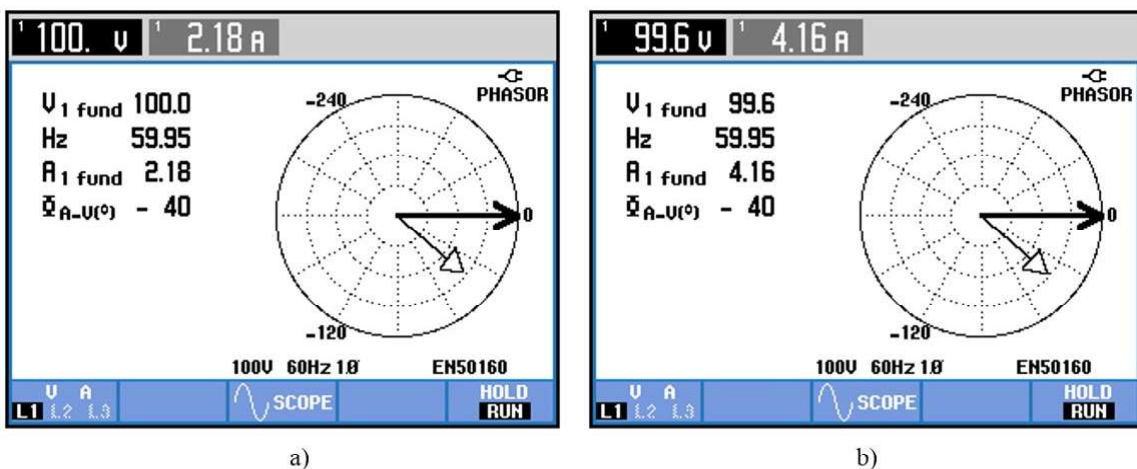
Figura 4.43 – Potência ativa, reativa e aparente para o teste experimental de variação de carga: a) $S = 218\text{VA}$; b) $S = 413\text{VA}$.



Fonte: Do autor (2019).

Como pode ser observado na Figura 4.44, a frequência é mantida após a variação de carga, porém houve uma pequena queda na tensão do filtro, de 100V para 99,6V.

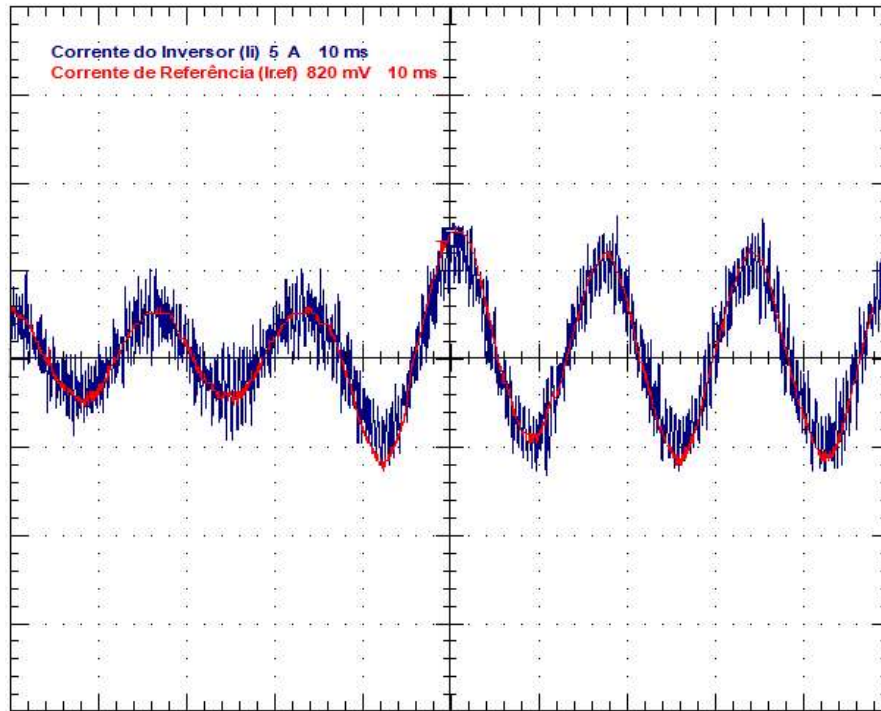
Figura 4.44 – Diagramas fasoriais para o teste experimental de variação de carga: a) $S = 218\text{VA}$; b) $S = 413\text{VA}$.



Fonte: Do autor (2019).

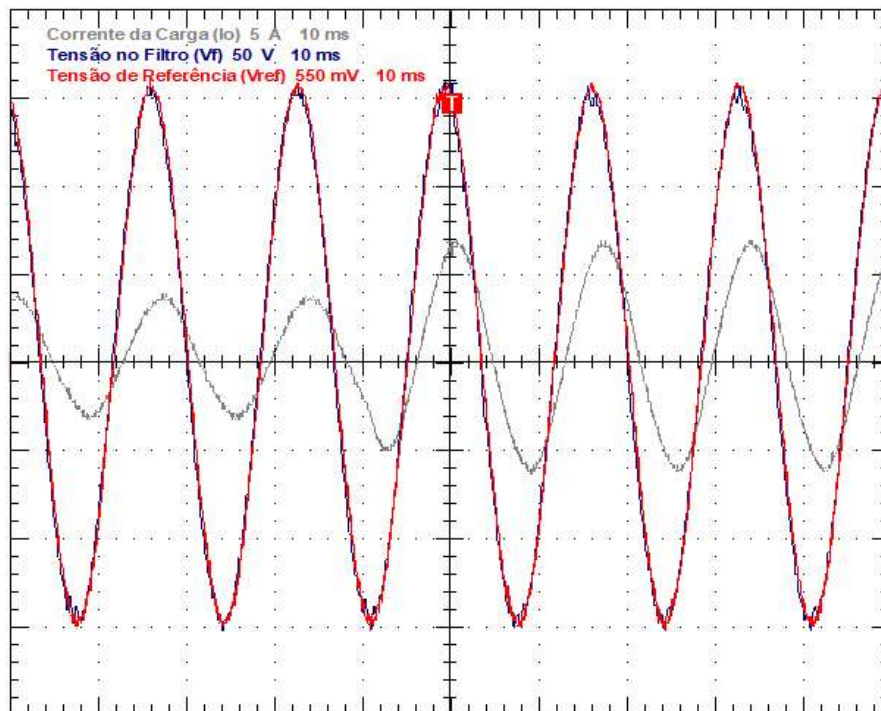
A Figura 4.45 apresenta a mudança na amplitude das correntes, i_i^* e i_i , assim que o degrau é aplicado.

Figura 4.45 – Corrente de saída do conversor (i_i) e sua referência (i_i^*) para o teste experimental de variação de carga.



Fonte: Do autor (2019).

Figura 4.46 – Tensão do filtro (v_f), tensão de referência (v_f^*) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de carga.



Fonte: Do autor (2019).

Como pode ser observado na Figura 4.46 a corrente da carga (i_o) sofre uma alteração na amplitude, mas as formas de onda das tensões não sofrem alterações. Ainda é possível notar que as referências são seguidas pelo FCS-MPC de forma satisfatória.

Cortes et al. (2009) utilizou o FCS-MPC como técnica de controle e realizou testes para a variação de carga. Os autores iniciaram com o conversor sem carga e no instante de 0,05s aplicaram uma carga resistiva. Seus resultados mostraram que a variação na carga não alterou o resultado da tensão, assim como nesse trabalho.

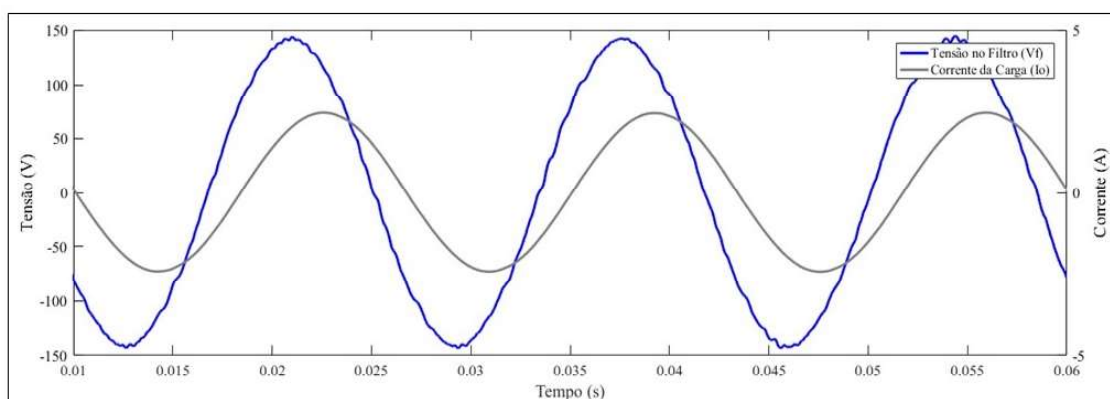
4.7 Variação dos parâmetros R , L e C_f

Existem situações em que podem ocorrer variações nos parâmetros do modelo ocasionadas por: altas temperaturas, curto entre as espiras do indutor por falha no isolamento, deterioração natural dos componentes do filtro, entre outras. Para avaliar os efeitos das variações de parâmetros no FCS-MPC foram elaboradas simulações e testes experimentais.

Os valores nominais de R , L e C_f foram $1,3\Omega$, $2,5mH$ e $40\mu F$, respectivamente. A variação desses parâmetros foi de 10 em 10%, de -50% até 50%, enquanto se analisava o THD da tensão do filtro (THD_V) e da corrente da carga (THD_I). Também foram analisadas as formas de onda da tensão do filtro (v_f) e a corrente da carga (i_o). Com o objetivo de tornar visível qualquer alteração ocorrida na corrente da carga o CFR foi conectado a uma carga RL de aproximadamente 230VA.

Os resultados apresentados abaixo foram obtidos a partir da simulação e são referentes ao FCS-MPC e o CFR operando com os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 4.1. A Figura 4.47 apresenta a tensão no filtro (v_f) e a corrente da carga (i_o).

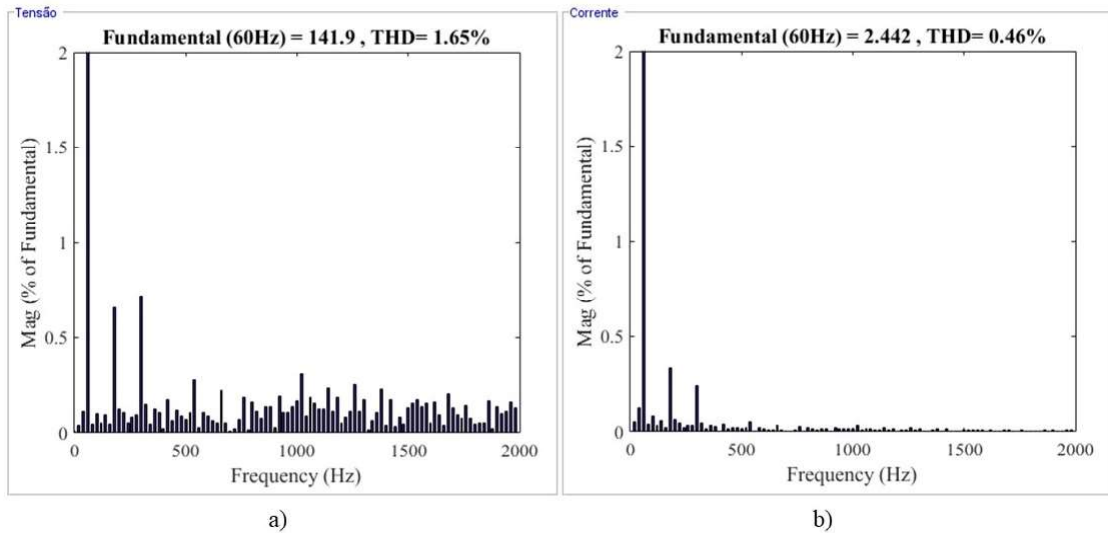
Figura 4.47 – Condições nominais da tensão no filtro (v_f) e corrente na carga (i_o) sem simular a variação nos parâmetros R , L e C_f .



Fonte: Do autor (2019).

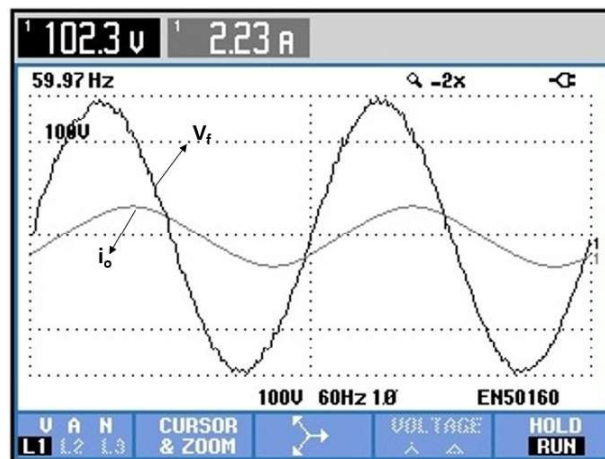
O THD da tensão no filtro e da corrente da carga são apresentados na Figura 4.48. Como pode ser observado, para as condições nominais o THD_V é de 0,47% enquanto que o THD_I é de 0,05%. A Figura 4.49 apresenta a v_f e i_o para as condições nominais, durante os testes experimentais.

Figura 4.48 – Condição nominal para a simulação de variação de parâmetros: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

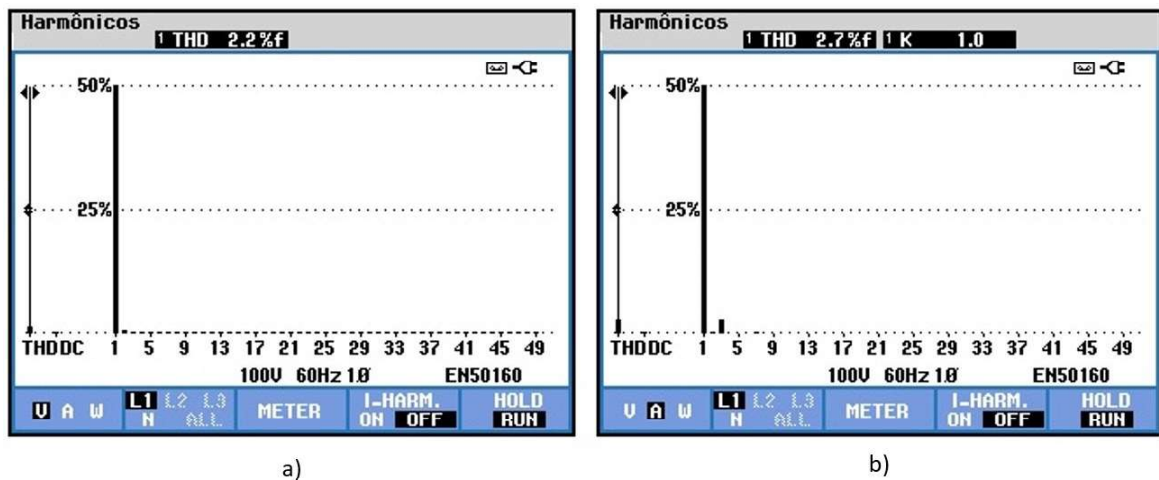
Figura 4.49 – Teste experimental da variação de parâmetros: Tensão do filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a condição nominal.



Fonte: Do autor (2019).

Como é possível observar na Figura 4.50, os valores de THD_V e THD_I na prática são maiores que os da simulação. Possivelmente, isso ocorre devido a presença de ruídos, interferências eletromagnéticas existentes no ambiente devido as altas frequências de chaveamento e/ou falhas nas medições dos sensores.

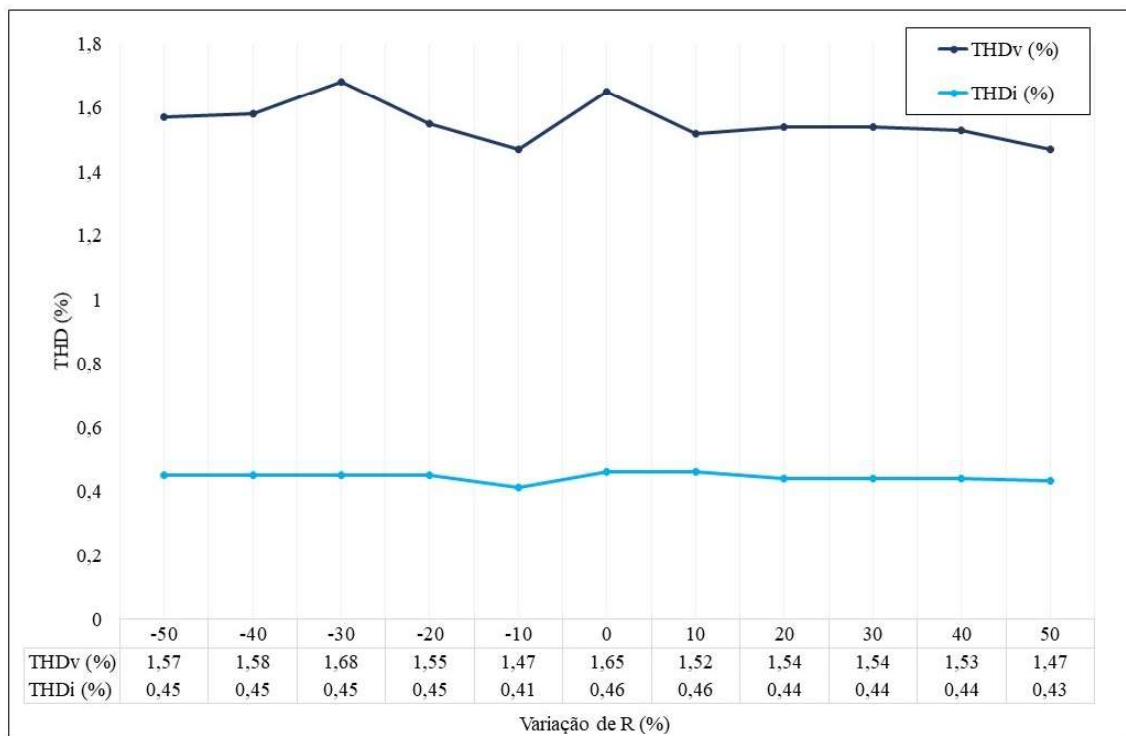
Figura 4.50 – Condição nominal para o teste em protótipo de variação de parâmetros: a) THD_V ; b) THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

As variações foram iniciadas alterando o valor de R . O gráfico da Figura 4.51 apresenta a variação do THD_V e THD_I de acordo com as mudanças nos valores de R na simulação. É possível notar que tanto o THD_V quanto o THD_I sofrem pequenas variações quando o valor de R é alterado.

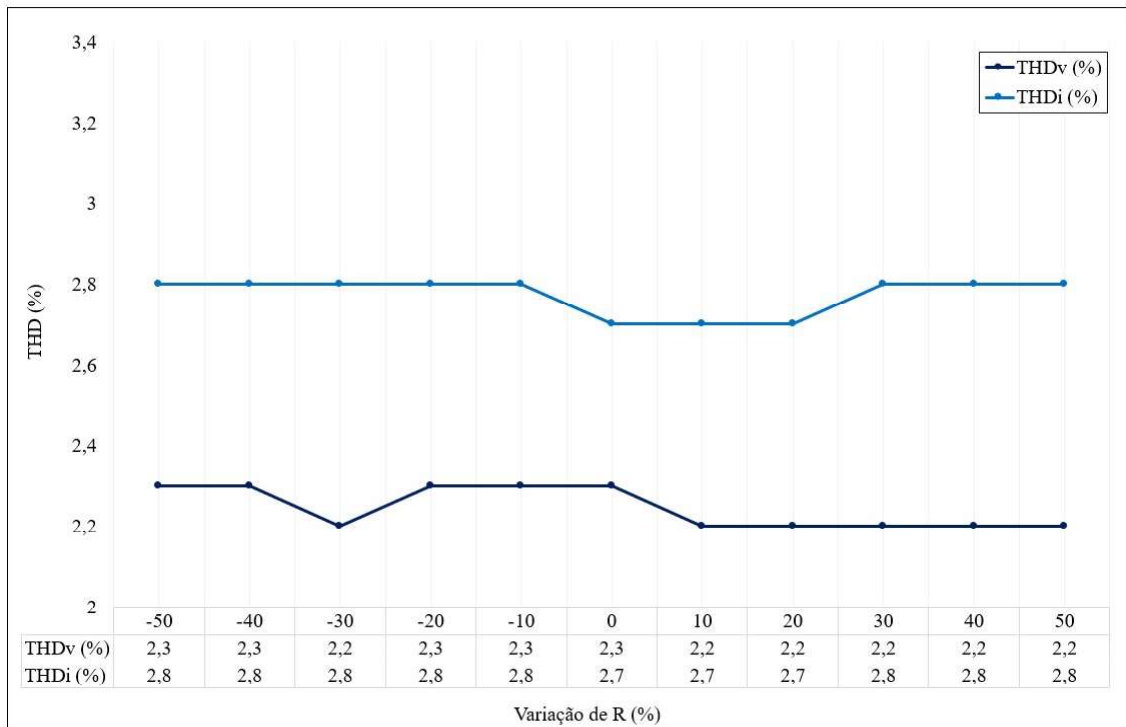
Figura 4.51 – Simulação da variação do parâmetro R : Gráfico de THD_V e THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Já a Figura 4.52 apresenta o resultado para a variação de R na prática. Observa-se que o THD_V sofreu uma queda de 2,3% para 2,2% quando o valor da resistência sofreu alterações maiores que 10% do seu valor original. O mesmo ocorreu quando foi utilizado 70% do valor da resistência. Já o THD_I se manteve apenas em 2,7% quando R é variado de 0 a 20%.

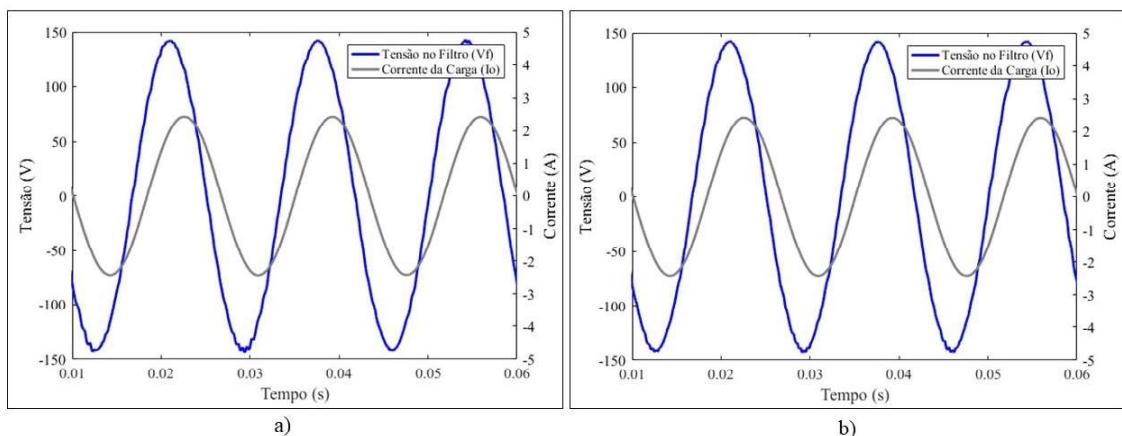
Figura 4.52 – Teste experimental da variação do parâmetro R : Gráfico de THD_V e THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Observa-se na Figura 4.53 referente ao teste de simulação, v_f e i_o tem variações imperceptíveis em suas formas de onda, tanto para a variação de -50% quanto para 50%.

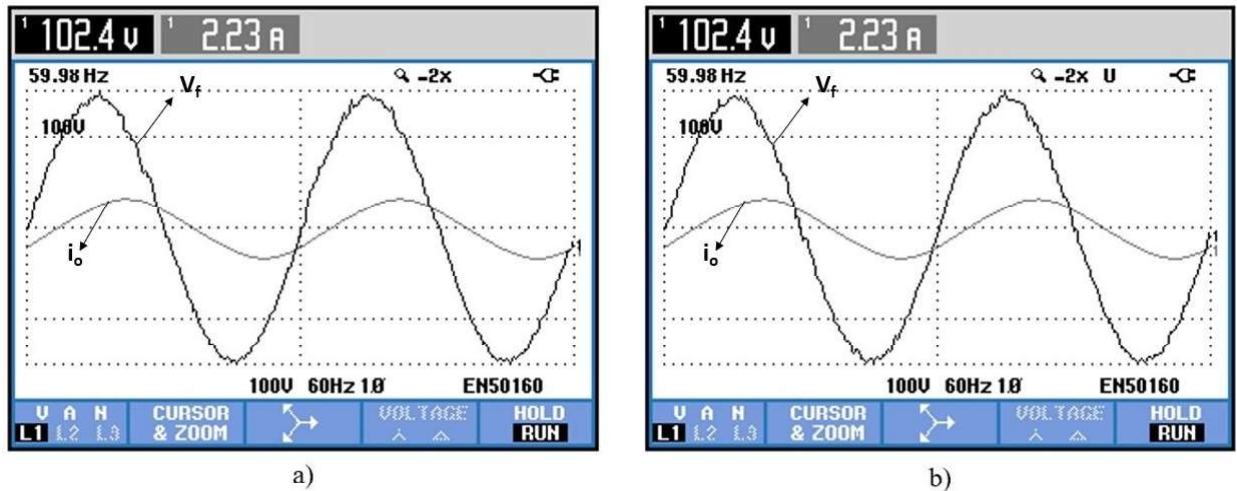
Figura 4.53 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de R : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

Nos resultados práticos (FIGURA 4.54) nota-se maiores variações na forma de onda da tensão.

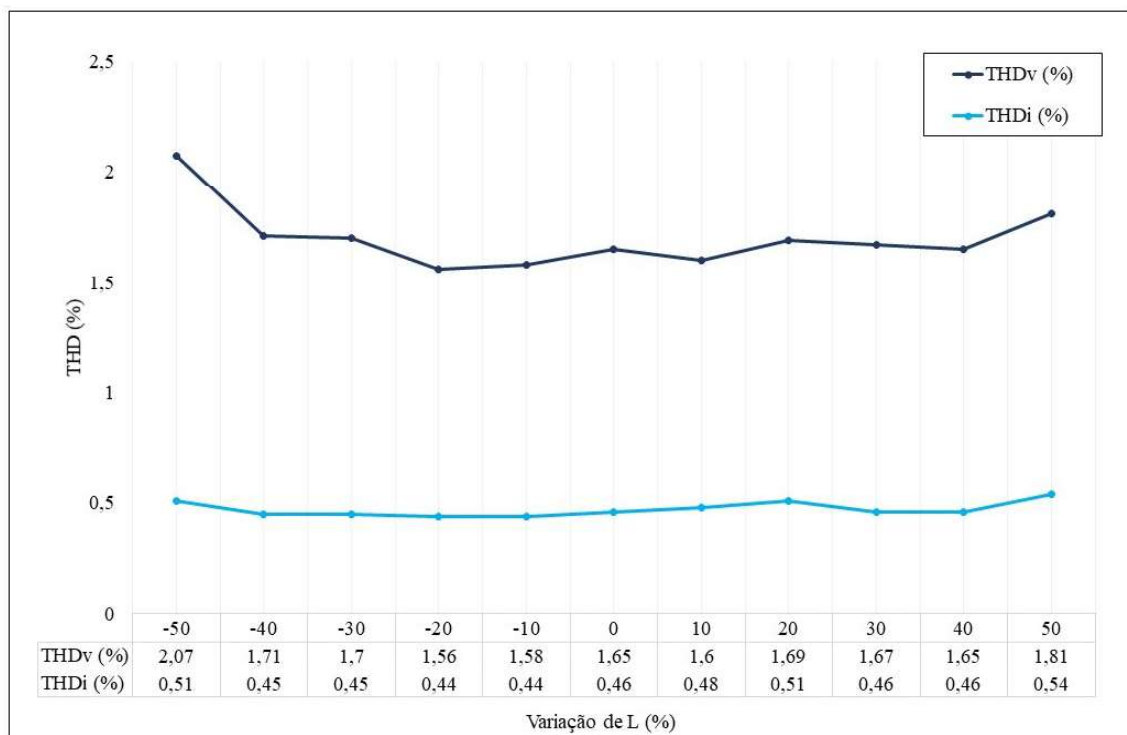
Figura 4.54 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de R : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

Continuando a análise de variação de parâmetros, tem-se as mudanças em L , as quais aconteceram nas mesmas porcentagens que em R . Durante a simulação, o THD_V e o THD_I não sofreu com a variação de L (FIGURA 4.55).

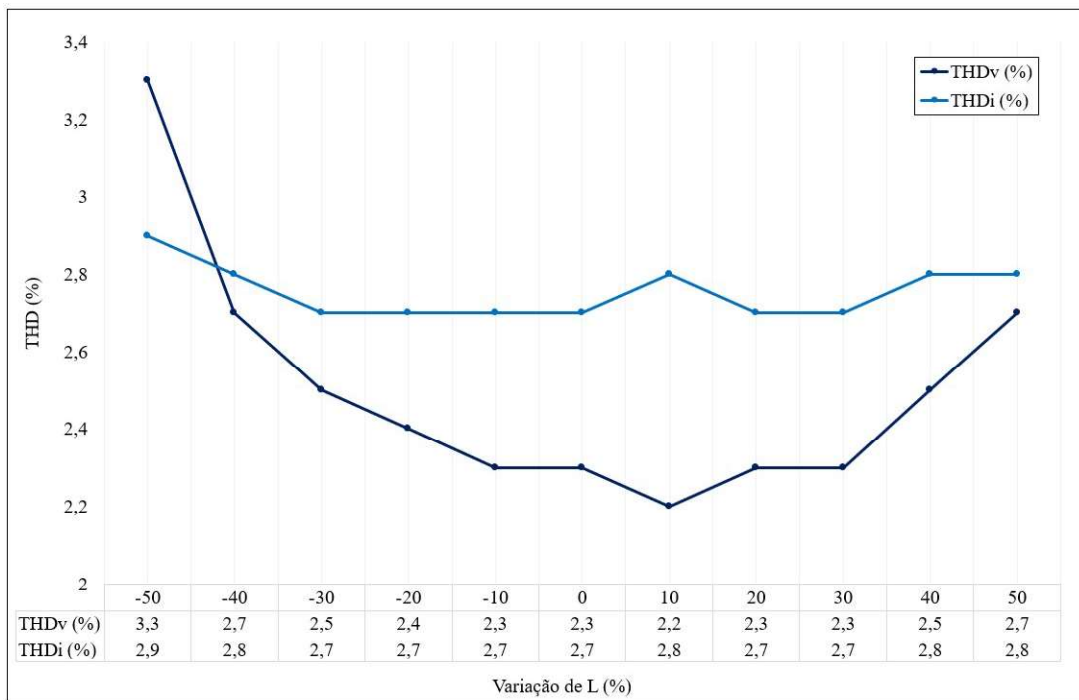
Figura 4.55 – Simulação da variação do parâmetro L : Gráfico de THD_V e THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Os resultados práticos para o THD_V tiveram aumentos significativos quando o valor de L foi reduzido (FIGURA 4.56). Na prática, esse aumento ocorreu ao aumentar L em valores acima de 20% do valor nominal. O THD_I sofreu alterações, porém não tão bruscas quanto o THD_V , seu valor variou entre 2,7% e 2,9%.

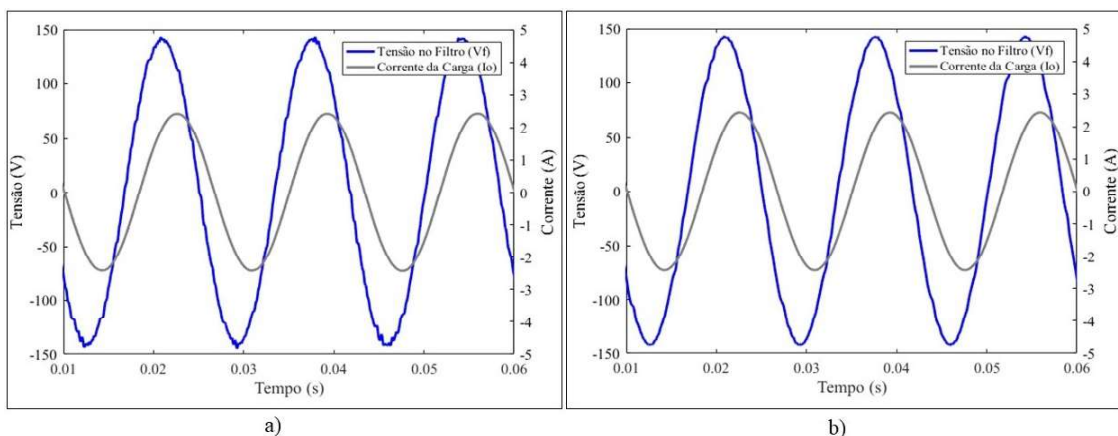
Figura 4.56 – Teste experimental da variação do parâmetro L : Gráfico de THD_V e THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

O motivo das oscilações do THD na simulação podem ser observados na forma de onda de v_f quando L é reduzido 50% do seu valor nominal. Quando o valor de L tem um aumento de 50% o sistema não demonstra tantas alterações nas formas de onda (FIGURA 4.57).

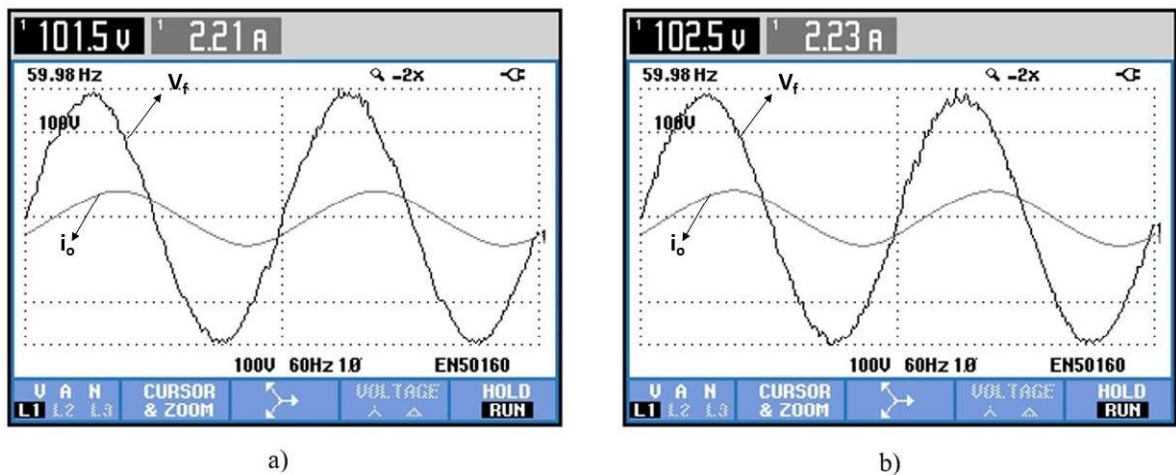
Figura 4.57 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de L : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

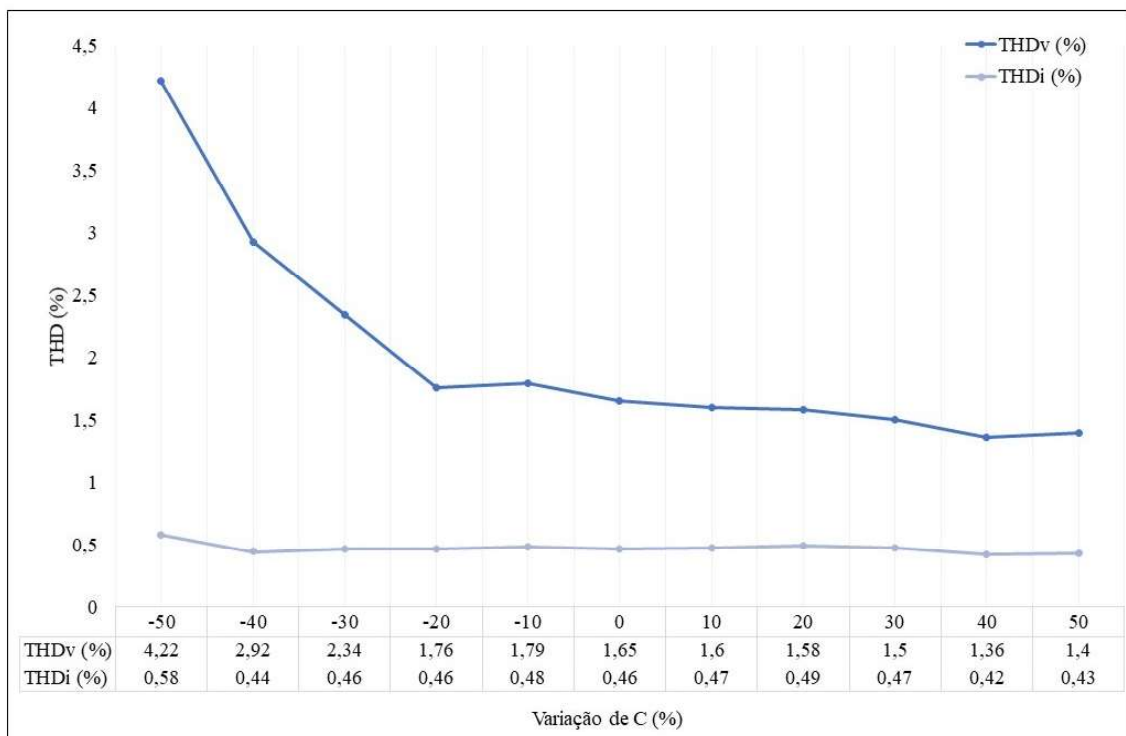
Na prática, também foi possível observar alterações na forma de onda da tensão. É possível notar que ao aumentar em 50% o valor de L a onda da tensão teve mais distorções, comparada a variação de R (FIGURA 4.58).

Figura 4.58 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de L : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

Figura 4.59 – Simulação da variação do parâmetro C_f : Gráfico de THD_V e THD_I .

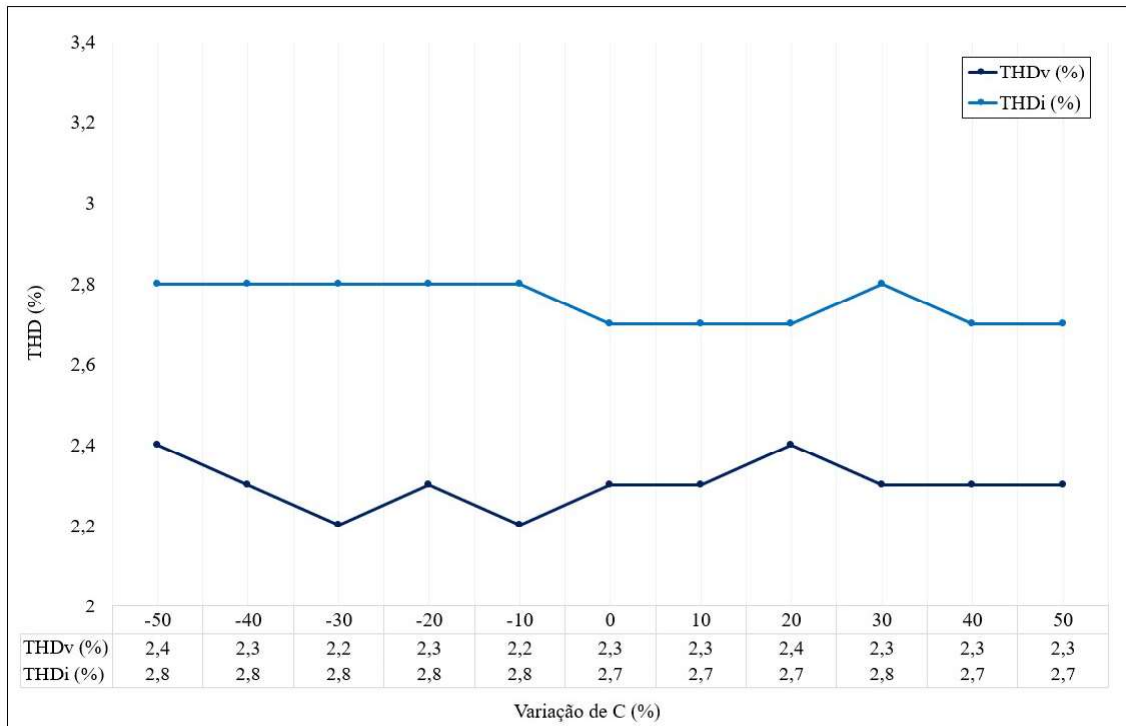


Fonte: Do autor (2019).

Por fim, simulando as variações na capacitância (C_f) nota-se que o THD_V e o THD_I tiveram variações significativas quando C_f sofreu reduções acima de 20% do seu valor nominal

(FIGURA 4.59). Já nos testes experimentais, as variações na capacitância apresentaram oscilações no THD_V , entre 2,2% e 2,4%, enquanto que o THD_I variou apenas em 2,7% e 2,8% (FIGURA 4.60).

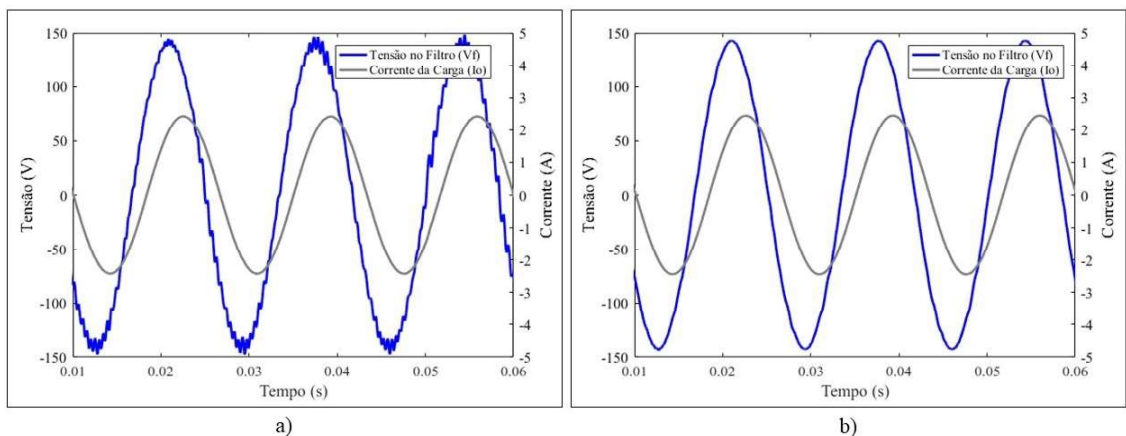
Figura 4.60 – Teste experimental da variação do parâmetro C_f : Gráfico de THD_V e THD_I .



Fonte: Do autor (2019).

Analisando as formas de onda (FIGURA 4.61) é possível observar que a redução de C_f causa mudanças na forma de onda da tensão e também interfere na corrente. Porém, ao aumentar o valor de C_f não acontece alterações que podem influenciar no FCS-MPC.

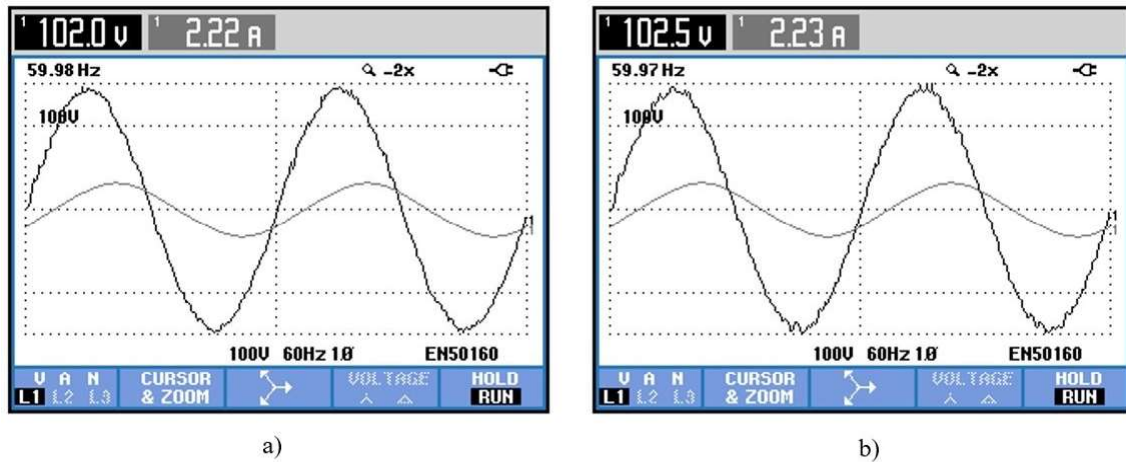
Figura 4.61 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para a simulação de variação de C_f : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

A Figura 4.62 apresenta as formas de onda de v_f e i_o nos testes experimentais. Assim como ocorreu na variação de L , a tensão sofreu mais perturbações quando C_f foi aumentado.

Figura 4.62 – Tensão no filtro (v_f) e corrente da carga (i_o) para o teste experimental de variação de C_f : a) -50%; b) +50%.



Fonte: Do autor (2019).

Com as simulações observou-se que a redução máxima do parâmetro C_f é de 30% enquanto que o sistema sofreu poucas variações ao aumentar os parâmetros até 50%. Já a variação, tanto para valores inferiores quanto superiores ao nominal, de R e L não alteraram significativamente o sistema. Já nos testes realizados no protótipo, os resultados demonstraram que as variações não influenciaram significativamente no FCS-MPC. Além disso, tanto nas simulações quanto nos testes experimentais, não foi observado nenhuma mudança na amplitude e frequência da tensão, ou seja, a referência continuou sendo obedecida mesmo com os parâmetros do FCS-MPC sendo diferentes dos do CFR.

5 CONCLUSÕES

Esse trabalho demonstrou o funcionamento de um conversor formador de rede (CFR) operando com o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC), a partir de simulações e testes experimentais.

Os testes simulados abriram caminho para construção do protótipo e posterior validação prática. Houve algumas dificuldades na construção do protótipo, como falta de recursos, queima de componentes, perda de comunicação entre o computador e o DSP e ruídos provenientes do chaveamento. Porém, essas dificuldades foram contornadas e o sistema proposto pôde ser validado tanto com simulações quanto com os testes experimentais.

Diante dos testes foi possível observar o funcionamento adequado do FCS-MPC operando no CFR conectado a cargas lineares e não lineares. Além disso, o algoritmo operou de forma satisfatória na presença de variações nas referências e na carga. O algoritmo teve um ótimo desempenho quando os parâmetros do conversor eram incompatíveis com os do FCS-MPC.

Esse trabalho propôs a utilização de uma função custo que considerou além da tensão do filtro (v_f), como no FCS-MPC convencional, a corrente do inversor (i_i). Dessa forma, o controle multivariável proposto por Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) para conversores com filtro LCL, foi então validado para o CFR com filtro LC. Em Dragičević (2018) o autor já havia identificado a dificuldade em evitar oscilações na tensão com uma função custo que leva em consideração apenas a tensão (v_f). Diferentemente da solução proposta neste trabalho, os autores propuseram a inserção da derivada da tensão na função custo. Cortes et al. (2009), por sua vez, alcançaram resultados satisfatórios acrescentando um estimador de estados para a corrente (i_o). Ambos apresentam resultados semelhantes ao deste trabalho, entretanto com maior custo computacional devido a necessidade cálculo da derivada da tensão de referência e implementação do observador de estados.

Além da inserção da corrente (i_i) na função custo, este trabalho também utilizou uma resistência virtual (R_V) implementada para amortecimento da ressonância. Essa resistência contribui para a diminuição do THD da tensão e para evitar estados de chaveamento que poderiam causar ressonâncias. Foi possível observar que mesmo com a utilização de um filtro sintonizado para extração das componentes harmônicas, não houve prejuízo para a resposta dinâmica do FCS-MPC.

Avaliando o FCS-MPC, observou-se que existem poucas dificuldades na implementação em si, pois essa técnica de controle é bem intuitiva e de execução simples. O que tornou FCS-MPC mais trabalhoso foi a frequência de chaveamento variável e o baixo período de amostragem de $50\mu s$, dificultando o projeto do filtro. Porém, a partir de trabalhos anteriores foi possível determinar um filtro adequado.

Essa técnica de controle permitiu a inclusão de restrições para evitar que pudessem ocorrer problema nos semicondutores caso um estado fosse escolhido diversas vezes consecutivas, além de limitar a frequência de chaveamento mínima.

Por fim, a partir dos resultados, observou-se que o FCS-MPC foi capaz de rejeitar os distúrbios ocorridos quando a sua referência foi alterada. Nos testes de degrau na referência de tensão e de frequência pôde-se notar que o FCS-MPC respondeu rapidamente aos distúrbios e não deixou que eles influenciassem significativamente na resposta do sistema. Da mesma forma, ao variar a carga conectada ao CFR o algoritmo permaneceu seguindo a referência dada a ele e a alteração ocorrida na corrente da carga não foi sentida pela tensão do filtro.

5.1 Trabalhos futuros

Os seguintes itens podem ser trabalhados futuramente:

- Construir um novo circuito do protótipo unificado, com isoladores de ruídos e com proteções contra sobrecorrentes e sobretensões;
- Realizar testes com o barramento CC do conversor sendo alimentado por banco de baterias ou por um sistema de geração distribuída;
- Avaliar a operação do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito ao conectar dois conversores formadores de rede em paralelo, analisando o despacho de potência.

REFERÊNCIAS

- AGUERO, J. R. et al. Modernizing the grid: Challenges and opportunities for a sustainable future. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 15, n. 3, p. 74–83, May 2017. ISSN 1540-7977.
- ANEEL, A. N. de E. E. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. 2018. Acesso em: 05 jun. 2019. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>.
- ARAUJO, L. S. de. **Controle de Conversores em Microrredes Autônomas com Sistemas de Armazenamento Distribuídos**. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, 2017.
- BARNES, M. et al. Real-world microgrids-an overview. In: **2007 IEEE International Conference on System of Systems Engineering**. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, n. 7, p. 1–8.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- CLARKE, E. Steady-state stability in transmission systems calculation by means of equivalent circuits or circle diagrams. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, XLV, p. 22–41, Jan 1926. ISSN 0096-3860.
- CORTES, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, Dec 2008. ISSN 0278-0046.
- CORTES, P. et al. Model predictive control of an inverter with output Lc filter for ups applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, June 2009. ISSN 0278-0046.
- DRAGIČEVIĆ, T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6304–6317, July 2018. ISSN 0885-8993.
- FARD, R. N. **Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters**. Dissertação (Mestrado) — PhD Thesis of Norwegian University of Science and Technology, jul 2013.
- FERREIRA, S. C. et al. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2608–2617, March 2018. ISSN 0278-0046.
- GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for vsi connected to the grid through an Lcl filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 0885-8993.
- GONZATTI, R. B. et al. Using smart impedance to transform high impedance microgrid in a quasi-infinite busbar. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 1, p. 428–436, Jan 2017. ISSN 1949-3053.
- HAO, M.; ZHEN, X. A control strategy for voltage source inverter adapted to multi-mode operation in microgrid. In: **2017 36th Chinese Control Conference (CCC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 9163–9168.

- INNOCENT, L. A. et al. Finite control set-model predictive control for power converters multilevel symmetric cascaded h-bridge inverters-fed drive. In: **2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–7.
- KAHLANE, A.; HASSAINE, L.; KHERCHI, M. Lcl filter design for photovoltaic grid connected systems. **Revue des Energies Renouvelables SIENR'14 Ghardaïa**, 2014.
- KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, June 2009. ISSN 0278-0046.
- LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: **2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146–149 vol.1.
- Lezana, P. et al. Dual-stage model predictive control for flying capacitor converters. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 5794–5799.
- LI, N. et al. A novel output lc filter design method of high power three-level npc converter. In: **2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 68–71.
- LIU, Y.; LI, J.; YUAN, T. The operation and control strategy of energy storage system in the micro-grid. **International Conference on Advances in Energy and Environmental Science**, 2015.
- LU, L. Y. Consensus-based p-f and q-v droop control for multiple parallel-connected inverters in lossy networks. In: **2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISSN 2163-5137.
- MASTROMAURO, R. A. Voltage control of a grid-forming converter for an ac microgrid: A real case study. In: **3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- MEERSMAN, B. et al. Overview of three-phase inverter topologies for distributed generation purposes. In: **i-SUP 2010 : Innovation for Sustainable Production, Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 24–28.
- MIRANDA, U. A.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M. A dq synchronous reference frame current control for single-phase converters. In: **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1377–1381. ISSN 0275-9306.
- NIKHIL, P. et al. Finite control set model predictive control for two level inverter with fixed switching frequency. In: **2018 SICE International Symposium on Control Systems (SICE ISCS)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 74–81.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. [S.l.]: Pearson, 2010. 809 p.
- OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, July 2014. ISSN 1949-3053.

PANTEN, N.; HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, July 2016. ISSN 0885-8993.

PATRAO, I. et al. Synchronization of power inverters in islanded microgrids using an fm-modulated signal. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 1, p. 503–510, Jan 2017. ISSN 1949-3053.

Prodanovic, M.; Green, T. C. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 373–380, Jan 2003.

QUEIROZ, A. d. P. D. et al. Single-phase ac-dc-ac multilevel converter based on h-bridges and three-leg converters connected in series. In: **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2129–2136.

REZNIK, A. et al. *lcl* filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, March 2014. ISSN 0093-9994.

ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, May 2013. ISSN 1551-3203.

SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter. In: **2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2013A. p. 576–581.

SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an lcl-filter. In: **2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2013B. p. 588–593.

Scoltock, J.; Geyer, T.; Madawala, U. K. Model predictive direct power control for grid-connected npc converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5319–5328, Sep. 2015.

SERBAN, I.; MARINESCU, C. A look at the role and main topologies of battery energy storage systems for integration in autonomous microgrids. In: **2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1186–1191. ISSN 1842-0133.

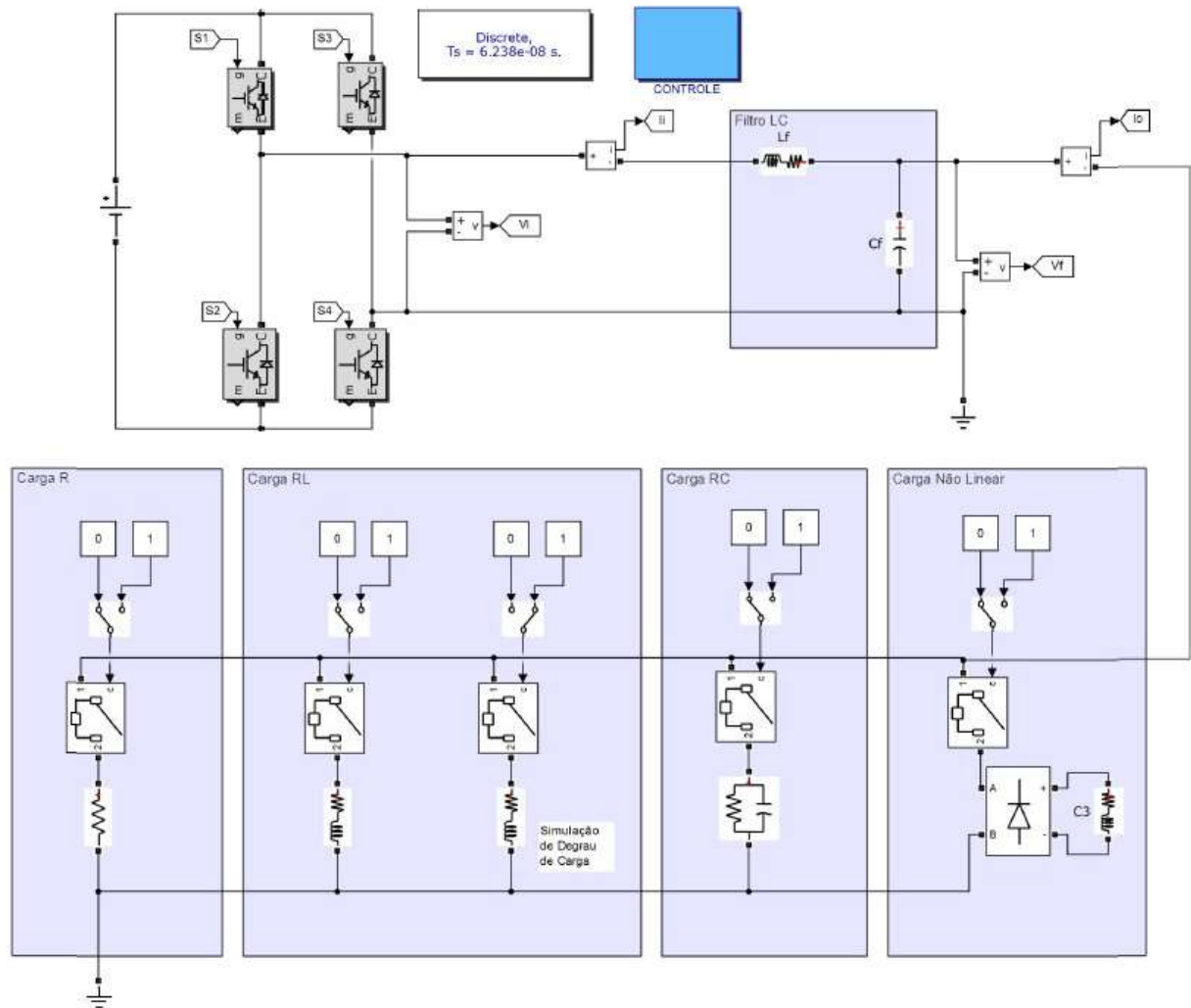
VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 1, p. 16–31, March 2014. ISSN 1932-4529.

YAZDANI, D. et al. A real-time extraction of harmonic and reactive current in a nonlinear load for grid-connected converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 2185–2189, June 2009. ISSN 0278-0046.

APÊNDICE A – Diagramas de simulação

Os esquemáticos utilizados para as simulações são apresentados a seguir.

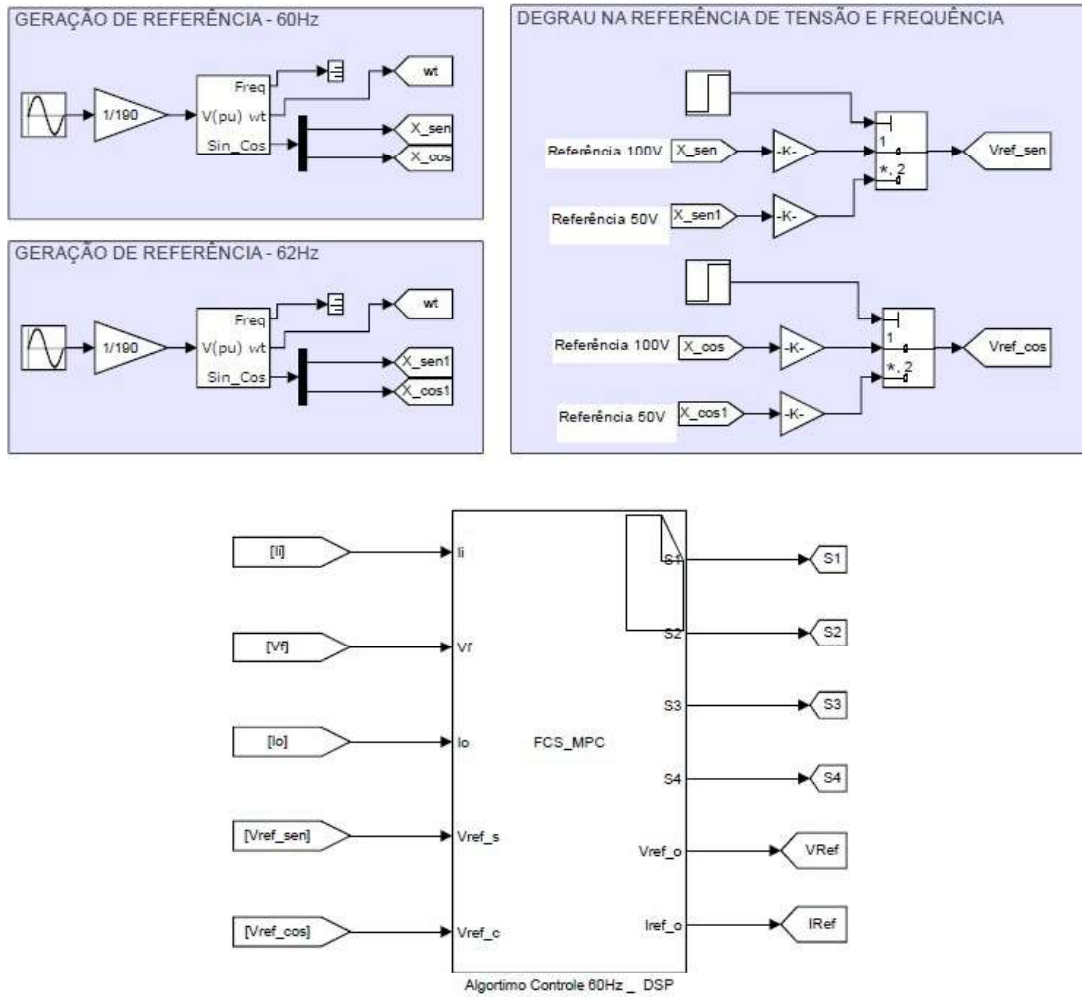
Figura 1 – Diagrama elétrico: simulação de cargas lineares e não lineares.



Fonte: Do autor (2019).

O bloco de controle utilizado nesse trabalho é apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Diagrama de controle.

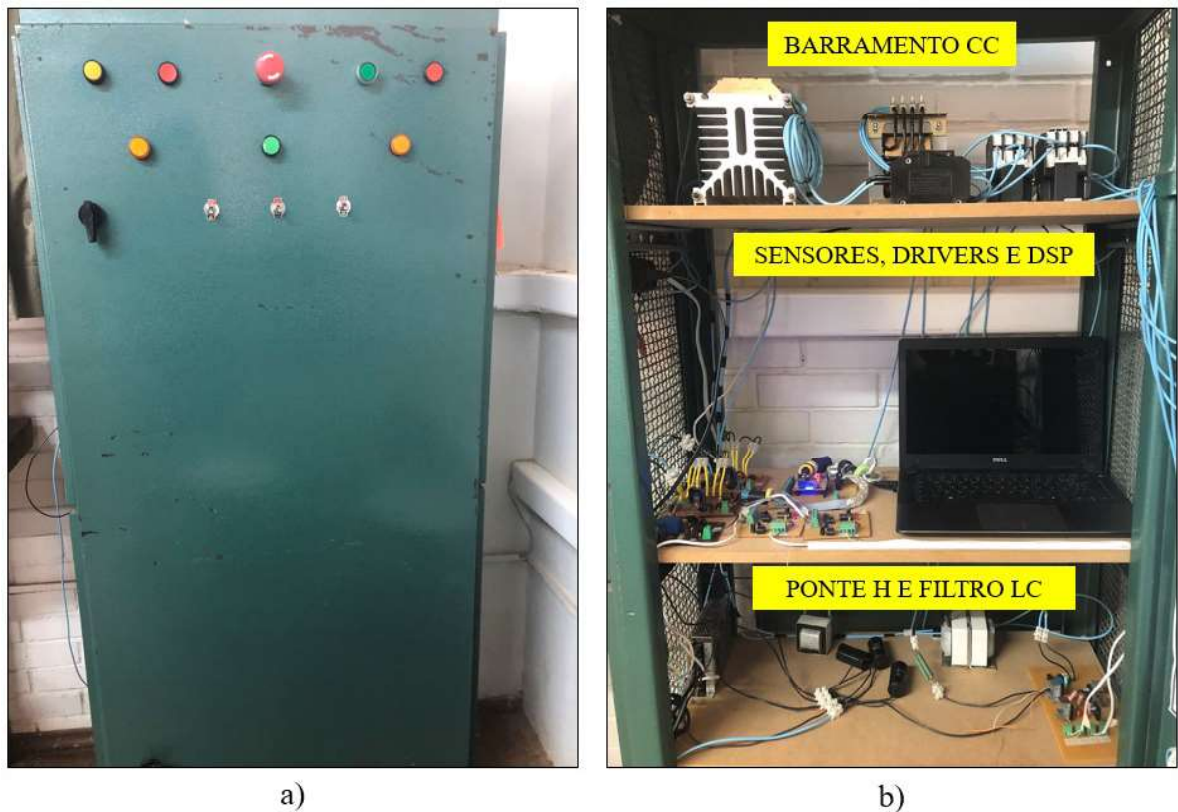


Fonte: Do autor (2019).

APÊNDICE B – Protótipo do CFR

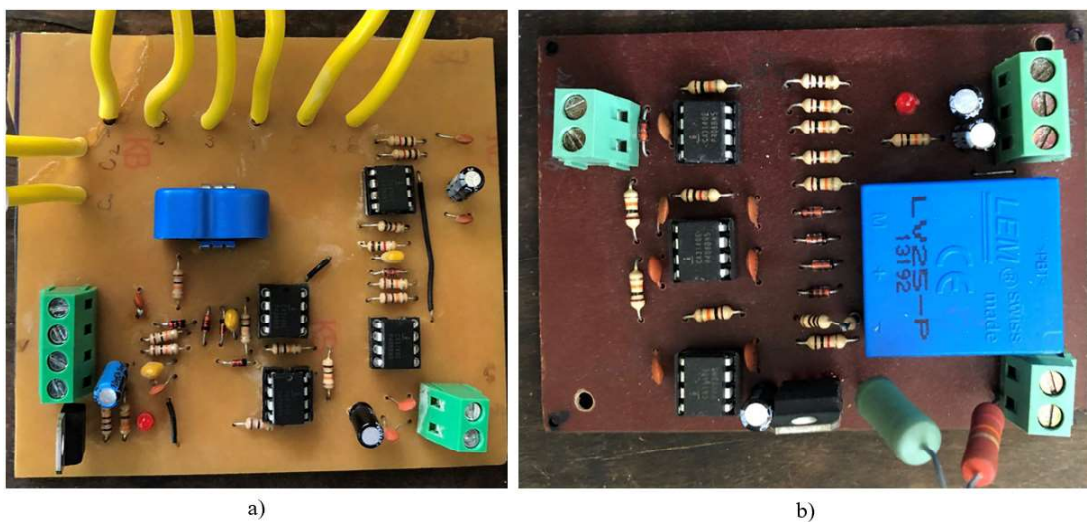
Abaixo são apresentados o conversor formador de rede construído para os testes em laboratório.

Figura 3 – Protótipo construído para os testes: a) Porta do painel com botoeiras e indicadores; b) Parte interna do painel.



Fonte: Do autor (2019).

Figura 4 – Circuitos de condicionamento dos sensores: a) Sensor de corrente; b) Sensor de tensão.



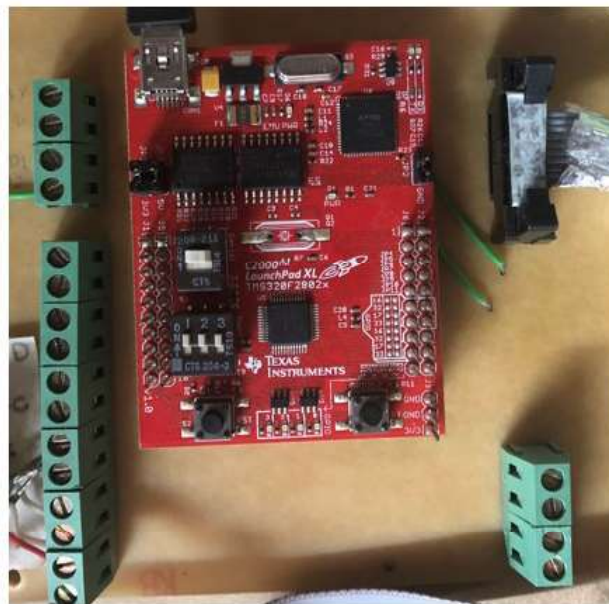
Fonte: Do autor (2019).

Figura 5 – Circuito da Ponte H



Fonte: Do autor (2019).

Figura 6 – DSP TMS320F2802X



Fonte: Do autor (2019).

APÊNDICE C – Algoritmos de controle utilizados no *Simulink* e no DSP

Para simular o FCS-MPC no *Simulink* o algoritmo apresentado nas Figuras 7 e 8 foi inserido no bloco *s-function* no *software* MATLAB/*Simulink*.

Figura 7 – Parte I: Algoritmo utilizado nas simulações.

```
// Definição das variáveis globais
Ts=2.495009980039920e-005; //Tempo de amostragem
i=0; //Iteração
g_opt = 1e10; // Valor alto para a minimização
C = 40e-6; //Capacitância do filtro
L = 2.5e-3; //Indutância do filtro
R = 1.3; //Resistência interna do L
Vdc=180; //Tensão do barramento CC

// Vetores de Tensão - Estados de chaveamento
v[0] = 0;
v[1] = Vdc;
v[2] = -Vdc;
v[3] = 0;

//Ler vf, ii e io
vck = Vf[0];
ifk = Ii[0];
iok = Io[0];

//Aplica os estados de Chaveamento
S1[0] = states[x_opt][0];
S2[0] = states[x_opt][1];
S3[0] = states[x_opt][2];
S4[0] = states[x_opt][3];

//Geração das referências
Vref_a2 = Vref_a[0];
Iref = Vref_b[0]*377*C - iok;

//Cálculo de k+1
ifk1 = (1-(R*Ts/L))*ifk - (Ts/L)*vck +
(Ts/L)*v[x_old];
vck1 = vck + (Ts/C)*ifk1 + (Ts/C)*iok;
```

Fonte: Do autor (2019).

Figura 8 – Parte II: Algoritmo utilizado nas simulações.

```

//Estima de k+2
while (i <=3)
{

    ifk2 = (1-(R*Ts/L))*ifk1 - (Ts/L)*vck1 + (Ts/L)*v[i];
    vck2 = vck1 + (Ts/C)*ifk2 + (Ts/C)*iok;

// Definição Função Custo
    g = ((Vref_a2 - vck2)*(Vref_a2 - vck2));

// Seleção dos valores ótimos de chaveamento
    if (g<g_opt){
        g_opt = g;
        x_opt = i;}
    i=i+1;}

//Limitador de estado
if (x_opt == x_old){
    cont = cont + 1;}
else{
    cont = 0;}

// Envia os valores de referência para fora do
s-function
aux1[0] = Iref;
aux2[0] = Vref_a2;

// Armazena os Valores atuais
x_old = x_opt;

```

Fonte: Do autor (2019).

Para os testes no protótipo, os algoritmos apresentados nas figuras abaixo foram implementados no DSP.

Figura 9 – Parte I: Algoritmo utilizado no protótipo.

```

//Definição das variáveis
long adc_result_ii, adc_result_io, adc_result_vf;
int n = 0, nf=0, cont=0, cont1=15, t=0, x_old=0, x_opt=0;
_iq21 wt= _IQ21(0.0188495559), b = _IQ21(0);
_iq21 K_adc = _IQ21(0.0008056640625);
_iq21 soma_ii= _IQ21(0), soma_io= _IQ21(0);
_iq21 medio_ii= _IQ21(1.075), medio_io= _IQ21(0.91);
_iq21 Ii= _IQ21(0), Io= _IQ21(0), Vf= _IQ21(0), Iim= _IQ21(0);
_iq21 Iom= _IQ21(0);
_iq21 ii= _IQ21(0), io= _IQ21(0), Vref= _IQ21(0), Vref2= _IQ21(0);
_iq21 soma_vf= _IQ21(0), medio_vf= _IQ21(1.464), Vfm= _IQ21(0);
_iq21 vf= _IQ21(0);
_iq21 L = _IQ21(0.0025), L1 = _IQ21(400), C = _IQ21(0.00004);
_iq21 R = _IQ21(1.3), Rv = _IQ21(-2);
_iq21 v[4]={ _IQ21(0), _IQ21(180), _IQ21(-180), _IQ21(0)};
_iq21 g1_cor = _IQ21(0), Iref = _IQ21(0), alb = _IQ21(0);
_iq21 Vrefb = _IQ21(0), Vref2b = _IQ21(0);
_iq21 Iik1 = _IQ21(0), Vfk1 = _IQ21(0), Iik2 = _IQ21(0);
_iq21 Iok2 = _IQ21(0), Vfk2 = _IQ21(0), aux = _IQ21(0);
_iq21 auxA = _IQ21(0), aux1 = _IQ21(0), aux2 = _IQ21(0);
_iq21 aux3 = _IQ21(0), auxM = _IQ21(0);
_iq21 a11 = _IQ21(0), a12 = _IQ21(0), a13 = _IQ21(0);
_iq21 a14 = _IQ21(0), a15 = _IQ21(0), a131 = _IQ21(0);
_iq21 a21 = _IQ21(0), a22 = _IQ21(0), a23 = _IQ21(0);
_iq21 a24 = _IQ21(0), a25 = _IQ21(0), a231 = _IQ21(0);
_iq21 g1 = _IQ21(0), a1 = _IQ21(0), an = _IQ21(0);
_iq21 kIo = _IQ21(13.5), kIi = _IQ21(10), kVf = _IQ21(128);
_iq21 ad1 = _IQ21(0), amp = _IQ21(75), erro = _IQ21(0);
_iq21 iof = _IQ21(0), i_int = _IQ21(0), zeta= _IQ21(2.4);
_iq21 km = _IQ21(0.002985074626866);
_iq30 Ts = _IQ30(0.000050);
_iq13 C1 = _IQ13(25000), g_opt = _IQ13(26214);
_iq13 g = _IQ13(0), g_cor = _IQ13(0), Lbc = _IQ13(1);
_iq13 ke = _IQ13(0);

// Algoritmo principal de controle
CpuTimer0.InterruptCount++;
g_opt = _IQ13(262143);
t=0;
//Configura os Estados para x_opt = 0 (S2 e S4-> ON)
if (x_opt == 0){
EALLOW;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;

```

Fonte: Do autor (2019).

Figura 10 – Parte II: Algoritmo utilizado no protótipo.

```

        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1;
    EDIS;}
//Configura os Estados para x_opt = 1 (S1 e S4-> ON)
if (x_opt == 1){
    EALLOW;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;
        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO1 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1;
    EDIS;}
//Configura os Estados para x_opt = 2 (S2 e S3-> ON)
if (x_opt == 2){
    EALLOW;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
        DELAY_US(1);
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO3 = 1
    EDIS;}
//Recebe os valores dos sensores
adc_result_ii = AdcResult.ADCRESULT3;
adc_result_io = AdcResult.ADCRESULT1;
adc_result_vf = AdcResult.ADCRESULT0;

ii = _IQ21mpyI32(K_adc,adc_result_ii);
io = _IQ21mpyI32(K_adc,adc_result_io);
vf = _IQ21mpyI32(K_adc,adc_result_vf);
soma_ii = soma_ii + ii;
soma_io = soma_io + io;
soma_vf = soma_vf + vf;
//Utilizado para o teste de 60Hz
if(ref_fq == 0){
    nf = 335;
    wt = _IQ21(0.0188495559);
    km = _IQ21(0.002985074626866);}
//Utilizado para o teste de 62Hz
else {

```

Fonte: Do autor (2019).

Figura 11 – Parte III: Algoritmo utilizado no protótipo.

```

    nf =323;
    wt = _IQ21(0.019477874452257);
    km = _IQ21(0.003095975232198);
//Tratamento dos valores lidos pelos sensores
    if(n == nf){
        medio_ii = _IQ21mpy(soma_ii,km);
        medio_io = _IQ21mpy(soma_io,km);
        medio_vf = _IQ21mpy(soma_vf,km);
        medio_vf = _IQ18mpyIQX(km,21,soma_vf,18);
        n = 0;
        soma_ii = 0;
        soma_io = 0;
        soma_vf = 0;
    }
    n = n + 1;
    Iim = ii-medio_ii;
    Iom = io-medio_io;
    Vfm = vf-medio_vf;
    Vf = _IQ21mpy(Vfm,kVf);
    Io = _IQ21mpy(Iom,kIo);
    Ii = _IQ21mpy(Iim,kIi);
//Gera o seno e o cosseno para as referências
    b = _IQ21mpyI32(wt,n);
    a1 = _IQ21sin(b);
    alb = _IQ21cos(b);
// Amortecimento Virtual
    ad1 = _IQ21mpy(wt,zeta);
    ad2 = _IQ21mpy(wt,_IQ21(377));
    iof = iof + _IQ21mpy(ad1,erro) - _IQ21mpy(ad2,i_int);
    i_int = i_int + _IQ21mpyIQX(iof,21,Ts,30);
    erro = Ii - iof;
//Cálculos básicos do modelo
    aux = _IQ21mpyIQX(R,21,Ts,30);
    auxA = _IQ21mpy(aux,L1);
    aux1 = _IQ21(1) - auxA;
    aux2 = _IQ21mpyIQX(L1,21,Ts,30);
    aux3 = _IQ21mpyIQX(C1,13,Ts,30);
// Geração das referências
    Vref = _IQ21mpy(a1,amp);
    Vref2 = Vref + _IQ21mpy(Rv,erro);
    Vrefb = _IQ21mpy(alb,amp);
    Vref2b = Vrefb + _IQ21mpy(Rv,erro);
    Iref = _IQ21mpy(Vref2b,_IQ21(0.015079644737231)) - Io;
// Calcula k+1
    a11 = _IQ21mpy(aux1,Ii);

```

Fonte: Do autor (2019).

Figura 12 – Parte IV: Algoritmo utilizado no protótipo.

```

a12 = _IQ21mpy(aux2,Vf);
a131= v[x_old];
a13 = _IQ21mpy(aux2,a131);
Iik1 = a11 - a12 + a13;

a14 = _IQ21mpy(aux3,Iik1);
a15 = _IQ21mpy(aux3,Io);
Vfk1 = Vf + a14 + a15;
// Estima k+2
while (t <= 2){
    a21 = _IQ21mpy(aux1,Iik1);
    a22 = _IQ21mpy(aux2,Vfk1);
    a231 = v[t];
    a23 = _IQ21mpy(aux2,a231);
    Iik2 = a21 - a22 + a23;
    a24 = _IQ21mpy(aux3,Iik2);
    Vfk2 = Vfk1 + a24 + a15;
    if (cont == cont1 && t==x_old){
        ke = _IQ13(262140);}
        else{
            ke = _IQ13(0);}
// Definição função custo
g1 = Vref2 - Vfk2;
g1_cor = Iref - Iik2;
g = _IQ13mpyIQX(g1,21,g1,21) +
_IQ13mpy(Lbc,_IQ13mpyIQX(g1_cor,21,g1_cor,21) + ke;
// Seleção dos valores ótimos
if (g<g_opt){
    g_opt = g;
    x_opt = t;}

t=t+1;
//Contador para ke
if (x_opt == x_old){
    cont = cont + 1;}
    else{
        cont = 0;}
//Armazenamento de valores
x_old = x_opt;}

```

Fonte: Do autor (2019).