

**Universidade Federal de Minas Gerais**  
**Escola de Engenharia**  
**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**Guilherme Monteiro de Rezende**

**Simulador Eletrônico de Cargas com Capacidade  
Regenerativa e Controle de Tensão para Testes em  
Transformadores de Potência**

**Belo Horizonte**

**2021**



Guilherme Monteiro de Rezende

---

**Simulador Eletrônico de Cargas com Capacidade  
Regenerativa e Controle de Tensão para Testes em  
Transformadores de Potência**

---

Tese submetida a banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**Orientador :** Victor Flores Mendes

**Coorientador :** Clodualdo Venicio de Sousa

Belo Horizonte, 13 de Outubro de 2021.

R467s

Rezende, Guilherme Monteiro de.

Simulador eletrônico de cargas com capacidade regenerativa e controle de tensão para testes em transformadores de potência [recurso eletrônico] / Guilherme Monteiro de Rezende. - 2021.

1 recurso online (122 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Victor Flores Mendes.

Coorientador: Clodualdo Venício de Sousa.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndice: f. 121-122.

Bibliografia: f. 116-120.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Eletrônica de potência – Teses. 3. Fator de potência – Teses. 4. Harmônicas (Ondas elétricas) – Teses.

I. Mendes, Victor Flores. II. Sousa, Clodualdo Venício de.

III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.

IV. Título.

CDU: 621.3(043)



**"Simulador Eletrônico de Cargas Com Capacidade Regenerativa e Controle de Tensão Para Testes Em Transformadores de Potência"**

**Guilherme Monteiro de Rezende**

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 13 de outubro de 2021.

Por:



---

**Prof. Dr. Victor Flores Mendes**  
DEE (UFMG) - Orientador



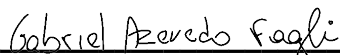
---

**Prof. Dr. Clóvaldo Venício de Sousa**  
(UNIFEI) - Coorientador



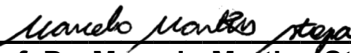
---

**Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes**  
DELT (UFMG)



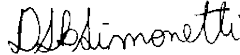
---

**Prof. Dr. Gabriel Azevedo Fogli**  
DELT (UFMG)



---

**Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa**  
(CEFET - MG)



---

**Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti**  
(UFES)

*À minha família e  
aos meus amigos.*

# Agradecimentos

Meus agradecimentos,

À Deus, por iluminar meu caminho e me abençoar com as pessoas maravilhosas que colocou em minha vida.

Aos meus pais, Jane e Saul, pelo amor, carinho e dedicação incondicionais. Indiscutivelmente meus maiores apoiadores e pilares na minha vida.

Aos professores Victor Flores Mendes e Clodualdo Venicio de Sousa, pela orientação, paciência, compreensão e, principalmente, amizade nos momentos árdus desse doutoramento. O que fizeram por mim durante este tempo que convivemos é algo inestimável. Tentarei sempre me espelhar em vocês e seguir seus passos.

Ao professor Selênio Rocha Silva, *in memoriam*, por acreditar em mim e me proporcionar a oportunidade de seguir o caminho da academia. Sua ausência é, e sempre será sentida. Porém, seus pensamentos ficaram marcados a todos que tiveram o prazer de conhecer e trabalhar contigo.

Ao professor Thierry Meinard, por me receber tão bem no LAPLACE e dividir seus conhecimentos comigo.

À minha família, por cuidar de mim e sempre me ajudar. Em especial, a meus padrinhos Amâncio, Vera Lúcia e Uriel que cuidam de mim como filho e aos meus afilhados Lucas e Maria Victoria que me inspiram a ser uma pessoa melhor a cada dia.

À meu irmão Tiago de Sá, por toda ajuda, camaradagem e apoio durante esse doutoramento. Sem você esse caminho seria muito mais árduo e muito menos divertido.

Aos colegas e alunos da UNIFEI, LCCE, CCEE, CPH e LAPLACE pela companhia e aprendizado durante o trabalho. Em especial para Gleidson Roque e Matheus Vieira, pela ajuda inestimável durante o comissionamento e testes da bancada.

À UNIFEI, por investir em mim durante todo o meu doutoramento.

À todos meus amigos pelos momentos de risadas, descontração e suporte.

E por fim, mas com igual importância, ao PPGEE/UFMG, CAPES, CNPq e FAPEMIG, por todo apoio ao meu trabalho.

---

*Os ideais do Iluminismo são produtos da razão humana, mas vivem em conflito com outras facetas da nossa natureza: lealdade à tribo, acato à autoridade, pensamento mágico, atribuição de infortúnio a elementos malfazejos. A segunda década do século XXI testemunhou a ascensão de movimentos políticos segundo os quais seus países estão sendo empurrados para uma distopia infernal por facções malignas que só podem ser combatidas por um líder forte, capaz de forçar um retrocesso do país a fim de torná-lo “grande novamente”. Esses movimentos foram favorecidos por uma narrativa compartilhada por muitos de seus mais ferrenhos oponentes: a de que as instituições da modernidade fracassaram e todos os aspectos da vida estão em crise acelerada – os dois lados na macabra concordância de que destruir essas instituições farão do mundo um lugar melhor.*

Steven Pink,

retirado do livro: “O novo Iluminismo: Em defesa da razão, da ciência e do humanismo”

# Resumo

Ensaaios de longa duração em transformadores elétricos são ferramentas importantes para usuários e fabricantes determinarem informações precisas como os limites operacionais do equipamento, seu tempo de vida, comportamento térmico, etc. Esses ensaios são comumente realizados utilizando elementos passivos como, por exemplo, nos testes de *burn-in*, e, portanto, consomem uma grande quantidade de energia e possuem pouca flexibilidade em emular perfis de carregamento variados (níveis de tensão e corrente, componentes harmônicas, etc).

Neste contexto, realizar ensaios em transformadores de potência emulando sua característica de carregamento real é uma tarefa difícil, visto que os procedimentos de testes padronizados não emulam níveis de carregamento variados e os testes de *burn-in* são ineficientes do ponto de vista energético. Além disso, em redes de distribuição, os transformadores são submetidos a um crescente nível de distorção harmônica de tensão e corrente, além de variações de amplitude e frequência. Dessa forma, é importante que o equipamento seja ensaiado sob estas condições, emulando características mais reais de operação. A utilização de simuladores eletrônicos de cargas (SEC) é uma alternativa para realização de tais testes, podendo ainda apresentar capacidade de regeneração de energia, isto é, consumir apenas as perdas do equipamento sob teste, além de emular diferentes tipos de cargas de forma controlada.

Essa tese apresenta um SEC baseado em eletrônica de potência para realização de ensaios em transformadores de potência com baixo consumo de energia e capacidade de impor de maneira controlada perfis variados de tensão e correntes, incluindo componentes harmônicas. O sistema proposto é projetado e avaliado utilizando uma estrutura clássica de controle de conversores estáticos, e validado através de ferramentas computacionais e de resultados experimentais obtidos de um protótipo experimental de 50 kVA. Além disso, são apresentados os estudos de uma metodologia para o projeto dos filtros de saída do SEC e do sistema de controle LQR (regulador linear quadrático) ressonante. Estes estudos são conduzidos de forma a explorar melhor as particularidades do SEC proposto e assim expandir a faixa de transformadores que podem ser ensaiados. Por fim, resultados computacionais são utilizados para avaliar tais estudos, demonstrando as vantagens das alterações propostas e definindo o limite operacional de teste de

acordo com as características dos transformadores.

**Palavras chave:** Simulador Eletrônico de Cargas, Ensaio de transformadores de potência, Controle de componentes harmônicas, Filtros para conversores isolados, Controle LQR ressonante.

# Abstract

The long duration tests of electrical transformers are important tools for users and manufacturers to determine precise information as, for example, equipment operational limits, lifespan, thermal behavior, etc. Although useful, these tests are usually conducted using passive elements such as in the burn-in test, consuming a great amount of energy and with limited flexibility to emulate different loading profiles (e.g., current and voltage levels, harmonics content, etc.).

In this context, to perform tests in power transformer emulating its real operation conditions can be a difficult task, since the standards procedures do not emulate several loading levels and the burn-in test consumes a high quantity of energy. Moreover, in distribution networks, the transformers are submitted to an increasing level of voltage and current distortions, besides voltage and frequency fluctuations. Thus, it is important to test them under these conditions, emulating more realistic operational behaviors. The use of electronic load simulator (ELS) is an alternative to conduct such tests, and it also can have regenerative proprieties, which is consuming just the system's intrinsic losses, besides emulating different types of loads.

This thesis presents a power electronics based ELS to perform tests in power transformers with low energy consumption that is capable of imposing, in controlled manners several levels of voltage and current, including harmonics components. The proposed system is designed and evaluated using classical control structures, and it is validated by computational tools and experimental results of a 50 kVA prototype. Furthermore, it is presented the studies a design methodology for the SEC's output filters and a LQR (linear quadratic regulator) resonant control structure. These studies are conducted in order to explore the proposed ELS particularities and, therefore, expand the range of transformer that can be tested. Lastly, the results of computational simulations are used to evaluate these studies, demonstrating the advantages of proposed modifications, and defining the test operational limit in accordance with the transformers characteristics.

**Keywords:** Electronic Load Simulator, Power transformer tests, Harmonic component control, Filters for isolated converters, LQR resonant control.



# Lista de Figuras

2.1	Classificação de simuladores eletrônicos de cargas . . . . .	25
2.2	Bancada de ensaios de transformadores com capacidade regenerativa . . . . .	26
2.3	Bancada de Ensaio de Transformadores com Capacidade Regenerativa . . . . .	28
2.4	Bancada de ensaios de equipamentos com capacidade regenerativa . . . . .	29
2.5	Fotografia de um dos filtros LC construídos . . . . .	31
2.6	Fotografia do Filtro L do CRA . . . . .	32
2.7	Conversores utilizados no sistema . . . . .	33
2.8	Fotografia da parte frontal do painel do sistema . . . . .	34
2.9	Equipamento sob teste - Transformador de potência . . . . .	35
2.10	Estratégia de controle - Malha interna de corrente do CRA . . . . .	36
2.11	Estratégia de controle - Malha externa de tensão do barramento c.c. do CRA . . . . .	36
2.12	Estrutura da SRF PLL . . . . .	37
2.13	Estratégia de controle - Malha de corrente do CRC e CRT . . . . .	38
2.14	Estratégia de controle - Malha externa do CRT . . . . .	38
3.1	Ligação do CRA e a rede elétrica . . . . .	41
3.2	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente . . . . .	44
3.3	Controle do CRA - Resposta em frequência de malha aberta de corrente do CRA . . . . .	47
3.4	Polos em malha fechada do controle de corrente do CRA . . . . .	47
3.5	Diagrama de blocos da malha de controle de tensão . . . . .	48
3.6	Controle do CRA - Resposta em frequência de malha aberta de tensão do barramento c.c. do CRA . . . . .	50
3.7	Polos em malha fechada do controle de tensão do barramento c.c. do CRA . . . . .	50
3.8	Ligação do CRC . . . . .	51
3.9	Ligação do CRT . . . . .	52
3.10	Malha de controle do CRC . . . . .	54

3.11	Malha de controle do CRT . . . . .	54
3.12	Controle do CRC - Resposta em frequência de malha aberta para determinação do ganho proporcional . . . . .	55
3.13	Controle do CRC - Resposta em frequência de malha aberta para determinação do ganho ressonante . . . . .	56
3.14	Polos em malha fechada do controle de corrente do CRC . . . . .	57
3.15	Controle do CRT - Resposta em frequência de malha aberta para determinação dos ganhos do CRT . . . . .	58
3.16	Polos em malha fechada do controle de tensão do CRT . . . . .	58
3.17	Resposta Dinâmica do CRA . . . . .	60
3.18	Resposta Dinâmica dos conversores de teste - 60 Hz . . . . .	61
3.19	Resposta Dinâmica dos conversores de teste para o quinto harmônico . . . . .	61
3.20	Resposta Dinâmica dos conversores de teste para o sétimo harmônico . . . . .	62
3.21	Resultado de Simulação - Tensões e correntes do transformador para teste harmônico completo . . . . .	63
3.22	Comparação entre as potências ativas de ensaio e consumida pelo sistema de testes . . . . .	64
3.23	Teste 60 Hz - Resultados dos Controladores . . . . .	66
3.24	Teste 60 Hz - Resultados do Teste . . . . .	67
3.25	Teste 30 Hz - Resultados dos Controladores . . . . .	68
3.26	Teste 30 Hz - Resultados do Teste . . . . .	69
3.27	Teste harmônico de tensão - Resultados dos Controladores . . . . .	71
3.28	Teste harmônico de corrente - Resultados dos Controladores . . . . .	72
3.29	Teste harmônico de tensão - Resultados do Teste . . . . .	73
3.30	Teste harmônico de corrente - Resultados do Teste . . . . .	74
3.31	Teste harmônico completo - Resultados dos Controladores . . . . .	75
3.32	Teste harmônico completo - Resultados do Teste . . . . .	76
4.1	Esquemático da bancada de testes com as alterações propostas . . . . .	80
4.2	Esquemático dos filtros de saídas com duas estruturas LC . . . . .	82
4.3	Resposta em frequência do filtro de saída para $\Delta I = 20\%$ fixo . . . . .	86
4.4	Resposta em frequência do filtro de saída para $\Delta I = 40\%$ fixo . . . . .	87
4.5	Resposta em frequência do filtro de saída para $L_T$ mínimo . . . . .	88

4.6	Resposta em frequência do filtro de saída para $L_T$ máximo . . . . .	89
4.7	Nível de tensão e corrente dos conversores para o pior caso . . . . .	91
5.1	Atuação do LQR - Evolução das saídas controladas . . . . .	99
5.2	Atuação do LQR - Evolução das entradas do sistema . . . . .	99
5.3	Esquemático da estrutura de controle por realimentação de estados . . . . .	101
5.4	Controle LQR - Evolução dos módulos dos vetores espaciais . . . . .	104
5.5	Controle LQR - Regime permanente das grandezas de teste . . . . .	104
5.6	Controle LQR - Teste em frequência fundamental . . . . .	106
5.7	Controle LQR - Espectro em frequência para teste em 60 Hz . . . . .	106
5.8	Controle LQR - Resposta do controlador de tensão para teste em frequência fundamental . . . . .	107
5.9	Controle LQR - Resposta do controlador de corrente para teste em frequência fundamental . . . . .	107
5.10	Controle LQR - Teste harmônico . . . . .	108
5.11	Controle LQR - Resposta do controlador de tensão para teste harmônico . . . .	109
5.12	Controle LQR - Resposta do controlador de corrente para teste harmônico . . .	109
5.13	Controle LQR - Espectro em frequência para teste harmônico . . . . .	110
5.14	Controle LQR - Ciclos de trabalhos dos conversores durante o teste harmônico	111

# Lista de Tabelas

2.1	Componentes dos filtros de saída . . . . .	31
2.2	Características do conversor B2B . . . . .	32
2.3	Características do conversor CRA . . . . .	33
2.4	Parâmetros dos transformadores . . . . .	35
3.1	Ganhos das estruturas de controle do CRA, CRC e CRT . . . . .	59
3.2	Resultados de performance das estruturas de controle de teste - Simulação computacional . . . . .	62
3.3	Referências de tensão e corrente de testes - Simulação computacional . . . . .	63
3.4	Resultados para teste harmônico completo - Simulação Computacional . . . . .	64
3.5	Referências de tensão e corrente para os testes experimentais . . . . .	65
3.6	Erros dos testes harmônicos de tensão e corrente . . . . .	72
3.7	Distorção das grandezas para os testes harmônicos de tensão e corrente . . . . .	74
3.8	Distorção das grandezas controladas para os teste harmônico completo . . . . .	77
4.1	Limites do sistema de testes de transformadores de potência . . . . .	80
4.2	Transformadores considerados para o projeto do filtro de saída do sistema de testes . . . . .	83
4.3	Desempenho do filtro de saída para o caso de $L_T$ mínimo . . . . .	90
4.4	Desempenho do filtro de saída para o caso de $L_T$ máximo . . . . .	90
4.5	Característica para o estudo de caso - $L_f = 3,6mH$ e $C_f = 25\mu F$ . . . . .	92
4.6	Limites de testes para o pior caso . . . . .	92
5.1	Parâmetros do transformador de distribuição real . . . . .	105
5.2	Pesos para as matrizes Q e R para o controlador LQR ressonante . . . . .	105
5.3	Valores das referências de tensão e corrente teste . . . . .	108
5.4	Erro dos controladores para cada componente de frequência de teste . . . . .	110

# Lista de Abreviações e Siglas

ADC Conversor Analógico-Digital do inglês *Analog to Digital Converter*

B2B Conversor "*Back-to-Back*"

CI Conversor Inversor

CPH Centro de Pesquisas Hidráulicas e Recursos Hídricos

CRA Conversor Retificador Ativo

CRC Conversor Regulador de Corrente

CRT Conversor Regulador de Tensão

c.a. Corrente Alternada

c.c. Corrente Contínua

DSP Processador de Sinais Digitais do inglês *Digital Signal Processor*

FT Função de Transferência

IHD	Distorção Harmônica Individual do inglês <i>Individual Harmonic Distortion</i>
LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia
LQR	Regulador Linear Quadrático do inglês <i>Linear Quadratic Regulator</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Controlador Proporcional Ressonante
SEC	Simulador Eletrônico de Cargas
SRF	Referencial Síncrono Girante do inglês <i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	Distorção Harmônica Total do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
ZOH	Amostrador de Ordem Zero do inglês <i>Zero Order Holder</i>

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>19</b>
1.1	Contextualização e Motivação . . . . .	19
1.2	Objetivos . . . . .	20
1.2.1	Objetivo geral . . . . .	20
1.2.2	Objetivos específicos . . . . .	20
1.3	Metodologia . . . . .	21
1.4	Contribuições . . . . .	21
1.5	Organização Textual . . . . .	22
<b>2</b>	<b>Sistema de Ensaio de Transformadores de Potência</b>	<b>24</b>
2.1	Estado da Arte . . . . .	24
2.1.1	Simuladores eletrônicos de cargas . . . . .	24
2.1.2	Simulador de cargas em testes de transformadores . . . . .	26
2.2	Características do Sistema de Testes . . . . .	27
2.3	Topologia e Princípio de Funcionamento . . . . .	28
2.3.1	Filtros de potência . . . . .	30
2.3.2	Conversores estáticos . . . . .	31
2.3.3	Sistemas de medição e controle . . . . .	33
2.3.4	Equipamento sob teste . . . . .	35
2.4	Estrutura e Estratégias de Controle da Bancada . . . . .	36
2.4.1	Estrutura de controle do CRA . . . . .	36
2.4.2	Estrutura de controle do CRC e CRT . . . . .	38
2.5	Considerações Finais do Capítulo . . . . .	39
<b>3</b>	<b>Avaliação do Simulador de Cargas Eletrônico Proposto</b>	<b>40</b>
3.1	Projeto dos Controladores . . . . .	40

3.1.1	Projeto do sistema de controle do CRA . . . . .	41
3.1.2	Projeto do sistema de controle dos conversores de teste . . . . .	51
3.2	Simulação Computacional da Carga Eletrônica . . . . .	59
3.3	Resultados Experimentais do Sistema de Testes . . . . .	65
3.3.1	Teste em frequência fundamental . . . . .	65
3.3.2	Teste harmônico . . . . .	69
3.4	Considerações Finais do Capítulo . . . . .	77
<b>4</b>	<b>Projeto e Avaliação de Filtros para o Sistema de Testes</b>	<b>79</b>
4.1	Critérios de Projeto . . . . .	81
4.2	Determinação dos Componentes e Avaliação de Desempenho . . . . .	84
4.3	Considerações Finais do Capítulo . . . . .	93
<b>5</b>	<b>Estatégia de Controle LQR Ressonante para SEC's</b>	<b>94</b>
5.1	Modelagem MIMO do Sistema . . . . .	94
5.2	Regulador Linear Quadrático (LQR) . . . . .	95
5.3	Controle LQR Ressonante por Realimentação de Estados . . . . .	99
5.4	Simulação do Sistema de Testes com Controle LQR Ressonante . . . . .	105
5.5	Considerações Finais do Capítulo . . . . .	111
<b>6</b>	<b>Conclusões do Trabalho e Propostas de Continuidade</b>	<b>112</b>
6.1	Conclusões Finais do Trabalho . . . . .	112
6.2	Propostas de Continuidade . . . . .	114
6.3	Outras Publicações . . . . .	114
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>116</b>
<b>A</b>	<b>Transformações de Variáveis</b>	<b>121</b>



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização e Motivação

Nas últimas décadas, a preocupação com os impactos ambientais causados pela ação do homem ganhou um grande destaque em todo o mundo e mais atenção é dada às formas de geração de energia elétrica menos poluentes e à utilização da energia de maneira mais racional e eficiente. Uma vez que a demanda por energia elétrica cresce, utilizá-la de maneira inteligente é crucial para o sucesso do setor industrial e para os sistemas de energia, especialmente em países em desenvolvimento como o Brasil. Assim, considerando o aspecto do consumo de energia, os testes de longa duração tradicionais, que se utilizam de cargas passivas, são contraproduativos. Para realizá-los, uma grande quantidade de energia é utilizada durante todo o processo, sem que haja produção de trabalho útil.

Além do grande consumo de energia, outra dificuldade dos testes tradicionais de longa duração é a emulação de cargas não lineares. Com o aumento da utilização de dispositivos eletrônicos, houve um crescimento significativo da circulação de correntes harmônicas, bem como distorções na forma de onda de tensão. Dessa forma, é importante que os equipamentos sejam testados nas condições mais próximas daquelas em que serão utilizados.

Apesar das dificuldades citadas acima, os testes de longa duração em equipamentos elétricos são muito úteis no desenvolvimento de um produto. Realizá-los permite ao fabricante e ao usuário: estabelecer as características operacionais do equipamento, estimar sua vida útil, planejar sua manutenção, prever eventuais falhas e estipular carregamentos permissíveis e seus impactos.

Neste contexto de utilização mais racional e eficiente da energia elétrica e da necessidade de

realizar testes em equipamentos com conteúdo não-linear, os simuladores eletrônicos de cargas (SEC) tornam-se uma interessante alternativa. Os SECs são equipamentos que se utilizam de conversores estáticos para emular perfis de carregamentos com grande flexibilidade. Quando construído com conversores *back-to-back* (B2B) apresentam também a capacidade de recuperação de energia, tornando assim os SECs uma solução atrativa para realização de testes de longa duração.

O presente trabalho de doutorado se propôs a desenvolver um novo SEC para realização de testes de longa duração em equipamentos que reúna a capacidade de recuperação de energia e flexibilidade de perfil de carregamento. Além disso, também será estudado os impactos dos filtros de saída e do sistema de controle do SEC nos ensaios. Será proposto um método de seleção de filtros de saída em conjunto com a utilização de técnicas de controladores ótimos, considerando as particularidades do SEC proposto, a fim de obter ensaios com maior banda passante para uma ampla faixa de transformadores. O Simulador Eletrônico de Carga foi desenvolvido e avaliado utilizando ferramentas computacionais e validado através do projeto, construção e comissionamento de um protótipo de 50 kVA.

## **1.2 Objetivos**

### **1.2.1 Objetivo geral**

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver um sistema de testes de transformadores de potência com capacidade de regeneração de energia e de controle de tensão e corrente (componentes fundamental e harmônicas). O objetivo desse sistema de testes é realizar ensaios de carregamento controlados e de longa duração em ambiente laboratorial. Estes ensaios permitem a determinação dos efeitos no equipamento quando submetidos a carregamentos especiais como: sobrecarga, distorção harmônica de corrente e tensão, desvio de frequência e sobreensões prolongadas.

### **1.2.2 Objetivos específicos**

- Projetar um simulador de cargas regenerativo para testes em transformadores de potência que apresente controle dos níveis de tensão, corrente e frequência (fundamental e harmônicas) de teste.

- Estudar, implementar e comparar estratégias de controle de conversores estáticos para viabilizar os testes sob condições variadas.
- Caracterizar o simulador de cargas quanto à sua capacidade de realização de testes.
- Projetar e avaliar filtros de conversores estáticos com operação isolada da rede elétrica.
- Estudar técnicas de controle utilizando regulador linear quadrático (LQR) em conjunto com estruturas ressonantes.

## 1.3 Metodologia

Para realização dessa tese tem-se como principais métodos a revisão bibliográfica, a modelagem matemática, a utilização de ferramentas computacionais e o projeto, construção e comissionamento do protótipo experimental da bancada de ensaios de transformadores. Na seção 2.1 é apresentado o estado da arte sobre SECs e sua utilização em testes de transformadores, visto que este é o principal foco desse trabalho.

As ferramentas computacionais são extremamente úteis para o desenvolvimento do projeto do sistema de ensaios de transformadores. Destaca-se a capacidade de realizar, rapidamente, cálculos complexos para auxiliar o projeto dos sistemas de controles necessários para o correto funcionamento da bancada. Além disso, os modelos matemáticos implementados nas plataformas de simulação permitem avaliar e refinar os estudos teóricos realizados para implementação do sistema físico, eliminar casos de instabilidade e garantir maior segurança e sucesso para implementações práticas. As ferramentas computacionais utilizadas nesse trabalho são os softwares MATLAB, Simulink e PLECS.

Por fim, a construção e comissionamento do protótipo experimental permite comprovar todos os estudos teóricos e computacionais realizados, validando o simulador de cargas eletrônico proposto.

## 1.4 Contribuições

As principais contribuições dessa tese são:

- Desenvolvimento e validação de um simulador eletrônico de cargas regenerativo para realização de testes em transformadores de potência com capacidade de controle de tensão,

corrente e frequência.

- Projeto, construção e comissionamento de um protótipo experimental de 50 kVA para realização de testes de transformadores de potência. O protótipo construído encontra-se presente no LCCE/UFMG.
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto de filtros passivos para múltiplos conversores estáticos operando simultaneamente e isolados do sistema de energia;
- Desenvolvimento de uma metodologia para seleção dos ganhos de um controlador LQR utilizando parcelas ressonantes, para controle de frequências harmônicas em conversores estáticos;
- Discussão sobre a importância da banda passante em conversores estáticos para síntese harmônica.

Algumas contribuições dessa tese podem ser encontradas nos seguintes trabalhos científicos, desenvolvidos e publicados ao longo desse doutoramento:

1. Roque, G. P. ; Sousa, C. V. ; Rezende, G. M. ; Mendes, V. F. ; Ferreira, T. S. "Design and Comissioning of a Regenerative System for Load Testing" In: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2018, Niterói. Anais do SBSE2018, 2018.
2. G. M. De Rezende, M. V. De Almeida, T. D. Sá Ferreira, C. V. De Sousa and V. F. Mendes, "Regenerative Active Electronic Load With Current, Voltage and Frequency Control for Power Transformer Testing," in IEEE Access, vol. 9, pp. 65319-65329, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3075935.

Por fim, ressalta-se que algumas contribuições mais recentes deste trabalho ainda serão submetidas à publicação em periódicos e/ou eventos científicos.

## 1.5 Organização Textual

Este trabalho se encontra dividido em 6 capítulos.

O capítulo 2 apresenta o sistema de testes regenerativo proposto. Inicialmente é apresentada a revisão da literatura técnica sobre os SECs e sua utilização em ensaios de transformadores. Depois são descritos individualmente os principais elementos que compõe o sistema de testes e

o seu funcionamento é explicado. Por fim, são apresentadas as estratégias de controle selecionadas para cumprir os requisitos necessários para realização dos testes nos equipamentos.

No capítulo 3, são apresentados os resultados do sistema de testes proposto. Primeiramente são discutidos a modelagem matemática do sistema físico e o projeto e cálculo dos controladores selecionados. O projeto dos controladores é validado por meio de simulações computacionais e, por fim, a metodologia de testes é validada por resultados extraídos de um protótipo de 50 kVA. É mostrado que a metodologia proposta é capaz de realizar os testes operacionais com controle de tensão, corrente e frequência.

O capítulo 4 apresenta de forma detalhada o projeto de um novo filtro de saída para os conversores estáticos do sistema que operam isolados da rede elétrica. A metodologia desenvolvida ignora algumas restrições típicas utilizadas no projeto de filtros de sistemas conectados à rede elétrica, adequando-se à característica isolada do sistema de testes. Essa flexibilidade maior permite incorporar características do transformador (p.ex. potência, tensão e impedância) na metodologia de projeto do filtro. O resultado são filtros de saída que apresentam *ripple* e taxa de distorção total (THD) dentro dos limites estabelecidos pelo padrão (IEEE-519, 2014), para uma ampla faixa de transformadores. O projeto do filtro é validado através de resultados de simulação computacional para transformadores de características distintas. É discutido e apresentado os limites operacionais dos ensaios em função das características do transformador e comprovado que o filtro de saída selecionado consegue atender os requisitos de THD e *ripple* estipulados.

O capítulo 5 apresenta alterações no sistema de controle da bancada de testes, a fim de considerar a operação conjunta dos conversores para elaboração das leis de controle. São apresentadas a modelagem do tipo MIMO do sistema físico, considerando o novo filtro de saída selecionado e o projeto de um controlador LQR ressonante para realização dos testes.

O capítulo 6 apresenta as conclusões finais da tese, propostas de continuidade deste trabalho e apresenta outras publicações científicas produzidas durante o período do doutorado.

## Capítulo 2

# Sistema de Ensaio de Transformadores de Potência

Este capítulo destina-se a apresentar o sistema de testes de transformadores de potências proposto. O primeiro ponto é apresentar o estado da arte sobre SEC e sua utilização em ensaios de transformadores. A revisão da literatura técnica é utilizada para definir a topologia da carga eletrônica ativa a ser utilizada com base nos objetos de estudo do transformador sob teste. O funcionamento do sistema também é detalhado, descrevendo a função exercida por cada componente do sistema. Em seguida, os componentes do protótipo experimental construído são mostrados e seus parâmetros apresentados. Por fim, são selecionadas e explicadas as estratégias dos sistemas de controle necessárias para o funcionamento correto da carga eletrônica.

### 2.1 Estado da Arte

Nessa seção é apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre SEC e sua utilização em ensaios de transformadores. Há vários outros tópicos relevantes discutidos nesta tese, porém a revisão da literatura técnica destes está presente ao longo do texto, de maneira a apresentar as principais contribuições científicas das diversas áreas que servem como base para o trabalho.

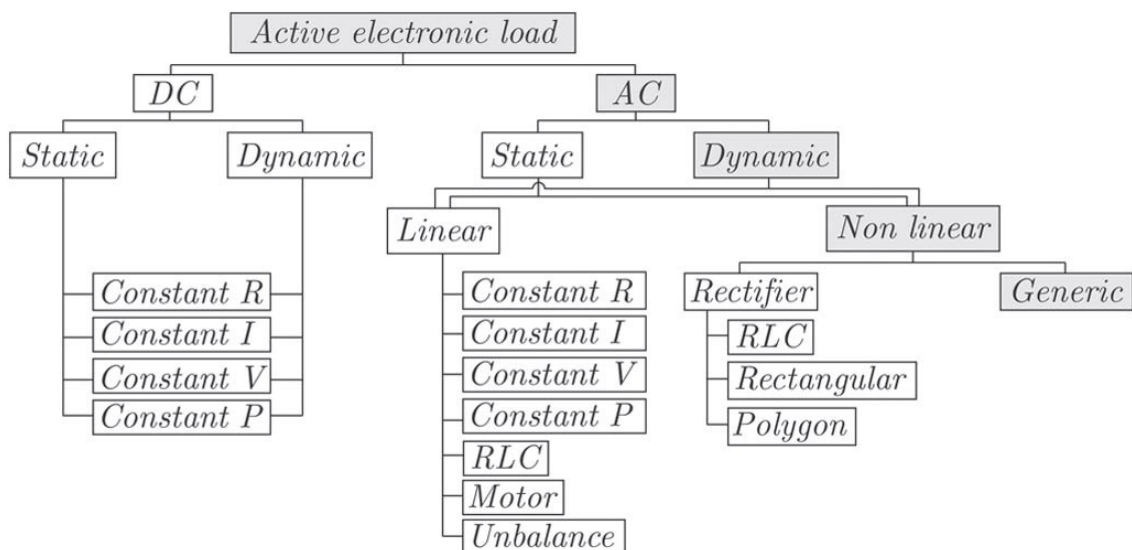
#### 2.1.1 Simuladores eletrônicos de cargas

Os simuladores de eletrônicos de cargas são dispositivos que emulam as características operacionais de vários perfis de carregamento, respeitando determinadas condições de contorno. Na literatura, estes dispositivos aparecem com nomenclatura variada, como: *active electronic*

*load, power recycler, regenerative load*, entre outros (HEERDT et al., 2014).

Esta grande diversidade de nomenclaturas, muito em parte, vem do fato dos simuladores eletrônicos de cargas possuírem uma grande faixa de aplicações e variações. Em Heerdt et al. (2014) é feita uma classificação destes dispositivos, conforme é apresentado na figura 2.1. Pode-se ver que os SECs podem ser c.c. ou c.a. e emular características estáticas e/ou dinâmicas das cargas. Além disso, nos simuladores c.a. pode-se emular equipamentos específicos como motores elétricos, cargas não-lineares convencionais como retificadores ou ainda apenas uma carga genérica sem pré-definição. Essa variedade de topologias abriu um grande espaço para o estudo destes simuladores.

Figura 2.1: Classificação de simuladores eletrônicos de cargas



Fonte: Heerdt et al. (2014)

Em Hsieh e Li (1993), um simulador de cargas lineares foi proposto para testes em circuitos c.a. Porém, a topologia apresentada não possuía nenhum mecanismo de regeneração de energia, fazendo o equipamento proposto ineficiente do ponto de vista energético, visto que toda energia era dissipada pelo mesmo.

Nos trabalhos apresentados em Lin et al. (1995) e Ayres e Barbi (1996) este problema é solucionado. As estruturas propostas permitem que haja recuperação de energia, melhorando o aproveitamento energético durante os ensaios. Nos trabalhos apresentados em Heerdt et al. (2014), Geng et al. (2017) e Mengatto, Zimman e Heerdt (2015) há controle do conteúdo não linear de corrente.

Os simuladores eletrônicos de cargas possuem grande versatilidade e, por isso, são utilizados para realizarem testes em vários tipos de equipamentos, como UPS (HUANG; PAI, 2002),

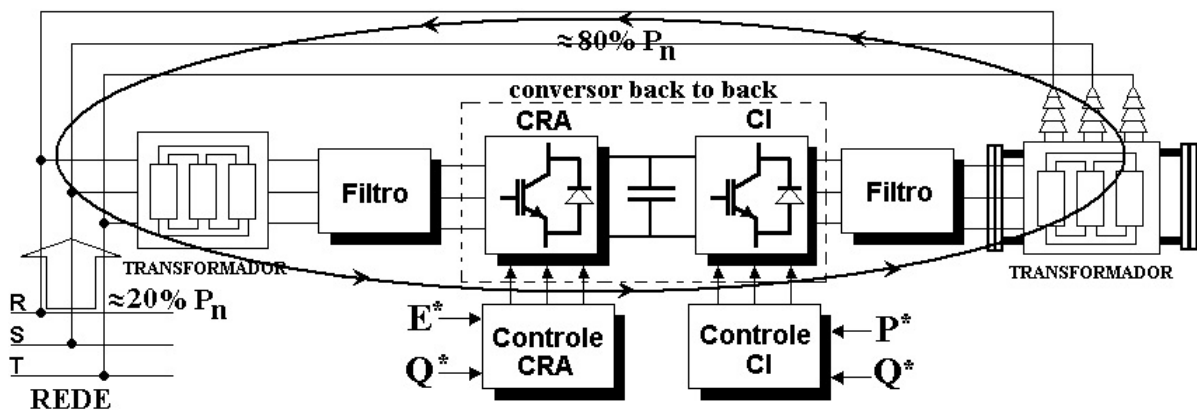
reatores eletrônicos (CHEN; CHUNG, 2011), inversores (ZHAO et al., 2017) e painéis solares (FREITAS et al., 2017). Apesar de não serem o foco do trabalho, há também os simuladores de cargas eletro-mecânicas (YADONG et al., 2017) e eletro-hidráulicas (CHENGHU; HONG-GUANG; DAKE, 2015).

Algumas pesquisas mais recentes na área dos SEC's têm-se focado na utilização de conversores multiníveis, como os trabalhos realizados em Mengatto, Zimman e Heerdt (2015) e Geng et al. (2018). Nestes trabalhos são destacados os ganhos de desempenho dinâmico ao se utilizar a estrutura multinível e, portanto, uma melhora na síntese de componentes harmônicos.

### 2.1.2 Simulador de cargas em testes de transformadores

Sobre a utilização de simuladores de cargas eletrônicas para testes em transformadores, em Sousa (2011) é proposta uma metodologia de ensaio com capacidade regenerativa, conforme apresentado na figura 2.2. Este sistema é capaz de realizar ensaios de longa duração em transformadores de potência com controle de carregamento (nível e fator de potência).

Figura 2.2: Bancada de ensaios de transformadores com capacidade regenerativa



Fonte: Sousa (2011)

No trabalho realizado em Sousa (2011) uma série de testes de longa duração foram realizados. Os primeiros testes foram feitos em transformadores especiais (modelos reduzidos de transformadores de transmissão), submetidos a ensaios de carga variável e fixa. Estes transformadores eram aparelhados com sensores de temperatura PT100, possibilitando a coleta de dados sobre sua dinâmica térmica. Os resultados destes ensaios foram utilizados em Souza (2011) e Toledo (2011) para desenvolvimento de uma metodologia de avaliação de impactos de carregamentos lineares e não-lineares na vida útil do transformador.



Ainda em Sousa (2011), vários testes foram realizados em transformadores de distribuição, trifásicos e monofásicos, com características diversificadas de potência, nível de tensão e fabricantes. Os ensaios de carga variada permitiram determinar uma ampla faixa de informações sobre estes equipamentos, como as perdas e a eficiência para diferentes níveis de carregamento. Neste sistema, quando operando com carregamento nominal e fator de potência unitário, era possível recuperar cerca de 85% da energia do teste, validando a metodologia proposta.

Ainda utilizando a mesma topologia da figura 2.2, em Rezende (2013) uma melhoria na estratégia de controle foi implementada, permitindo a realização de ensaios de transformadores sob conteúdo harmônico de corrente de baixa frequência. Porém, os testes realizados não foram em potência plena, visto que o objetivo do trabalho era mostrar a possibilidade do teste com carregamento não-linear.

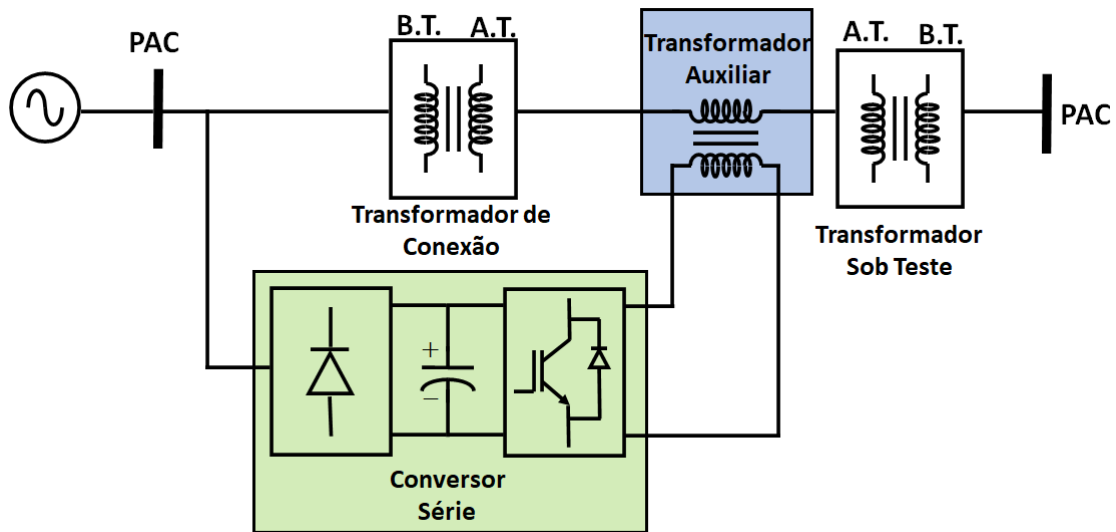
Por fim, Galvão e Simonetti (2019) propõem uma bancada para realização de testes em transformadores controlando o fluxo de potência do ensaio a partir da diferença de tensão entre o ponto de acoplamento comum (PAC) e o secundário do transformador sob teste, através da conexão em série das bobinas do secundário de um transformador auxiliar, conforme apresentado na figura 2.3. A tensão no primário do transformador auxiliar é controlada pelo conversor série de acordo com a potência de teste desejada. A grande vantagem dessa estrutura de ensaios é o fato dos conversores estáticos e transformador auxiliar possuírem apenas uma parcela da potência do teste. Como desvantagem, a conexão com a rede elétrica não permite o controle da tensão de teste (nível e frequência). Além disso, o controle de componentes harmônicas de corrente é realizado de forma indireta, pela imposição de componentes harmônicas de tensão, prejudicando a THD no PAC.

A metodologia proposta neste trabalho é uma continuação direta dos trabalhos de Sousa (2011) e Rezende (2013). Neste trabalho, é proposta uma modificação na estrutura do sistema de ensaios de transformadores, incorporando capacidade de controle de tensão do teste e ampliando a gama de ensaios que o sistema pode realizar.

## 2.2 Características do Sistema de Testes

O sistema proposto é um simulador eletrônico de cargas e como já discutido na seção 2.1.1, os SEC's são equipamentos que conseguem emular uma variedade de tipos de cargas e comportamentos elétricos. Este trabalho visa projetar e construir um SEC que possua as seguintes propriedades:

Figura 2.3: Bancada de Ensaio de Transformadores com Capacidade Regenerativa



Fonte: Adaptado de Galvão e Simonetti (2019)

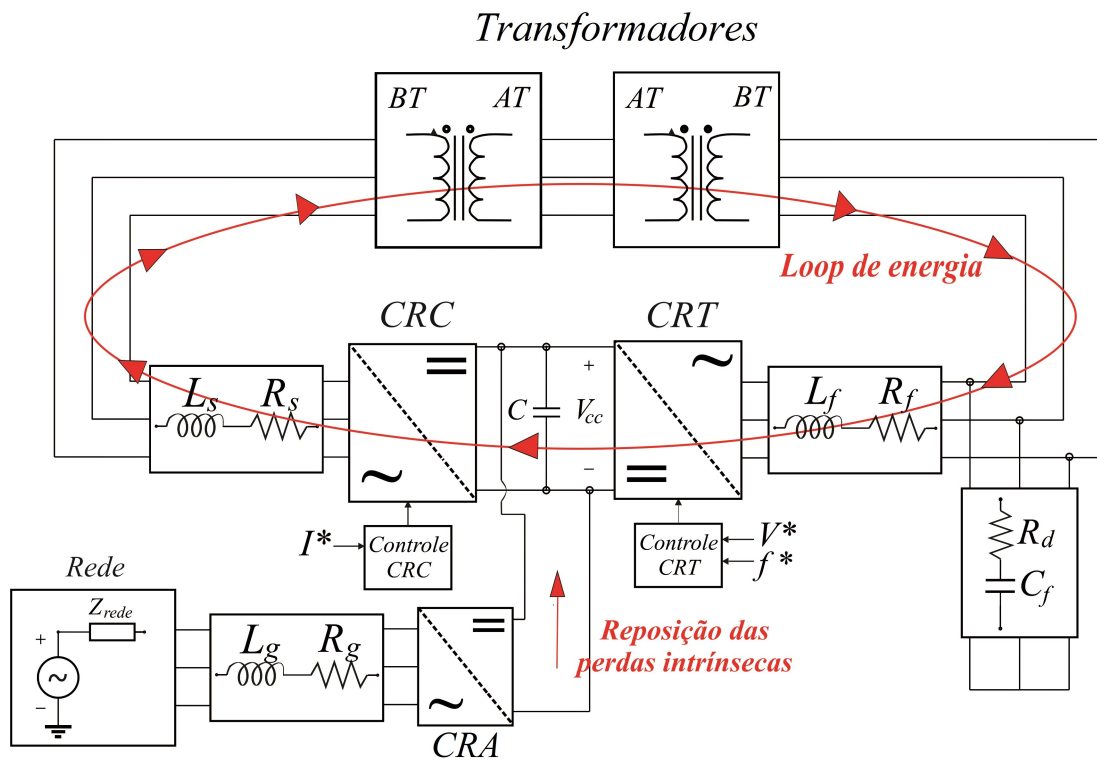
- Controle da tensão de teste, tanto amplitude quanto frequência,
- Controle de nível de carregamento e fator de potência na frequência fundamental,
- Controle de conteúdo não-linear de corrente e tensão,
- Reaproveitamento da energia do teste.

## 2.3 Topologia e Princípio de Funcionamento

A topologia do sistema proposto é apresentada na figura 2.4. A bancada de testes proposta, diferentemente de outros SEC's com capacidade regenerativa que utilizam-se de conversores B2B, possui três conversores estáticos de potência. A utilização de um terceiro conversor tem como objetivo desacoplar o sistema da rede elétrica, possibilitando assim, o controle total da tensão no equipamento sob teste. Além dos conversores, há os filtros de saída para cada conversor, a fim de mitigar os harmônicos produzidos pela ação de chaveamento. E por fim, é claro, tem-se o transformador sob teste que influenciará diretamente no perfil do ensaio a ser realizado e, como será discutido posteriormente, influencia nos cálculos dos controladores. Há a possibilidade de ensaiar dois transformadores simultaneamente, conectando seus lados de baixa tensão a um dos conversores responsáveis pelo teste e interconectando seus enrolamentos do lado de alta tensão, conforme apresentado na figura 2.4. Esse tipo de conexão com dois transformadores

também é necessária caso a tensão do lado de alta do transformador ensaiado seja muito elevada e incompatível com os conversores do sistema. A configuração com os dois transformadores idênticos permite isolar a bancada de testes e realizar os ensaios de forma segura e em ambiente controlado.

Figura 2.4: Bancada de ensaios de equipamentos com capacidade regenerativa



Fonte: Próprio Autor

Cada conversor possui sua função muito bem definida. Para realização do teste, são utilizados o conversor regulador de tensão (CRT) e o conversor regulador de corrente (CRC), responsáveis pelo controle das variáveis do ensaio. O conversor retificador ativo (CRA) é o único conectado à rede elétrica e sua função é manter a tensão do barramento c.c. controlada. Como todos os conversores compartilham o mesmo barramento c.c., o CRA garante que sempre haja energia para realização dos testes.

Assim, a sequência para realização do teste é, em primeiro lugar, a energização e operação do CRA, visto que este garante energia para os outros conversores funcionarem. Com garantia de tensão no barramento c.c., o segundo passo é o funcionamento do CRT energizando o equipamento sob teste e os filtros de saída de cada conversor. Como a imposição de tensão é controlada (tanto em amplitude quanto em frequência) ela pode ser feita lentamente a fim de

evitar qualquer dano devido à correntes de *in-rush* dos componentes magnéticos do circuito. É importante ressaltar que o controle da tensão imposta é realizado controlando-se a tensão do capacitor do filtro de saída do CRT, que se encontra em derivação ao equipamento sob teste. Assim, a configuração mínima para o filtro de saída do CRT, necessariamente, é uma configuração LC.

Imposto o perfil de tensão requerido ao teste, o último conversor a funcionar é o CRC. Este impõe corrente ao equipamento sob teste e, conseqüentemente, potência. A energia é drenada do barramento c.c., passa pelo equipamento até chegar no ponto de derivação entre o CRT e o capacitor do filtro LC. Caso a corrente fluísse pelo capacitor do filtro, sua tensão se modificaria e conseqüentemente a tensão do teste. O controle do CRT detecta essa mudança e força a corrente do ensaio a fluir por seus terminais a fim de manter a tensão do teste controlada. Ao fazer isso, a energia que tinha sido utilizada no teste será injetada novamente no barramento c.c., formando-se assim um *loop* de energia.

A energia extraída pelo CRC para realizar o teste é reaproveitada pelo CRT, cabendo ao CRA repor as perdas intrínsecas do sistema, causadas principalmente pelo efeito Joule e comutação das chaves semicondutoras, através do controle da tensão no barramento c.c. O funcionamento dos conversores, conforme descrito, concede ao sistema apresentado a capacidade de regeneração de energia além do controle completo sobre as variáveis de teste (corrente, tensão e frequência).

### 2.3.1 Filtros de potência

A comutação das chaves semicondutoras dos conversores estáticos produz harmônicos de ordem elevada, geralmente centrados na frequência de chaveamento e suas múltiplas inteiras. Dessa forma, faz-se necessário um filtro no lado c.a. de cada um dos conversores. O filtro pode ser apenas indutivo ou ter uma configuração mais complexa. Na bancada de ensaios proposta há dois filtros L e um filtro LC. Na saída dos conversores CRC e CRT foram utilizados os filtros projetados em Sousa (2011), visto que possuem alta capacidade de corrente. Estes filtros foram projetados utilizando a metodologia clássica de projeto de filtro para conversores conectados à rede (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001), (BLAABJERG et al., 2003) e (TEODORESCU et al., 2003). Sobre as escolhas de projeto e os testes que estes foram submetidos, mais informações são encontradas em Matos et al. (2010). A figura 2.5 mostra a fotografia de um dos filtros LC construídos.

Figura 2.5: Fotografia de um dos filtros LC construídos



Fonte: Próprio Autor

Os filtros do CRA possuem menor capacidade de corrente, visto que este conversor trabalha apenas com uma parcela da corrente do teste. A figura 2.6 mostra uma fotografia do filtro utilizado neste trabalho.

A Tabela 2.1 apresenta os valores nominais dos componentes do filtro de saída. Estes são importantes para o cálculo dos controladores de corrente e tensão.

Tabela 2.1: Componentes dos filtros de saída

<b>Valores dos componentes dos filtros de saída</b>			
	<b>CRA</b>	<b>CRT</b>	<b>CRC</b>
<b>Indutância</b>	2,0 mH	1,0 mH	1,0 mH
<b>Resistência</b>	0,15 $\Omega$	0,01 $\Omega$	0,01 $\Omega$
<b>Capacitância</b>	NC	NC	80 $\mu$ F

### 2.3.2 Conversores estáticos

Os conversores do teste, CRT e CRC, possuem 2 níveis e 3 braços cada, com chaves semicondutoras à IGBTs da Semikron e em configuração B2B, conforme apresentado na figura

Figura 2.6: Fotografia do Filtro L do CRA



Fonte: Próprio Autor

2.7a. Algumas das características básicas, fornecidas pelo fabricante para uma frequência de chaveamento de 9 kHz, são apresentadas na Tabela 2.2. O terceiro conversor é responsável pela reposição de perdas e, portanto, possui apenas uma fração da potência do conversor B2B, responsável pelo controle do teste. A figura 2.7b mostra o conversor utilizado, também comercializado pela Semikron, e a Tabela 2.3 apresenta algumas de suas características.

Tabela 2.2: Características do conversor B2B

Variáveis do Conversor	
Tensão de Entrada (RMS)	480 V
Corrente c.a. de saída (RMS)	42 A
Tensão Nominal do barramento c.c.	1100 V
Potência Nominal	35 kW
Chave estática	SEMiX653GB176HDs
Max. capacidade de bloqueio de tensão	1700 V

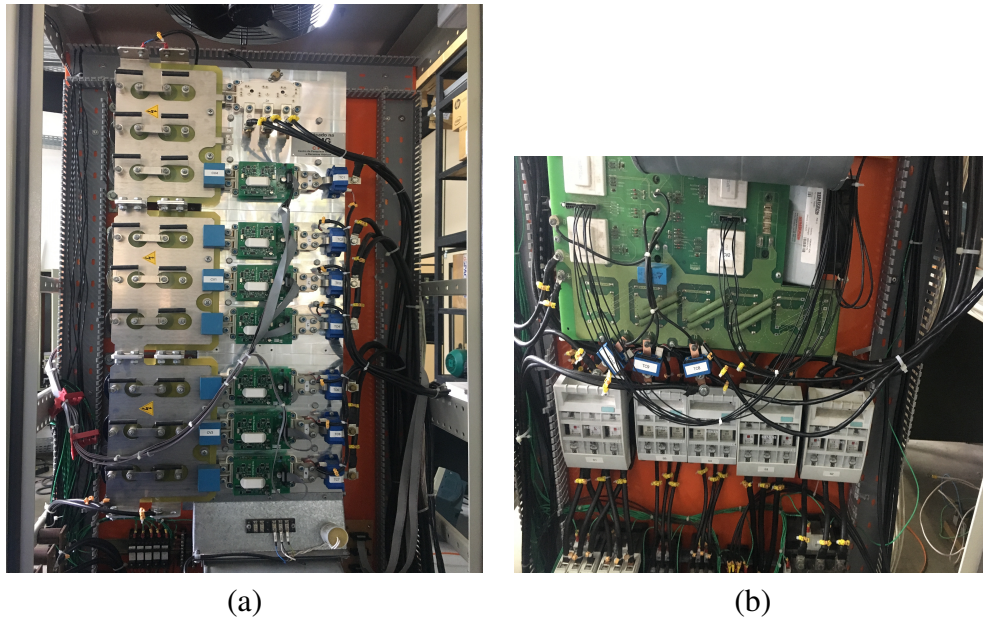
Como pode ser visto nas Tabelas 2.2 e 2.3 os conversores não possuem a mesma capacidade de tensão no barramento c.c. Portanto, por motivos de segurança e preservação do equipamento, há a redução da tensão do barramento c.c. do sistema como um todo para o valor nominal de tensão c.c. do CRA.



Figura 2.7: Fotografia dos conversores

(a) - Conversor B2B - CRT e CRC

(b) - Conversor - CRA



Fonte: Próprio Autor

Tabela 2.3: Características do conversor CRA

Variáveis do Conversor	
Tensão de Entrada (RMS)	220 V
Corrente c.a. de saída (RMS)	20 A
Tensão nominal do barramento c.c.	600 V
Potência nominal	7,5 kVA
Chave estática	SKHI 22A
Max. capacidade de bloqueio do tensão	1200 V

### 2.3.3 Sistemas de medição e controle

Para realizar o controle do sistema conforme descrito no início deste capítulo, diversas variáveis devem ser medidas. Ao todo, o sistema deve possuir um mínimo de 19 (dezenove) medições, sendo elas:

- 9 medições de corrente c.a. (três fases para cada conversor);
- 9 medições de tensão c.a. (três fases para cada conversor);
- 1 medição de tensão c.c.

As potências ativa, reativa e aparente são calculadas a partir das medições de tensão e cor-

rente. Todas as medições são realizadas através de sensores de efeito Hall, sendo o sensor HAS-50S (LEM, 2020a) para medições de corrente e o sensor LV 25-600/SP2 (LEM, 2020b) para as medições de tensão.

O controle dos conversores foi dividido entre uma controladora dSPACE (DS1104) que controla o CRC e o CRT e uma DSP (TMS320F28335) que controla o CRA. Os conversores do sistema de testes operam a uma frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ ) de 9000 Hz. As chaves semicondutoras são operadas utilizando a técnica de modulação senoidal por largura de pulso (SPWM, do inglês *sinusoidal pulse width modulation*). A figura 2.8 apresenta uma vista frontal do painel onde foi montado o simulador eletrônico. Nela pode se ver, claramente, cada componente de medição e controle que fora apresentado.

Figura 2.8: Fotografia da parte frontal do painel do sistema



Fonte: Próprio Autor



### 2.3.4 Equipamento sob teste

Como mencionado anteriormente os SEC's possuem capacidade de testar equipamentos de variadas naturezas. Neste trabalho, o equipamento a ser testado é o transformador de potência. São utilizados dois transformadores semelhantes para adequação do nível de tensão do equipamento com os conversores. A figura 2.9 mostra o equipamento que será utilizado e na Tabela 2.4 são apresentadas as características dos transformadores utilizados.

Figura 2.9: Equipamento sob teste - Transformador de potência



Fonte: Próprio Autor

Tabela 2.4: Parâmetros dos transformadores

<b>Grandezas elétricas dos transformadores</b>		
	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Potência Nominal	50	kVA
Tensão Nominal do Lado de Alta	480	V
Corrente Nominal do Lado de Alta	60	A
Tensão Nominal do Lado de Baixa	220	V
Corrente Nominal do Lado de Baixa	131	A
Indutância Série Total - Lado de Alta	0,541	mH
Resistência Série Total - Lado de Alta	0,09	$\Omega$

Conforme mostrado na figura 2.4, são utilizados dois transformadores, visto que, dependendo do nível de tensão do equipamento, pode-se interconectar seus lados de alta tensão e realizar o ensaio controlando a alimentação dos lados de baixa tensão. Apesar de não ser o caso dos equipamentos utilizados no protótipo experimental, essa característica é muito desejada para realizar ensaios em transformadores de distribuição que possuem tensões elevadas (p.ex. 13,8 kV e 34,5 kV).

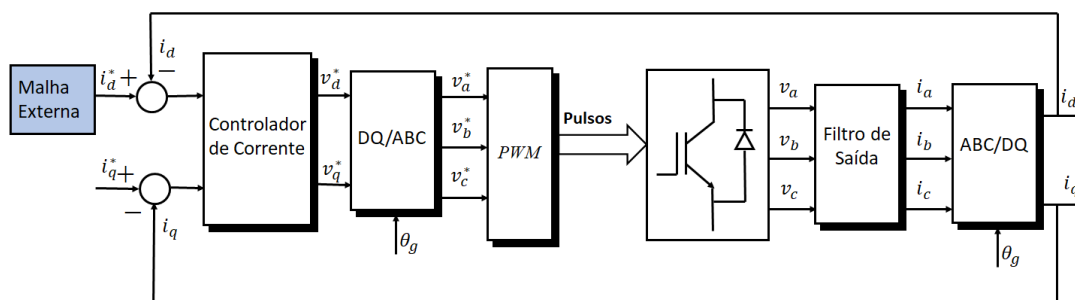
## 2.4 Estrutura e Estratégias de Controle da Bancada

Nesta seção são apresentadas as estratégias de controle utilizadas no sistema de ensaio proposto. As estruturas selecionadas são divididas entre: sistema de controle do CRA e dos conversores CRT e CRC, devido às diferenças de funcionalidade e conexão destes.

### 2.4.1 Estrutura de controle do CRA

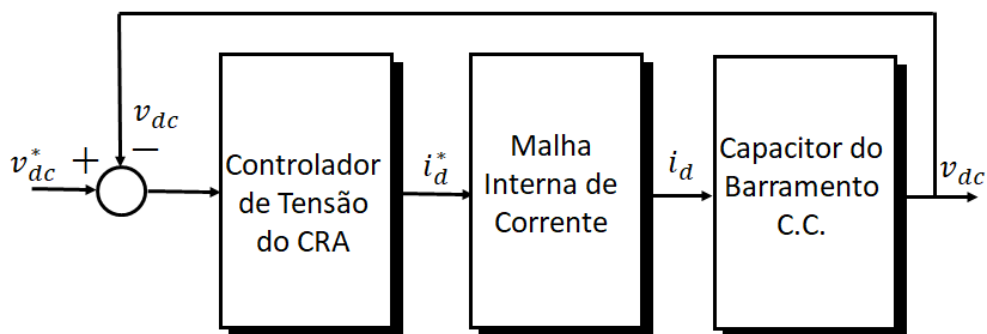
O controle do CRA é realizado utilizando uma estrutura em cascata com malha interna de corrente e malha externa de tensão conforme mostrado nas figuras 2.10 e 2.11, respectivamente. Como pode ser visto, a estrutura de controle encontra-se no referencial síncrono (SRF) e, portanto, os controladores de corrente e tensão selecionados são do tipo PI. Essa estrutura é robusta e de fácil implementação e consegue garantir erro nulo em estado estacionário para entradas contínuas.

Figura 2.10: Estratégia de controle - Malha interna de corrente do CRA



Fonte: Próprio Autor

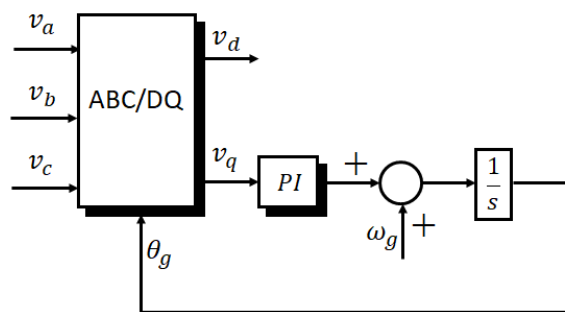
Figura 2.11: Estratégia de controle - Malha externa de tensão do barramento c.c. do CRA



Fonte: Próprio Autor

Esta estrutura de controle de conversores é encontrada em várias aplicações como: FACTS (ENSLIN; ZHAO; SPEE, 1996), geração eólica (BUENO et al., 2008), acionamentos a velocidade variável (CARDENAS; PENA, 2004), devido à sua flexibilidade no controle do fluxo de potência. Por fim, o controle em SRF deve ser realizado em sincronismo com a rede elétrica, de maneira a desacoplar as potências ativa e reativa nos eixos coordenados “dq”. Assim, uma *phased locked loop* (PLL) deve ser utilizada para garantir o sincronismo. Vários tipos de PLL podem ser utilizados nesse sistema de acordo com a funcionalidade desejada. A SRFPLL, conforme mostrado na figura 2.12, foi proposta por Kaura e Blasko (1997) e apresenta uma estrutura de fácil implementação. Esta PLL é utilizada extensamente na literatura científica como p.ex.: (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001), (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004) e (TIMBUS et al., 2005). Apesar disso, esta estrutura apresenta baixo desempenho em redes elétricas com baixa qualidade de energia (elevada taxa de desequilíbrio e/ou distorção harmônica).

Figura 2.12: Estrutura da SRF PLL



Fonte: Próprio Autor

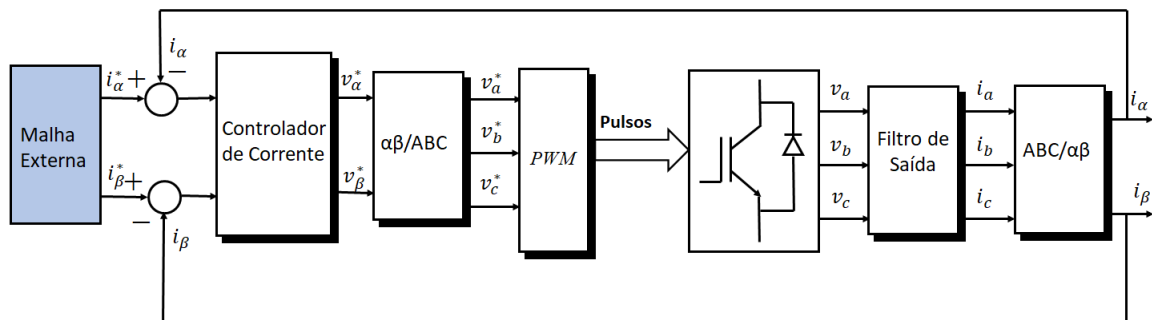
O trabalho realizado por Rodriguez et al. (2007) propõe a estrutura da DDSRFPLL, para solucionar o problema de sincronismo com a rede elétrica sobre a presença de faltas e desequilíbrio de tensão. Essa nova estrutura propõe que seja utilizado para orientação do conversor apenas o ângulo da componente de sequência positiva. Utilizando-se as medições de tensão, o sistema propõe uma célula desacopladora que elimina as componentes de tensão que não são de sequência positiva. Esta estrutura realiza a transformação de Park para vários SRF de forma a separar e subtrair os efeitos de componentes de sequência negativa e harmônicas das componentes de sequência positiva. Isso garante a performance da orientação mesmo em condições graves como a de faltas no sistema de energia. Dada essa característica vários trabalhos científicos optam pela sua robustez como: (ZHONG et al., 2014), (CESPEDES; SUN, 2014) e (MENDES et al., 2015).

A estrutura de desacoplamento de sequências da DDSRF-PLL é muito custosa computacionalmente e, portanto, apesar de performance superior, não será utilizada neste trabalho. O motivo disso é que o CRA consegue atuar para os casos de desequilíbrios e distorções harmônicas típicas do sistema de energia e não há obrigação de performance com o sistema em falta. Portanto, a estrutura de sincronismo utilizada é a SRFPLL, conforme mostrada na figura 2.12.

### 2.4.2 Estrutura de controle do CRC e CRT

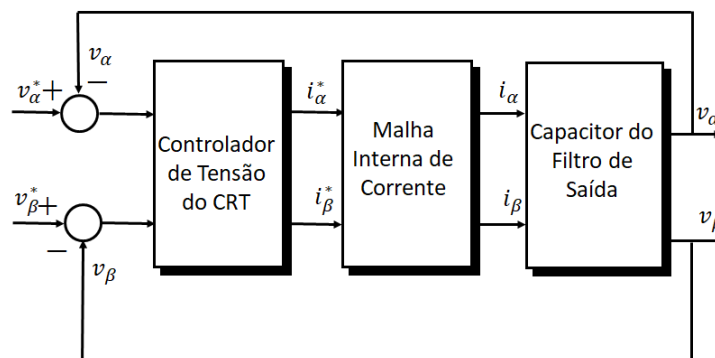
O CRT e o CRC possuem malhas de controle de corrente que são implementadas em referencial estacionário, como mostrado na figura 2.13. O CRT possui também uma malha externa de tensão, como mostrado na figura 2.14. Além disso, para o CRC e CRT, são utilizados controladores do tipo proporcional-ressonante (PR), visto a necessidade do controle de componentes harmônicas, ou seja, referências com característica alternada.

Figura 2.13: Estratégia de controle - Malha de corrente do CRC e CRT



Fonte: Próprio Autor

Figura 2.14: Estratégia de controle - Malha externa do CRT



Fonte: Próprio Autor

Pelas figuras 2.13 e 2.14 vê-se que, diferentemente do CRA, os conversores de testes pos-

suem suas estruturas de controle no referencial estacionário. Apesar disso, muitos estudos utilizam uma combinação entre as estruturas PI e PR, visto que, em SRF, é necessário apenas um controlador PR de ordem  $6K$  (para  $k \in \mathbb{N}$  e  $k = 1, 2, \dots$ ) de forma a sintetizar os harmônicos característicos de ordem  $h = 6 \pm k$ . No referencial estacionário é necessário um controlador para cada frequência harmônica, mas com a capacidade de cada PR controlar simultaneamente sequência positiva e negativa das grandezas de teste. Dessa forma, é possível impor ao transformador situações de desequilíbrio tanto em frequência fundamental como nas componentes harmônicas.

Por fim, os controladores PR têm crescido em popularidade nas aplicações de controle de conversores estáticos. Sua utilização são variadas como: geração solar (XAVIER et al., 2019) e (CUPERTINO; PEREIRA; MENDES, 2017), geração eólica (CARDENAS et al., 2013), (GENG; LIU; YANG, 2013) e (MENDES et al., 2016), filtros ativos (KASHIF et al., 2017) e (FANTINO; BUSADA; SOLSONA, 2018). Na aplicação de SEC, estes controladores são utilizados para síntese de conteúdo não-linear como apresentado em Heerdt et al. (2014), Hogan et al. (2014) e Geng et al. (2017). Dada essa grande aplicabilidade e extensa literatura, o sistema de teste proposto utiliza-se de estratégias clássicas para controle de conversores estáticos empregando controladores do tipo PR.

As transformações de referencial utilizadas nas estratégias de controle encontram-se no Apêndice A dessa tese.

## 2.5 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, a bancada de testes regenerativa foi apresentada. Uma breve revisão da literatura técnica foi realizada para formar as bases científicas da implementação de simuladores de cargas eletrônicos para testes de transformadores de potência. Com base nesse estudo, as características desejadas para os ensaios são selecionadas e uma topologia de SEC, com capacidade de executar os testes, foi proposta. O princípio de funcionamento do sistema proposto foi descrito, assim como, seus principais componentes de forma a apresentar o protótipo experimental construído. Por fim, as estratégias de controle são selecionadas de acordo com sua função no sistema e são apresentadas as estruturas auxiliares utilizadas na implementação dessas estratégias (transformadas de referencial e PLL).

A bancada de testes está instalada no Laboratório de Conversão e Controle da Energia encontrado no Centro de Pesquisas Hidráulicas e Recursos Hídricos da UFMG.

## Capítulo 3

# Avaliação do Simulador de Cargas Eletrônico Proposto

Apresentado o sistema de testes e seus principais componentes faz-se necessário agora avaliar seu comportamento e desempenho durante a execução dos ensaios. Este capítulo, estando dividido em três partes, apresenta a avaliação de performance do simulador de cargas para testes em transformadores através das análises dos resultados obtidos das simulações computacionais realizadas e do protótipo de 50 kVA construído.

Primeiro é apresentado o desenvolvimento do projeto dos sistemas de controle dos conversores, considerando a modelagem matemática do sistema, simplificação de modelos e critérios de margem de estabilidade. Posteriormente, é feita a avaliação dinâmica e estática dos sistemas de controle projetados por simulações realizadas no software MATLAB/Simulink e avaliação dos critérios de projeto. Caso seja necessário, repete-se a etapa de projeto dos controladores considerando critérios diferentes de margens. Por fim, garantida a estabilidade e desempenho na simulação computacional, os controladores são implementados no protótipo para análise dos resultados experimentais e validação do sistema de testes proposto.

### 3.1 Projeto dos Controladores

O projeto de todos os controladores são baseados nos modelos matemáticos do filtro de saída e do conjunto conversor de potência/PWM. Devido à diferença no tipo de conexão e dos controladores empregados, os projetos dos sistemas de controle são divididos em duas partes: projeto do CRA e projeto dos conversores responsáveis pelo teste (CRC e CRT).

### 3.1.1 Projeto do sistema de controle do CRA

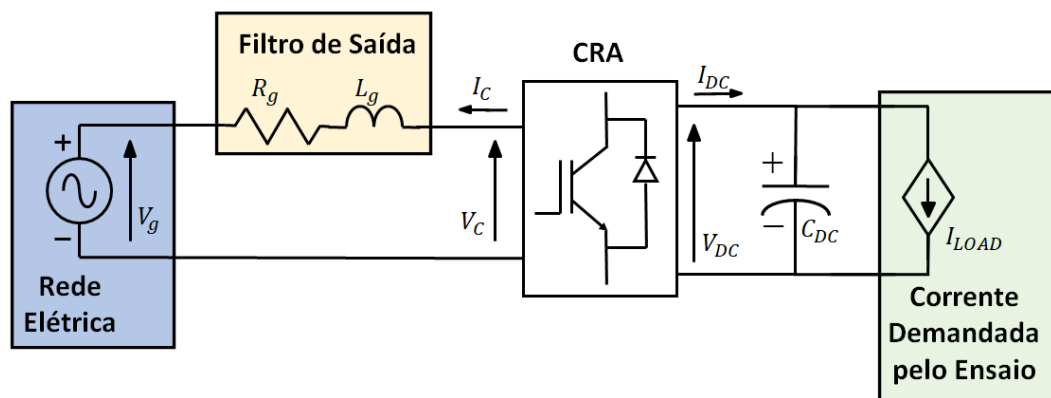
O CRA é responsável por manter o barramento c.c. carregado, suprindo as perdas do sistema, para que sempre haja energia disponível para realização dos testes. Para isso, este é conectado à rede elétrica, conforme mostrado na figura 3.1. Como pode ser observado, o CRA possui duas dinâmicas que devem ser relacionadas: a dinâmica do lado c.a. que representa o controle da malha interna de corrente e a dinâmica do lado c.c. representando o controle de tensão de seu barramento. No lado c.a. a dinâmica de corrente é dada por (3.1).

$$V_{c_{abc}} = R_g I_{c_{abc}} + L_g \frac{dI_{c_{abc}}}{dt} + V_{g_{abc}} \quad (3.1)$$

Onde:

- $R_g$  - é a soma das resistências do filtro e transformador do PAC por fase;
- $L_g$  - é a soma das indutâncias do filtro e transformador do PAC por fase;
- $V_{g_{abc}}$  - são as tensões trifásicas da rede elétrica;
- $V_{c_{abc}}$  - são as tensões trifásicas sintetizadas pelo conversor;
- $I_{c_{abc}}$  - são as correntes trifásicas que fluem pelo CRA.

Figura 3.1: Ligação do CRA e a rede elétrica



Fonte: Próprio Autor

Aplicando a transformada de Park (A.5) em (3.1), obtém-se o modelo matemático do sistema em SRF como mostrado na equação (3.2):

$$V_{c_{dq}} = R_g I_{c_{dq}} + L_g \frac{dI_{c_{dq}}}{dt} + j\omega L_g I_{c_{dq}} + V_{g_{dq}} \quad (3.2)$$

No lado c.c., a equação dinâmica que descreve o comportamento da tensão do barramento é:

$$I_{dc} - I_{LOAD} = C_{dc} \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (3.3)$$

Onde:

- $C_{dc}$  - é a capacitância total do barramento c.c.
- $V_{DC}$  - é a tensão do barramento c.c.
- $I_{dc}$  - é a corrente do barramento c.c.
- $I_{LOAD}$  - é o distúrbio provocado pela ação do CRC e CRT.

As equações (3.4) e (3.5) apresentam as funções de transferência  $G_{p_{cra}}(s)$  e  $G_{V_{DC}}(s)$  obtidas, respectivamente, pela aplicação da transformada de Laplace em (3.2) e (3.3). Os termos de acoplamento das correntes ( $j\omega L_g I_{c_{dq}}$ ) e tensão da rede elétrica ( $V_{g_{dq}}$ ) são compensados por ações do tipo *feedforward*, enquanto a corrente  $I_{LOAD}$  é considerada um distúrbio desconhecido. Estes modelos matemáticos no domínio da frequência, apresentados em (3.4) e (3.5), são utilizados no projeto dos controladores do CRA.

$$\frac{I_c(s)}{V_c(s)} = G_{p_{cra}}(s) = \frac{1}{sL_g + R_g} \quad (3.4)$$

$$G_{V_{DC}}(s) = \frac{1}{sC_{dc}} \quad (3.5)$$

Para terminar o equacionamento do CRA, deve-se encontrar a relação entre as correntes c.a. e a corrente c.c. do conversor, dada a estrutura em cascata do sistema de controle. Esta relação é obtida através da comparação entre o fluxo de potência ativa entre o lado c.a. e o lado c.c., conforme apresentado em (3.6) e (3.7).

$$P_{ca} = \frac{3}{2} (V_{cd} I_{cd} + V_{cq} I_{cq}) \quad (3.6)$$

$$P_{cc} = V_{dc} I_{dc} \quad (3.7)$$



Dado o funcionamento da PLL e desprezando as perdas do conversor, as expressões em (3.6) e (3.7) podem ser igualadas e a relação entre as correntes do lado c.c. e c.a do conversor podem ser relacionadas conforme (3.8).

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \frac{V_{cd}}{V_{dc}} I_{ca} \quad (3.8)$$

Percebe-se por (3.8) que a relação entre as correntes é dependente da razão entre a tensão c.a. e a tensão do barramento c.c., ou seja, o controle da tensão c.c. é não-linear. Porém, definindo-se o ponto de operação para o conversor, pode-se fazer uma linearização em torno deste ponto e admitir que, em torno dele, o controle será linear. Dessa forma, é utilizada a relação entre correntes do conversor conforme apresentada em (3.9), onde a barra superior de  $\overline{V_{cd}}$  e  $\overline{V_{dc}}$  representam os seus valores médios de operação e não a grandeza real do sistema.

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \frac{\overline{V_{cd}}}{\overline{V_{dc}}} I_{ca} \quad (3.9)$$

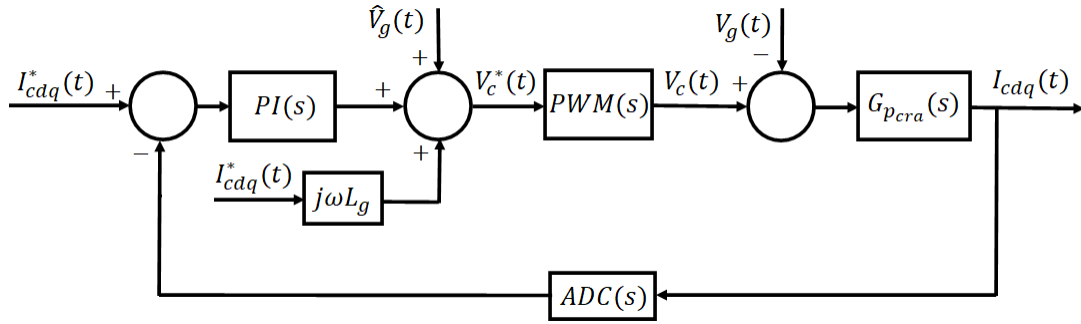
Assim, as seguintes considerações são realizadas para a estrutura do controle de tensão do barramento c.c.:

- As perdas do conversor são desconsideradas no projeto do sistema de controle porém, como normalmente possuem valores baixos, não há prejuízo à operação, já que o controlador corrigirá os erros.
- A tensão da rede é próxima ao seu valor nominal e os distúrbios em torno deste ponto não são suficientes para interromper o sincronismo com a rede elétrica (o termo  $V_{cq}$  é sempre muito próximo de zero, menor que 2% da tensão nominal).
- A dinâmica da PLL não interfere na dinâmica do controle de tensão do barramento c.c.
- Não há alteração no ponto de operação do conversor e distúrbios provocados pelo teste são suficientemente pequenos e/ou lentos de forma que a alteração na tensão do barramento seja menor que 3%.

Com o equacionamento do conversor realizado, o próximo passo é calcular os ganhos dos controladores das malhas de corrente e tensão. Estes, são calculados no domínio do tempo contínuo e avaliados no domínio do tempo discreto, visto sua implementação digital. Essa forma de ajuste é escolhida por ser a mais simples e, dada a função do CRA na bancada de testes,

os requisitos dinâmicos são menores que os utilizados nos conversores de testes que devem sintetizar componentes harmônicas. Realizada essa consideração, os controladores de correntes são os primeiros a serem ajustados visto que pertencem à malha mais interna da estrutura de controle do conversor. O diagrama desta malha é apresentado na figura 3.2.

Figura 3.2: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente



Fonte: Próprio Autor

Neste diagrama são apresentadas as ações *feedforward* além das funções de transferência da planta, do controlador PI, do atraso da ação da modulação PWM e do conversor analógico digital (ADC) utilizado, conforme: (3.4), (3.10), (3.11) e (3.12), respectivamente.

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.10)$$

$$PWM(s) = \frac{1}{\frac{T_{pwm}}{2}s + 1} \quad (3.11)$$

$$ADC(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s} \quad (3.12)$$

Onde,  $T_{pwm}$  é o período de chaveamento do PWM e  $T_s$  é o tempo de amostragem do ADC. Para o cálculo dos valores dos ganhos do controlador PI, as dinâmicas do PWM e ADC são desconsideradas. Isso se deve ao fato de que a frequência da resposta desses componentes é consideravelmente mais rápida que a resposta da malha fechada de corrente. Dessa forma, a função de transferência em malha aberta da dinâmica de corrente é apresentada em (3.13).

$$G_{MA_{cc}}(s) = \frac{K_{pc}}{sL_g} \frac{s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}}}{s + \frac{R_g}{L_g}} \quad (3.13)$$

Percebe-se por (3.13) que o polo da planta encontra-se em  $-\frac{R_g}{L_g}$ . Geralmente  $R_g$  possui valores pequenos, o que aproxima o polo para perto da origem e, conseqüentemente, compromete a resposta dinâmica do sistema. Uma forma de melhorar este cenário é forçar o zero do controlador cancelar o polo dominante da planta (BUSO; MATTAVELLI, 2015) e (BRIZ; DEGNER; LORENZ, 2000). Para isto ocorrer, a razão entre os ganhos proporcional e integral deve obedecer a seguinte relação:

$$\frac{k_{ic}}{k_{pc}} = \frac{R_g}{L_g} \quad (3.14)$$

Caso (3.14) seja obedecida, a dinâmica de corrente em malha fechada será descrita por:

$$G_{MF_{cc}}(s) = \frac{\omega_{mc}}{s + \omega_{mc}} \quad (3.15)$$

Onde  $\omega_{mc}$  é a frequência de corte da malha fechada do sistema. Definindo-se o tempo de resposta da malha de corrente os ganhos, do controlador PI podem ser calculados por:

$$k_{pc} = \omega_{mc} L_g \quad (3.16)$$

$$k_{ic} = \omega_{mc} R_g \quad (3.17)$$

Como o sistema proposto possui malhas externas, as malhas de corrente precisam ser rápidas o suficiente para não interferir no funcionamento correto do controle em cascata. Assim, os valores de  $\omega_{mc}$  devem ser escolhidos pensando no trabalho em conjunto das malhas. Quanto maior este for, mais rápido será a resposta da malha, porém, mais perto do limite da estabilidade também. Outro ponto que deve ser ressaltado é que a metodologia de cálculo utilizada partiu da simplificação dos atrasos provocados pela modulação PWM e pelo ADC por estes serem mais rápidos que a resposta desejada da malha de controle de corrente. Dessa forma, a escolha de  $\omega_{mc}$  é realizada ponderando entre o compromisso de velocidade na resposta dinâmica e os limites impostos pela modulação, amostragem e estabilidade do sistema.

Para o sistema de testes, é utilizado  $T_s = T_{pwm} = 1/9000$  s e, portanto,  $\omega_{mc}$  é escolhido de forma que seja no mínimo 10 vezes menor que  $\frac{T_s}{2}$  e  $\frac{T_{pwm}}{2}$ . Para a bancada de testes,  $\omega_{mc} = 2\pi 200$  rad/s é inicialmente selecionado para a malha de corrente.

Para avaliar esta metodologia de projeto devem ser analisado as margens do sistema e seus polos em malha fechada no domínio do tempo discreto. Para realizar essa operação, a ação

PWM é considerada um atraso unitário. O modelo da planta de corrente no tempo discreto é obtida conforme (3.18). Esta função de transferência já considera a ação do ADC e, justamente por isso, utiliza a discretização conforme o método de segurador de ordem zero (ZOH), do inglês *zero order hold*. Já o controlador PI digital é implementado utilizando a técnica de integração de Euler regressivo, realizando a substituição de (3.19) em (3.10). Por fim, calcula-se as funções de transferência em malha aberta e fechada do sistema de controle de corrente, respectivamente, pelas expressões (3.20) e (3.21).

$$G_{C_{cra}}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{G_{C_{cra}}(s)}{s} \right] \Big|_{t = kT_s} \right\} \quad (3.18)$$

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (3.19)$$

$$G_{MA_{cra}}(z) = G_{PI}(z) z^{-1} G_{C_{cra}}(z) \quad (3.20)$$

$$G_{MF_{cra}}(z) = \frac{G_{MA_{cra}}(z)}{1 + G_{MA_{cra}}(z)} \quad (3.21)$$

Por (3.20) e (3.21) determina-se o diagrama de Bode de malha aberta e a localização dos polos em malha fechada, conforme apresentado nas figuras 3.3 e 3.4, respectivamente. Para o valor escolhido de  $\omega_{mc}$ , tem-se margem de fase de  $78^\circ$  e todos os polos estáveis visto que estão dentro do círculo unitário no domínio  $\mathcal{Z}$ .

Figura 3.3: Controle do CRA - Resposta em frequência de malha aberta de corrente do CRA

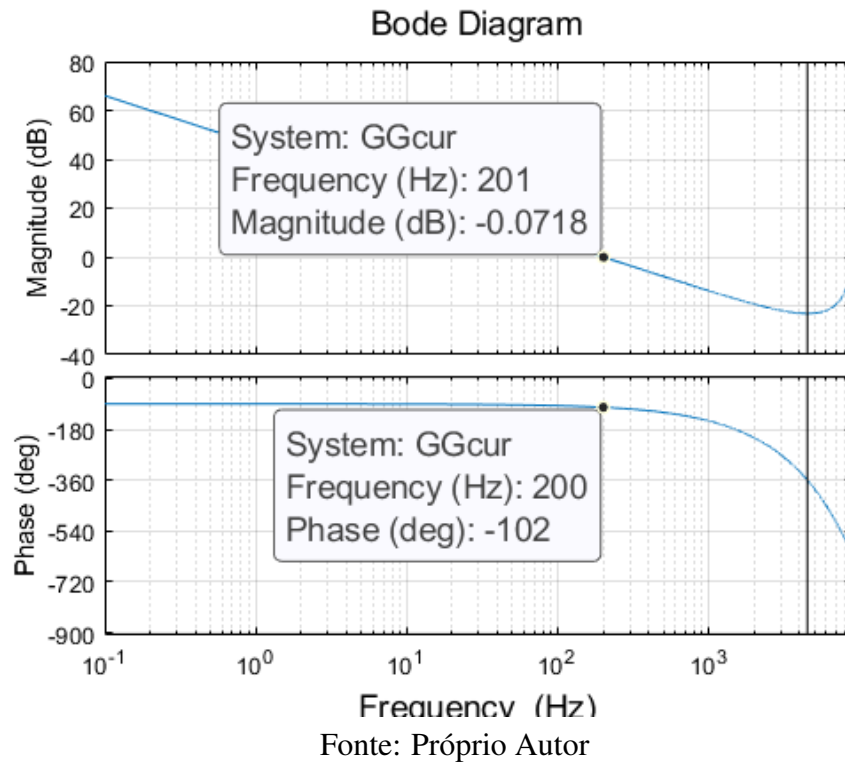
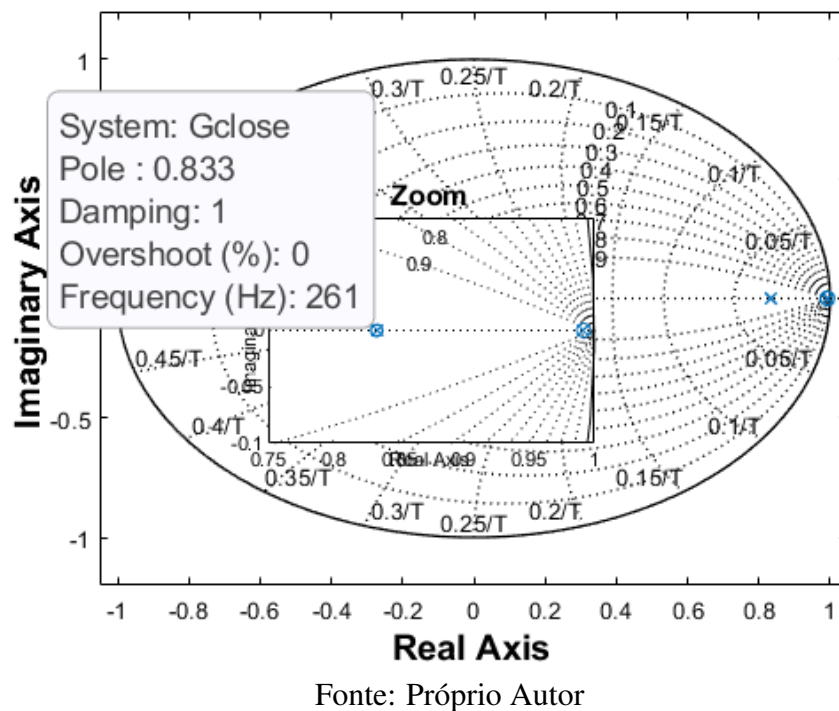
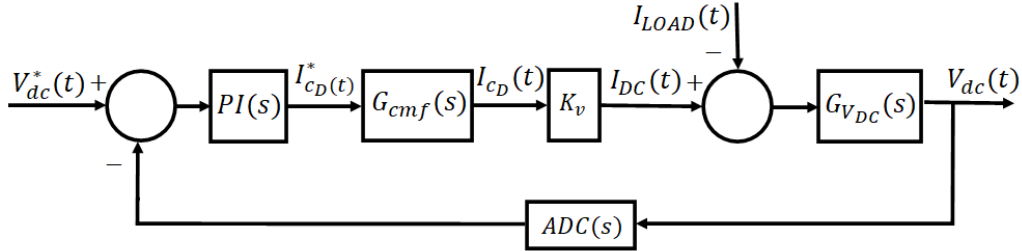


Figura 3.4: Polos em malha fechada do controle de corrente do CRA



Feito o projeto das malhas internas de corrente do CRA, ajusta-se a malha de controle de tensão do barramento c.c., conforme apresentado na figura 3.5.

Figura 3.5: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão



Fonte: Próprio Autor

Onde:

- $PI(s)$  - é a função de transferência do controlador PI, conforme (3.10),
- $G_{cmf}(s)$  - é a função de transferência de primeira ordem que representa a dinâmica da malha interna de corrente, conforme (3.15),
- $K_v = \frac{3 \overline{V_{cd}}}{2 \overline{V_{dc}}}$  - é ganho de conversão de corrente  $I_{cd}$  para  $I_{dc}$ , conforme (3.8),
- $G_{VDC}(s)$  - é a função de transferência da planta conforme (3.5),
- $ADC(s)$  - representa a função da transferência do ADC, conforme (3.12).

Como a estrutura é em cascata, a malha de controle de corrente deve ser bem mais rápida que a malha de tensão. Dessa forma, ela será considerada apenas um ganho unitário para o projeto do controlador de tensão. Raciocínio análogo será utilizado para o ADC. Feitas estas considerações, as funções de transferência de malha aberta e malha fechada são apresentadas, respectivamente, em (3.22) e (3.23).

$$G_{MA_{ct}}(s) = \frac{(K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})}{s^2} \quad (3.22)$$

$$G_{MF_{ct}}(s) = \frac{(K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})}{s^2 + (K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})} \quad (3.23)$$

Onde  $K_{mt} = \frac{K_v}{C_{dc}}$ . A função de transferência de malha fechada (3.23), assemelha-se à função de segunda ordem, como mostrado em (3.24).

$$G_{MF_{cl}}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.24)$$

Sendo:

- $\xi$  - fator de amortecimento,
- $\omega_n$  - frequência natural.

Os valores de  $\omega_n^2$  e  $\xi$  devem ser escolhidos para alocar os polos de malha fechada nas frequências desejadas, considerando o compromisso entre velocidade de resposta e interferência na malha interna de corrente. Uma vez que são definidos, os ganhos do PI da malha de tensão são calculados conforme (3.25) e (3.26).

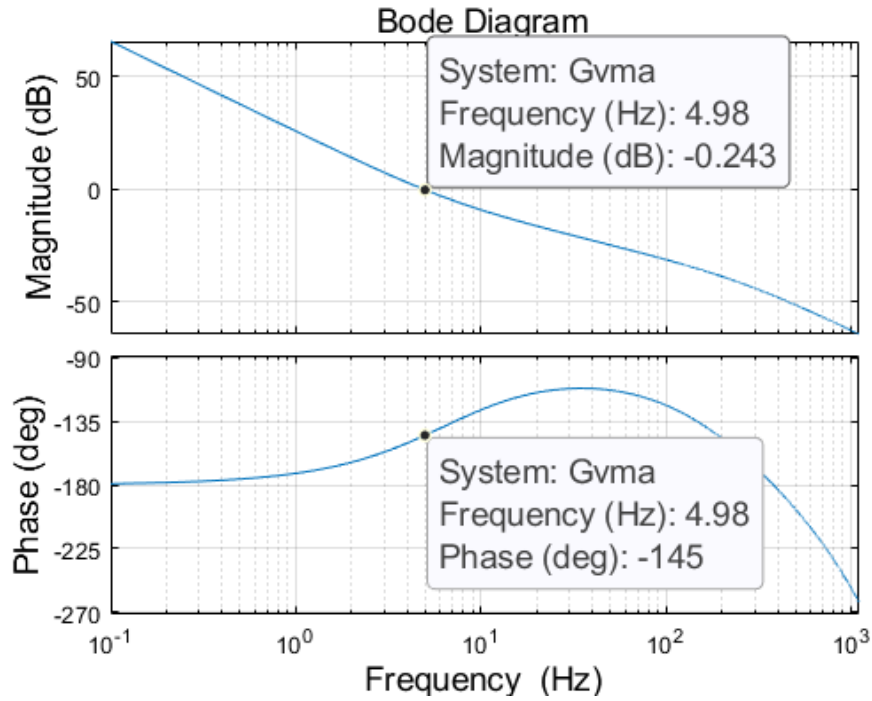
$$k_{pv} = \frac{2\xi\omega_n}{K_{mt}} \quad (3.25)$$

$$k_{iv} = \frac{\omega_n^2}{K_{mt}} \quad (3.26)$$

Escolhendo  $\omega_n = \frac{\omega_{mc}}{15}$  e  $\xi = 1,0$  é realizada a análise no domínio do tempo discreto para o sistema de controle de tensão, considerando os mesmos critérios utilizados para a malha de corrente. As figuras 3.6 e 3.7 apresentam, respectivamente, o diagrama de bode de malha aberta e a localização de polos de malha fechada no domínio  $Z$ . Percebe-se que todos os polos são estáveis e o sistema apresenta margem de fase de  $35^\circ$ .

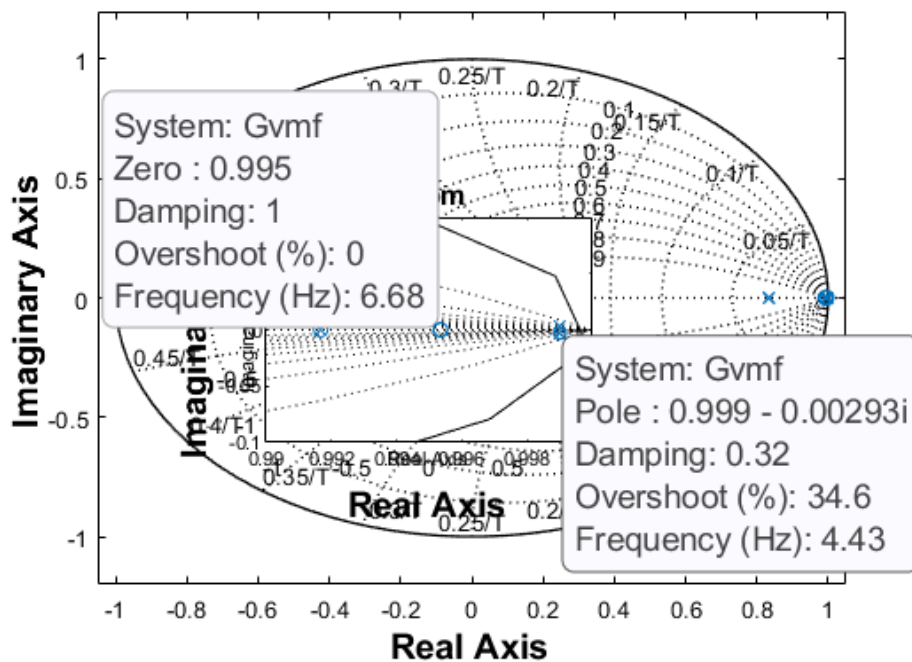
Por fim, lembra-se que a equação (3.24) não representa um sistema típico de segunda ordem, visto que seu zero provoca um elevado *overshoot* durante as respostas transitórias ao degrau. Do ponto de vista prático, isso não representa um problema ao sistema, visto que, durante os testes, as referências são variadas lentamente. Porém, nos resultados de simulação computacional, será apresentada a resposta ao degrau para se observar o tempo de resposta das malhas.

Figura 3.6: Controle do CRA - Resposta em frequência de malha aberta de tensão do barramento c.c. do CRA



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.7: Polos em malha fechada do controle de tensão do barramento c.c. do CRA



Fonte: Próprio Autor

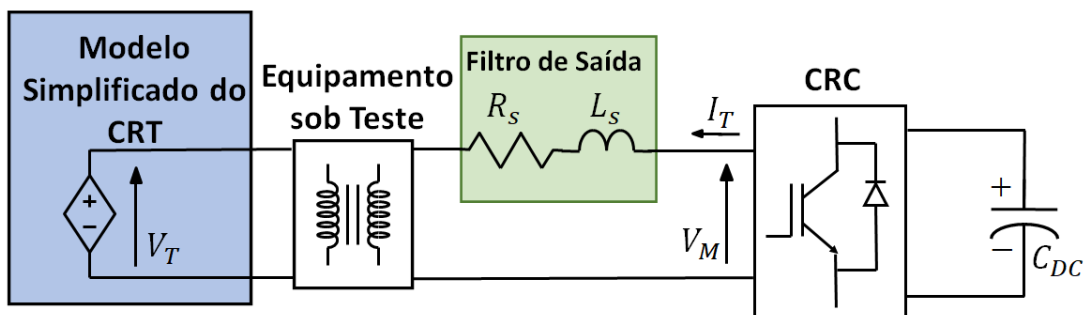


### 3.1.2 Projeto do sistema de controle dos conversores de teste

O projeto dos controladores dos conversores responsáveis pelo controle do teste é diferente do CRA, já que é feito no referencial estacionário e se utiliza de estruturas ressonantes ao invés de uma estrutura integral. Como apresentado em (YEPES et al., 2010) e (YEPES et al., 2011) vários fatores afetam a performance dos controladores ressonantes digitais, em especial a técnica de discretização e os atrasos impostos por filtros de medições e modulação PWM. Sendo assim, a metodologia utilizada para o projeto dos controladores do CRT e CRC são realizados no domínio do tempo discreto, dada a sensibilidade maior das estruturas ressonantes em relação à estrutura integral tradicional.

Além disso, o fato do CRC e CRT serem conectados pelos filtros de saída e transformadores, faz com que suas malhas de controle interfiram umas nas outras. No projeto desenvolvido é considerado que cada conversor atua como distúrbio para o outro. Esta é uma importante consideração realizada, visto que simplifica consideravelmente a obtenção dos modelos matemáticos que descrevem a dinâmica da corrente e da tensão do transformador sob teste. As figuras 3.8 e 3.9, apresentam, respectivamente, a ligação do conversores CRC e CRT consideradas para modelagem matemática.

Figura 3.8: Ligação do CRC

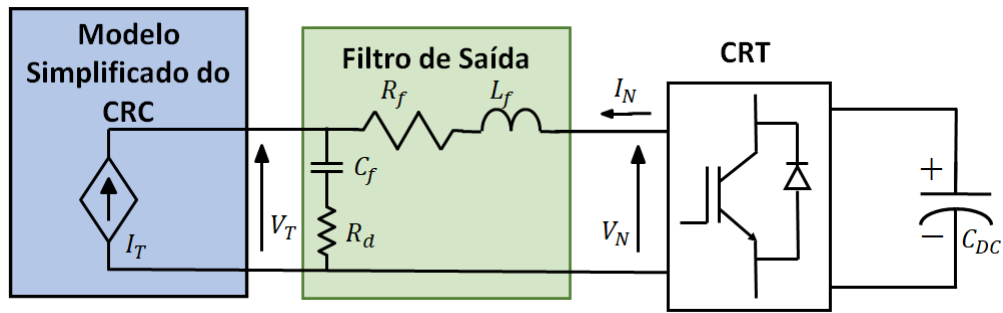


Fonte: Próprio Autor

A partir das figuras 3.8 e 3.9, as equações (3.27) e (3.28) apresentam, respectivamente, as dinâmicas de corrente do CRC e CRT, em referencial estacionário. Considerando ainda, a ligação do CRT mostrada na figura 3.9, as equações (3.29) e (3.30) apresentam, respectivamente, a dinâmica de tensão do capacitor do filtro LC e a tensão do transformador de teste, ambas em referencial estacionário.

$$V_{M_{\alpha\beta}} = (R_s + R_e)I_{T_{\alpha\beta}} + (L_s + L_e)\frac{dI_{T_{\alpha\beta}}}{dt} + V_{T_{\alpha\beta}} \quad (3.27)$$

Figura 3.9: Ligação do CRT



Fonte: Próprio Autor

$$V_{N_{\alpha\beta}} = R_f I_{N_{\alpha\beta}} + L_f \frac{dI_{N_{\alpha\beta}}}{dt} + V_{T_{\alpha\beta}} \quad (3.28)$$

$$I_{T_{\alpha\beta}} + I_{N_{\alpha\beta}} = C_f \frac{dV_{C_{\alpha\beta}}}{dt} \quad (3.29)$$

$$V_{T_{\alpha\beta}} = V_{C_{\alpha\beta}} + R_d (I_{T_{\alpha\beta}} + I_{N_{\alpha\beta}}) \quad (3.30)$$

Onde:

- $L_s$  - é a indutância do filtro de saída do CRC.
- $R_s$  - é a resistência do filtro de saída do CRC.
- $L_e$  - é a soma das indutâncias dos transformadores sob teste.
- $R_e$  - é a soma das resistências dos transformadores sob teste.
- $L_f$  - é a capacitância do filtro de saída do CRT.
- $R_f$  - é a resistência do filtro de saída do CRT.
- $C_f$  - é a capacitância do filtro de saída do CRT.
- $R_d$  - é o resistor de amortecimento do filtro de saída do CRT.
- $I_{T_{\alpha\beta}}$  - é a corrente do teste controlada pelo CRC.
- $V_{M_{\alpha\beta}}$  - é a tensão sintetizada pelo CRC.

- $V_{T_{\alpha\beta}}$  - é a tensão do teste controlada pelo CRT.
- $I_{N_{\alpha\beta}}$  - é a corrente sintetizada pelo CRT.
- $V_{N_{\alpha\beta}}$  - é a tensão sintetizada pelo CRT.
- $V_{C_{\alpha\beta}}$  - é a tensão do capacitor do filtro de saída.

Percebe-se que as equações dinâmicas (3.27) e (3.28) representam a dinâmica de imposição de corrente em um circuito RL e portanto, a menos dos valores nominais de impedância, o modelo no domínio da frequência é idêntico ao apresentado em (3.4). Quanto ao modelo no domínio da frequência da tensão de teste do CRT, há uma diferença devido à presença do resistor de amortecimento do filtro. Assim, substituindo (3.29) em (3.30) e aplicando a transformada Laplace, obtêm-se o modelo da tensão de teste conforme apresentado em (3.31).

$$\frac{V_T(s)}{I_N(s)} = G_{T_{cr}}(s) = \frac{sC_f R_d + 1}{sC_f} \quad (3.31)$$

Para realizar o controle das componentes harmônicas de tensão e corrente são utilizados controladores do tipo proporcional ressonante, conforme apresentado em (3.32). Essa forma representa o controlador do tipo não ideal, visto que garantem uma margem de estabilidade maior em implementações práticas. Além disso, os efeitos da discretização da equação (3.32), para sua implementação digital, devem ser contabilizados de maneira a garantir atuação correta nas frequências harmônicas de interesse  $w_o$ . O método de Tustin (ou bilinear) com pré distorção apresentado em (3.33) garante que a atuação do controlador digital na frequência de interesse  $w_o$  se aproxime do comportamento de sua contraparte analógica e, portanto, é o método escolhido para implementação na bancada de testes.

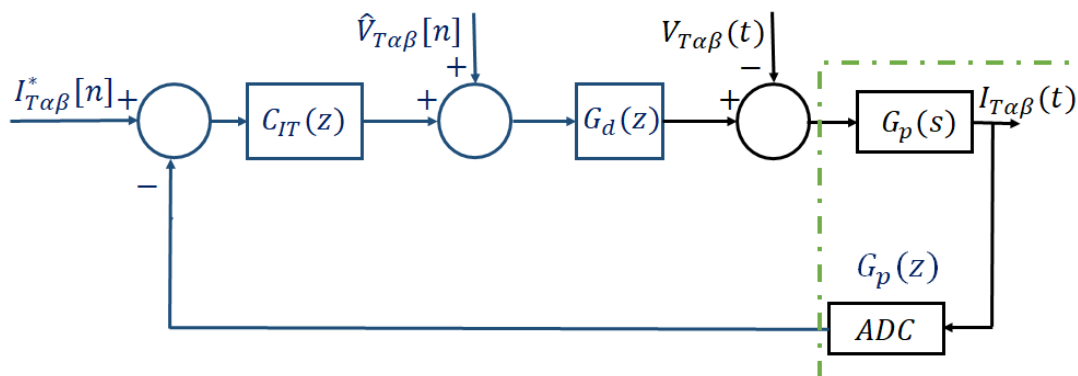
$$G_{pr}(s) = K_p + K_{ih} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.32)$$

$$s = \frac{w_o}{\tan\left(\frac{w_o T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{T_s z+1} \quad (3.33)$$

Definida a implementação dos controladores e os modelos matemáticos, as estruturas de controle do CRC e do CRT são apresentadas, respectivamente, nas figuras 3.10 e 3.11. A estrutura de controle do CRC é composta pelo controlador de corrente  $C_{IT}(z)$ , por um delay unitário,  $G_D(z)$ , que representa o atraso computacional da modulação PWM e pelo modelo da

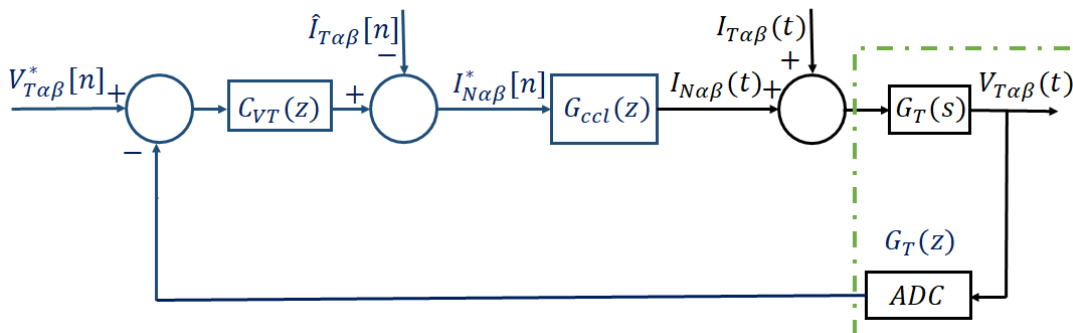
planta de corrente  $G_p(z)$ , obtido da discretização de seu modelo no domínio do tempo contínuo pelo método ZOH. Já, a estrutura de controle do CRT é em cascata com malha interna de corrente representada pela função  $G_{ccl}(z)$ , pelo controlador de tensão  $C_{VT}(z)$  e pelo modelo da tensão de teste  $G_T(z)$ , obtido da discretização de 3.31 pelo método ZOH. A estrutura de  $G_{ccl}(z)$  é omitida da figura, visto que sua estrutura é semelhante à da malha de corrente apresentada para o CRC.

Figura 3.10: Malha de controle do CRC



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.11: Malha de controle do CRT

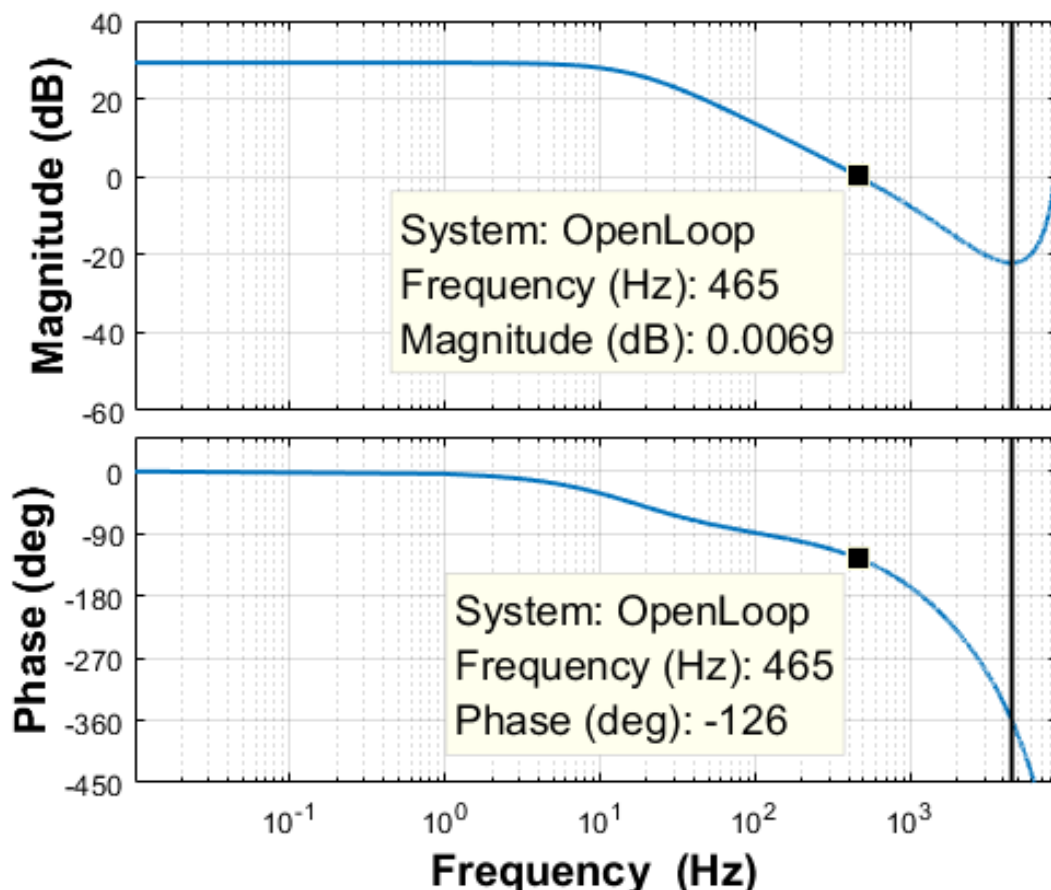


Fonte: Próprio Autor

Os cálculos dos ganhos dos controladores, dividido em duas etapas, são baseados nas técnicas de projeto no domínio da frequência utilizando diagrama de Bode. Na primeira etapa é determinado o ganho proporcional de maneira que a frequência de *crossover* seja maior que a máxima frequência que deve ser sintetizada durante o ensaio do transformador, no caso maior que o 420 Hz que corresponde ao sétimo harmônico. A segunda etapa é a determinação do ganho ressonante de forma que a margem de fase do sistema em malha aberta seja, no mínimo, igual a  $30^\circ$ .

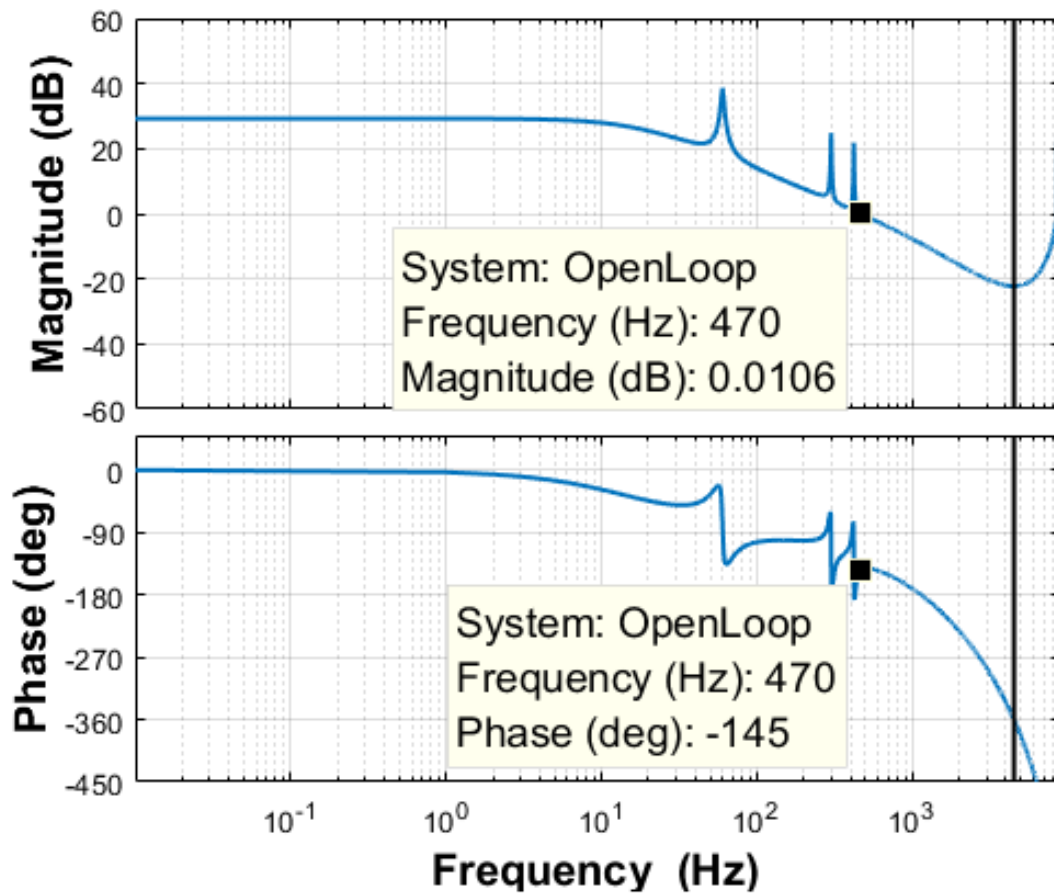
Os ganhos dos controladores são determinados com o auxílio do *SISO tool* do MATLAB. Para o modelo de malha aberta do sistema apresentado na figura 3.10, o ganho proporcional da malha de corrente é determinado através do diagrama de Bode para frequência de *crossover* de 470 Hz, conforme mostrado na figura 3.12. Definido o ganho proporcional, adiciona-se a estrutura ressonante e seleciona-se o ganho que proporciona a margem de fase desejada, conforme apresentado na figura 3.13. Para os ganhos selecionados, vê-se que as condições de projeto são atendidas, já que a frequência de *crossover* é de 465 Hz e a margem de fase é  $35^\circ$ .

Figura 3.12: Controle do CRC - Resposta em frequência de malha aberta para determinação do ganho proporcional



Fonte: Próprio Autor

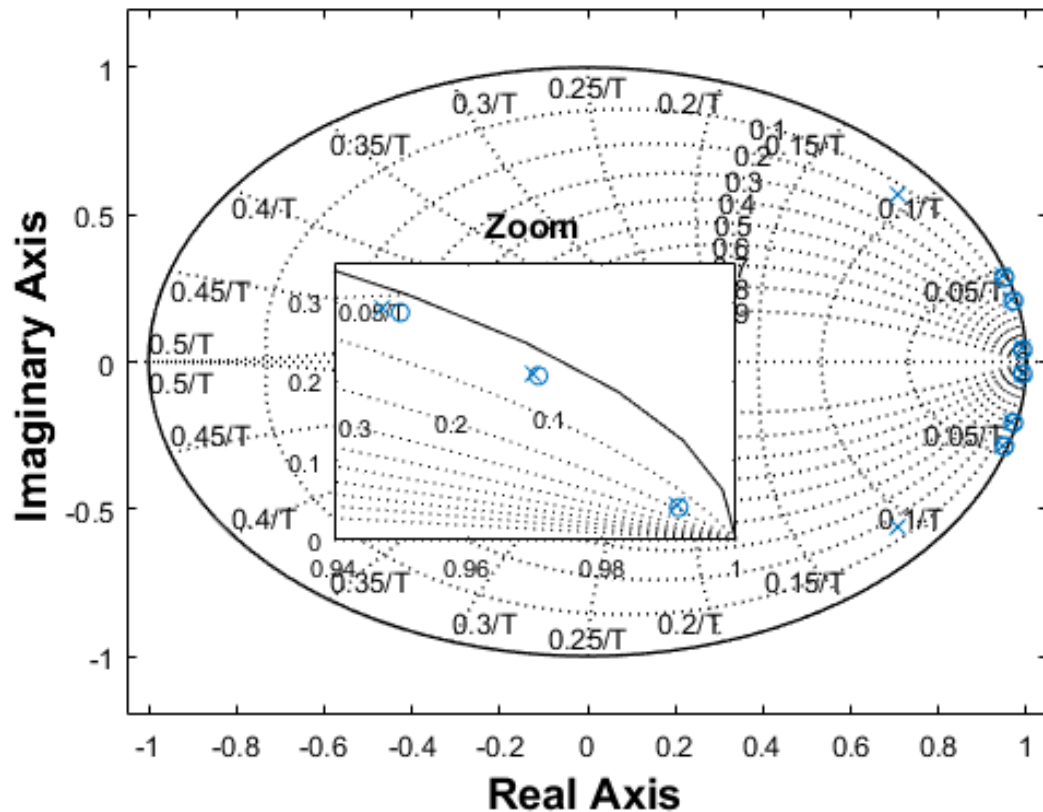
Figura 3.13: Controle do CRC - Resposta em frequência de malha aberta para determinação do ganho ressonante



Fonte: Próprio Autor

O acréscimo das parcelas ressonantes afetam muito pouco a frequência de *crossover* (TEODORESCU et al., 2006) e, portanto, não há problemas em dividir o projeto do controlador em duas etapas, conforme descrito. Por fim, são apresentados os polos de malha fechada na figura 3.14. Todos os polos do sistema estão dentro do círculo unitário do plano  $Z$  confirmando a estabilidade no domínio do tempo discreto. A metodologia de projeto utilizada representa uma das formas mais simples e direta de realizar o projeto de controladores ressonantes.

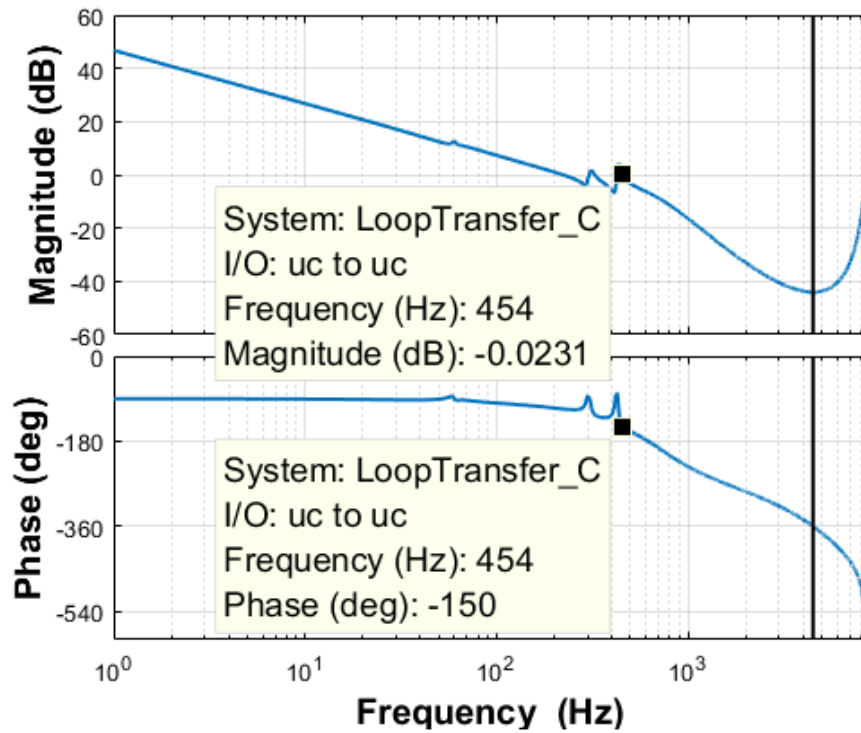
Figura 3.14: Polos em malha fechada do controle de corrente do CRC



Fonte: Próprio Autor

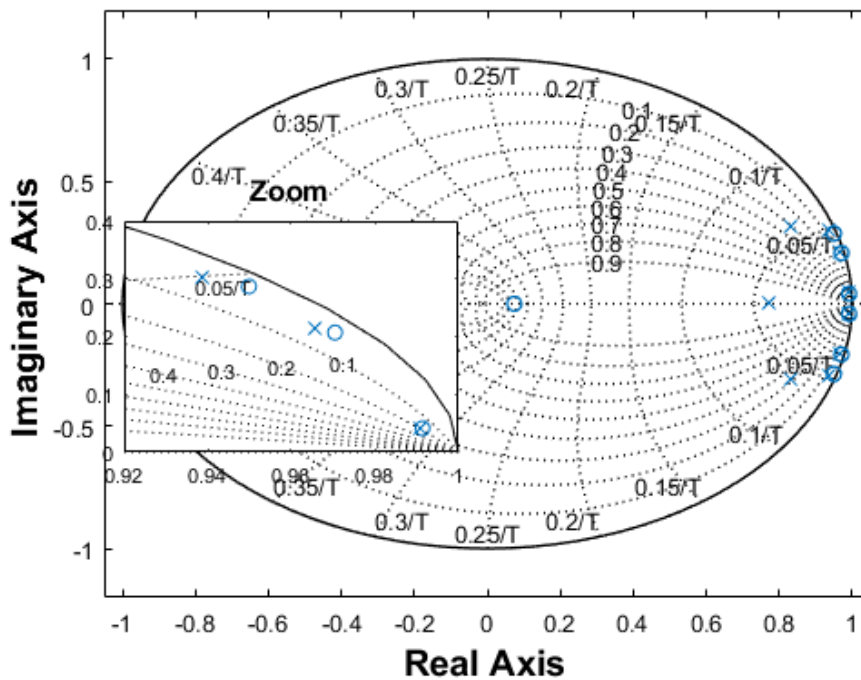
O projeto das malhas de controle do CRT segue a mesma metodologia adotada para o CRC. Considerando o modelo de malha aberta da tensão do CRT apresentado na figura 3.10, o resultado encontrado é um sistema com frequência de *crossover* de 454 Hz e margem de fase de  $30^\circ$ , conforme mostrado no diagrama de Bode da resposta em frequência de malha aberta apresentado na figura 3.15. Por fim, assim como no CRC, os polos de malha fechada estão todos dentro do círculo unitário no domínio  $Z$  e são estáveis, conforme mostrado na figura 3.16.

Figura 3.15: Controle do CRT - Resposta em frequência de malha aberta para determinação dos ganhos do CRT



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.16: Polos em malha fechada do controle de tensão do CRT



Fonte: Próprio Autor



Para terminar a seção de projeto dos controladores, a Tabela 3.1 apresenta todos os ganhos calculados para as estruturas do CRA, CRC e CRT.

Tabela 3.1: Ganhos das estruturas de controle do CRA, CRC e CRT

	CRA		CRC		CRT	
	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão
<b>K<sub>p</sub></b>	2,51 [ $\Omega$ ]	85,7 [mS]	6,01 [ $\Omega$ ]	x	3,05 [ $\Omega$ ]	0,15 [S]
<b>K<sub>i</sub></b>	188,5 [1/F]	3,59 [1/H]	x	x	x	x
<b>K<sub>r</sub></b>	x	x	60,1 [1/F]	x	30,5 [1/F]	0,05[1/H]

## 3.2 Simulação Computacional da Carga Eletrônica

Nessa seção são apresentados os resultados obtidos da simulação computacional feita em MATLAB/Simulink do sistema proposto. O objetivo desses resultados é avaliar o comportamento dinâmico e estático da bancada de testes. A partir dos resultados dinâmicos é avaliado o projeto das estruturas de controle dos conversores, enquanto os resultados estáticos são utilizados para avaliar as condições e limites operacionais da carga eletrônica proposta. Esses resultados têm como objetivo comprovar a capacidade da bancada de realizar testes controlados nos transformadores.

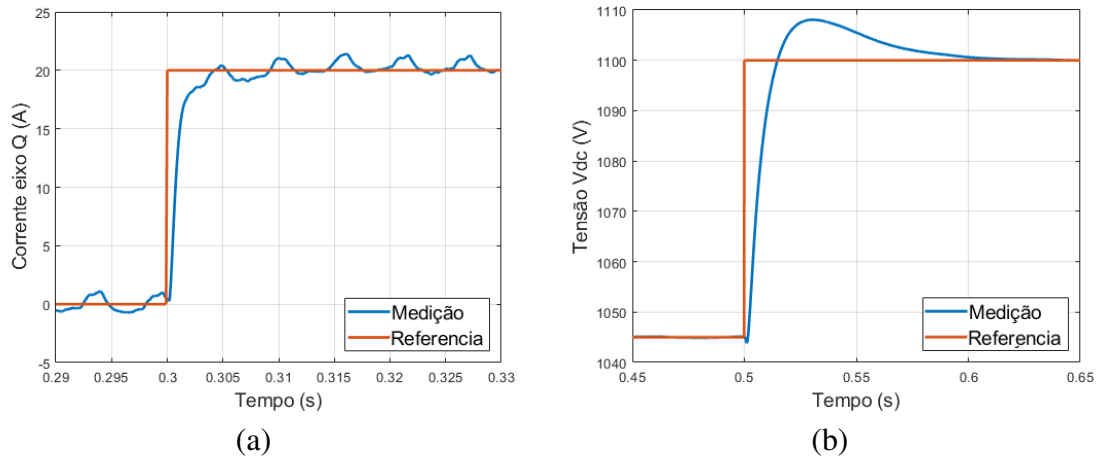
Para avaliação dinâmica da bancada são realizados testes nas estruturas de controle dos conversores CRA, CRC e CRT. A avaliação é realizada utilizando como figuras de mérito o tempo de resposta ( $t_r$ ), sobressinal ( $M_p$ ) e erro em regime estacionário ( $E_{ss}$ ) das variáveis controladas quando submetidos à um degrau na referência. Os testes são realizados pela imposição separada de cada componente harmônica de corrente e tensão. Para análise estática é simulada a condição de teste completo, onde o transformador sob teste é submetido a todas as componentes de corrente e tensão. As formas de onda e espectro de frequência das grandezas controladas são utilizadas como figuras de mérito para esta análise. Por último, é apresentada também a comparação entre as potências de teste e da rede como forma de validar a capacidade regenerativa da bancada. A primeira estrutura avaliada é a de controle do CRA. As respostas ao degrau da corrente de eixo em quadratura e tensão no barramento c.c. são apresentadas na figura 3.17.

Pode-se ver que as duas estruturas atuam corretamente rastreando suas referência e apresentam como figuras de mérito: tempo de resposta de  $t_r = 15\text{ ms}$  e  $t_r = 100\text{ ms}$ , sobressinal de

Figura 3.17: Resposta Dinâmica das estruturas de controle do CRA

(a) - Resposta ao degrau do controlador da corrente em quadratura - CRA

(b) - Resposta ao degrau do controlador da tensão do barramento c.c. - CRA



Fonte: Próprio Autor

$M_p \approx 0\%$  e  $M_p = 15\%$  e  $Ess = 0,56\%$  e  $Ess \approx 0\%$ , considerando respectivamente, as malhas de corrente e de tensão.

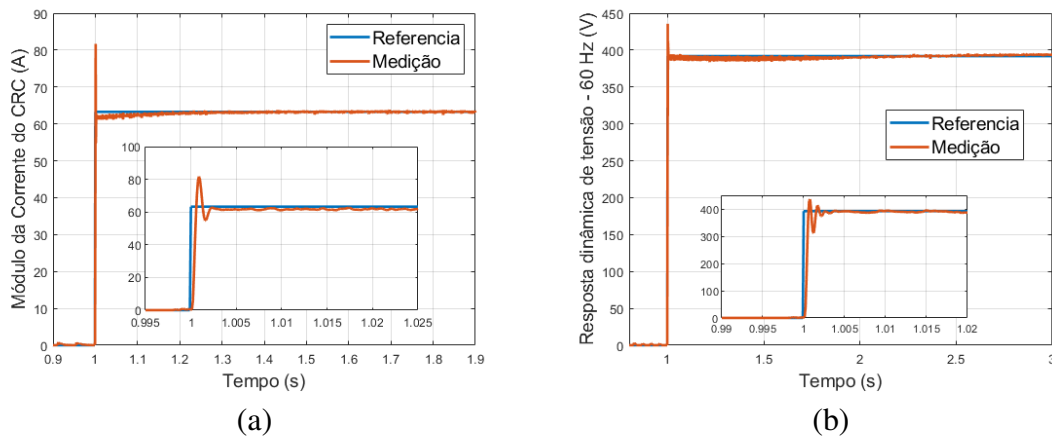
A avaliação de performance das estruturas de controle do CRC e CRT são realizadas impondo, separadamente, referências com a frequência fundamental, o quinto e o sétimo harmônicos. Como as referências apresentam característica senoidal, para visualizar melhor os efeitos dinâmicos, são apresentadas as repostas temporais em termos de módulo do vetor espacial no lugar das repostas dos eixos alfa e beta que serão exploradas posteriormente na análise estática. Com isso, as figuras 3.18, 3.19 e 3.20 apresentam as repostas dos controladores ressonantes para as malhas de corrente do CRC e tensão do CRT, respectivamente, para a frequência fundamental (60 Hz), quinto (300 Hz) e sétimo (420 Hz) harmônicos.

Analisando as repostas dinâmicas apresentadas, observa-se que as repostas de tensão são mais lentas que as repostas de corrente. Isso pode ser explicado pelo fato da estrutura de controle do CRT ser em cascata e a malha de tensão ser externa à malha de corrente e, portanto, opera em uma frequência de resposta mais lenta.

Outro ponto claro nas repostas dinâmicas é o aumento do tempo de resposta com o crescimento da frequência imposta ao teste. De forma geral, quanto maior for o ganho na frequência de interesse maior a velocidade de resposta e menor a seletividade em seu entorno (YUAN et al., 2002), (GARCIA-CERRADA et al., 2004) e (BOJOI et al., 2005). Observando os diagramas de Bode de malha aberta do CRC e CRT apresentados, respectivamente, nas figuras 3.13 e 3.15, vê-se que as frequências de quinto e sétimo harmônicos apresentam ganhos bem me-

Figura 3.18: Resposta Dinâmica dos conversores de teste para frequência fundamental de 60 Hz

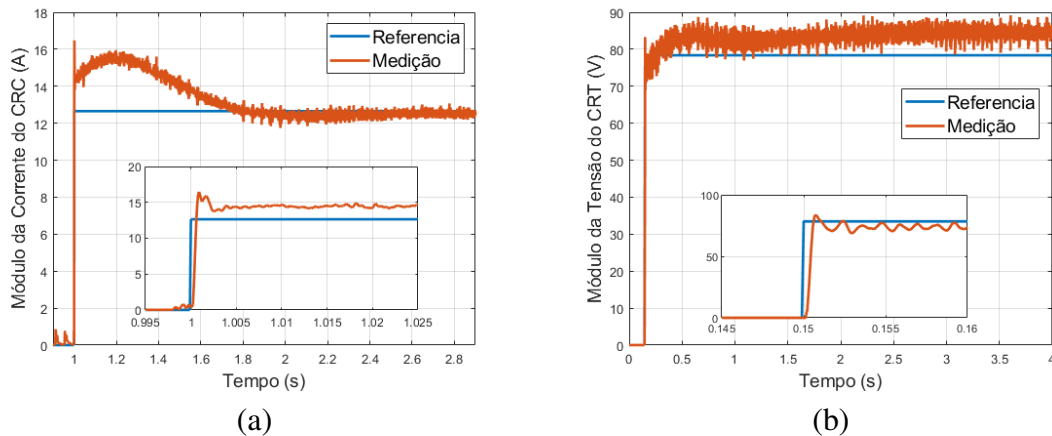
- (a) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 60 Hz da corrente do CRC  
 (b) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 60 Hz da tensão do CRT



Fonte: Próprio Autor

Figura 3.19: Resposta Dinâmica dos conversores de teste para o quinto harmônico - 300 Hz

- (a) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 300 Hz da corrente do CRC  
 (b) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 300 Hz da tensão do CRT

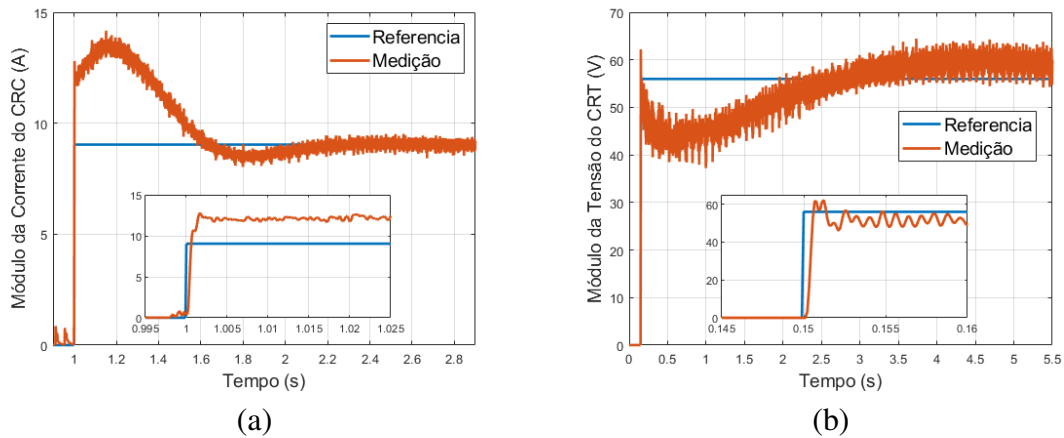


Fonte: Próprio Autor

nores que aqueles na frequência fundamental e, portanto, os comportamentos vistos nas figuras 3.18, 3.19 e 3.20 são esperados. Do ponto de vista do sistema de ensaios proposto, isto não é problemático, visto que para os testes de longa duração, esse tempo de resposta não é relevante.

Nas figuras também são destacados os detalhes em torno da aplicação do degrau. Durante os momentos iniciais do regime transitório há uma rápida e elevada resposta nas variáveis controladas seguida por uma estabilização lenta até o regime estacionário. Essa atuação inicial rápida é devido às ações *feedforward* que auxiliam as estruturas de controle e permitem a operação

Figura 3.20: Resposta Dinâmica dos conversores de teste para o sétimo harmônico - 420 Hz  
 (a) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 420 Hz da corrente do CRC  
 (b) - Resposta ao degrau do controlador ressonante de 420 Hz da tensão do CRT



Fonte: Próprio Autor

com erros menores. De tal forma que apenas a esta ação, do controle de tensão na frequência fundamental, já é o suficiente para colocar a tensão de teste em um valor muito próximo do valor de referência (erro dentro da faixa de 2%). Por fim, observa-se em 3.19.b e 3.20.b que há, claramente, erro em estado estacionário nas tensões de quinto e sétimo harmônicos. A Tabela 3.2 sumariza as figuras de mérito dos conversores de testes para cada frequência sintetizada.

Tabela 3.2: Resultados de performance das estruturas de controle de teste - Simulação computacional

	CRT - Malha de Tensão			CRC - Malha de Corrente		
	60 Hz	300 Hz	420 Hz	60 Hz	300 Hz	420 Hz
$t_r$	4,0 ms	2,5 s	4,5 s	0,2 s	1,2 s	1,4 s
$M_p$	9,97%	8,69%	11,89%	28,07%	29,65%	43,88%
$E_{ss}$	0,28%	5,59%	5,66%	0,20%	1,31%	1,34%

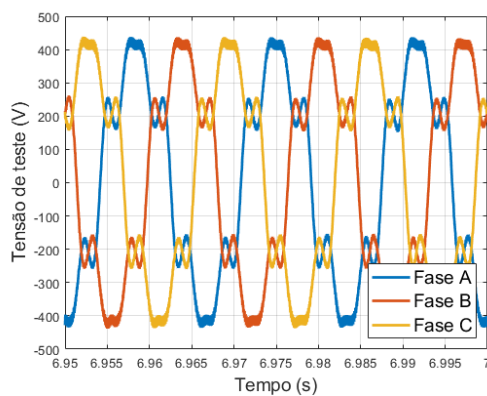
Para a análise estática, são utilizados como parâmetros de referência os valores de pico de tensão e corrente e suas respectivas fases, para cada componente de frequência, conforme mostrado na Tabela 3.3. São apresentados somente os resultados das grandezas de testes e de potência nesta análise. Sobre a capacidade de síntese harmônica, a figura 3.21 apresenta as formas de onda trifásicas e espectros em frequência da tensão e da corrente de testes que comprovam a capacidade do sistema de ensaios de sintetizar todas as componentes requeridas.

Tabela 3.3: Referências de tensão e corrente de testes - Simulação computacional

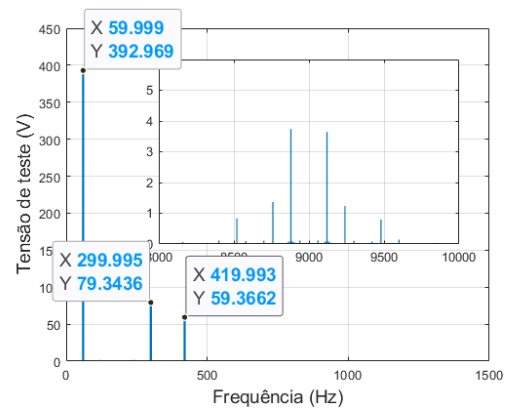
	Tensão		Corrente	
	Amplitude (V)	Fase (graus)	Amplitude (A)	Fase (graus)
60 Hz	391,92	0°	63,25	0°
300 Hz	78,38	0°	12,65	0°
420 Hz	55,99	0°	9,04	0°

Figura 3.21: Resultado de Simulação - Tensões e correntes no transformador para teste harmônico completo

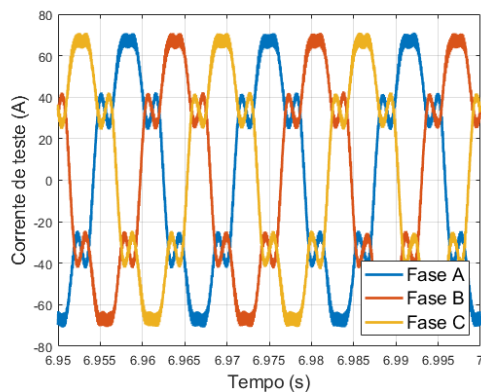
- (a) - Forma de onda da tensão de teste
- (b) - Espectro de frequência da tensão de teste
- (c) - Forma de onda da corrente de teste
- (d) - Espectro de frequência da corrente de teste



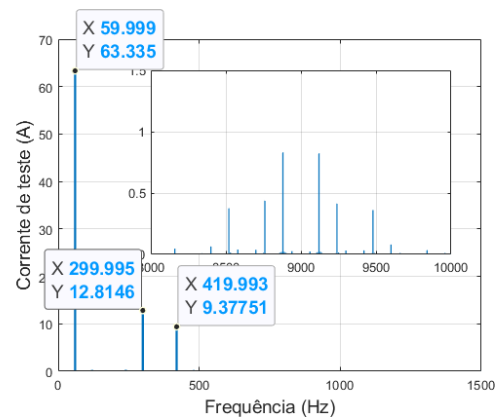
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Próprio Autor

A Tabela 3.4 sumariza os resultados encontrados e, como pode ser visto, os erros para a frequência fundamental e quinto harmônicos são muito baixos e, enquanto os erros para o sétimo harmônico são mais elevados, ainda não impeditivos para o teste de transformadores.

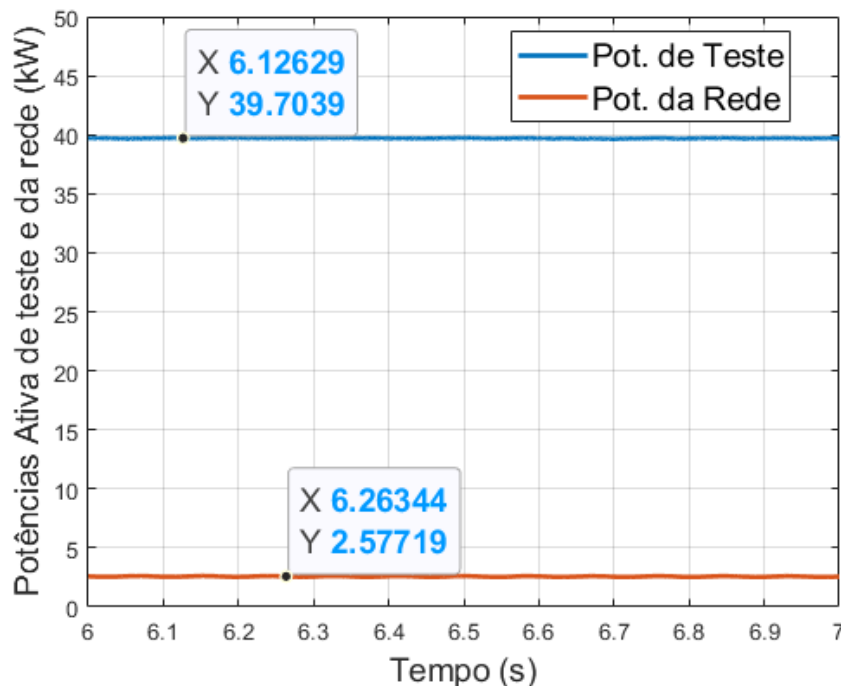
Dessa forma, pode-se afirmar que os resultados apresentados confirmam a capacidade de imposição de tensão e corrente controladas no transformador.

Tabela 3.4: Resultados para teste harmônico completo - Simulação Computacional

	Tensão			Corrente		
	Referência	Obtido	Erro	Referência	Obtido	Erro
<b>60 Hz</b>	391,92 V	392,97 V	0,27%	63,25 A	63,33 A	0,13%
<b>300 Hz</b>	78,38 V	79,34 V	1,22%	12,65 A	12,81 A	1,27%
<b>420 Hz</b>	55,99 V	59,36 V	6,02%	9,04 A	9,38 A	3,82%

Por fim, a figura 3.22 apresenta as potências ativas que fluem pelos transformadores sob teste e pela rede elétrica. Vê-se, claramente, que a potência consumida pelo sistema de testes,  $\approx 2,6 \text{ kW}$  corresponde apenas a uma parcela da potência do ensaio  $\approx 39,7 \text{ kW}$ , atestando a capacidade regenerativa da bancada proposta. Ressalta-se que a simulação computacional não contempla em seu modelo todas as perdas presentes do sistema de teste proposto e que este resultado não é utilizado para caracterizar o sistema no âmbito de sua eficiência. No entanto, como estas perdas não modeladas representam uma pequena parcela da potência nominal dos equipamentos é seguro afirmar que, mesmo estas sendo consideradas, a potência consumida pela bancada de ensaios será ainda apenas uma fração da potência de teste.

Figura 3.22: Comparação entre as potências ativas de ensaio e consumida pelo sistema de testes



Fonte: Próprio Autor

### 3.3 Resultados Experimentais do Sistema de Testes

Prosseguindo com a avaliação do simulador de cargas proposto são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo construído. A carga eletrônica utilizada ainda encontra-se em estágio de comissionamento e, portanto, operando com tensão reduzida na entrada. Entretanto, os resultados obtidos nessas condições, são suficientes para validar o potencial da metodologia proposta.

Os resultados experimentais são apresentados em duas seções distintas. Uma seção para apresentação dos testes apenas com componente de frequência fundamental, no caso à apresentação dos testes para 60 Hz e 30 Hz. A outra seção é destinada para apresentar os testes harmônicos, onde são mostrados os resultados para operação do transformador sob distorção de tensão e corrente, separadamente e simultaneamente. Como figuras de mérito para avaliação dos testes são utilizados: o erro médio quadrático dos controladores, o espectro de frequência, a taxa de distorção harmônica total (THD) e a taxa de distorção harmônica individual (IHD) dos harmônicos controlados das variáveis de teste. A THD é avaliada apenas para baixas frequências, sendo considerado para seu cálculo todos os harmônicos até a quinquagésima ordem.

Os resultados são focados no CRC e no CRT por serem os conversores mais importantes para o transformador sob teste. Os valores de referência dos ensaios realizados são apresentados na Tabela 3.5 e representam os valores de pico das grandezas controladas.

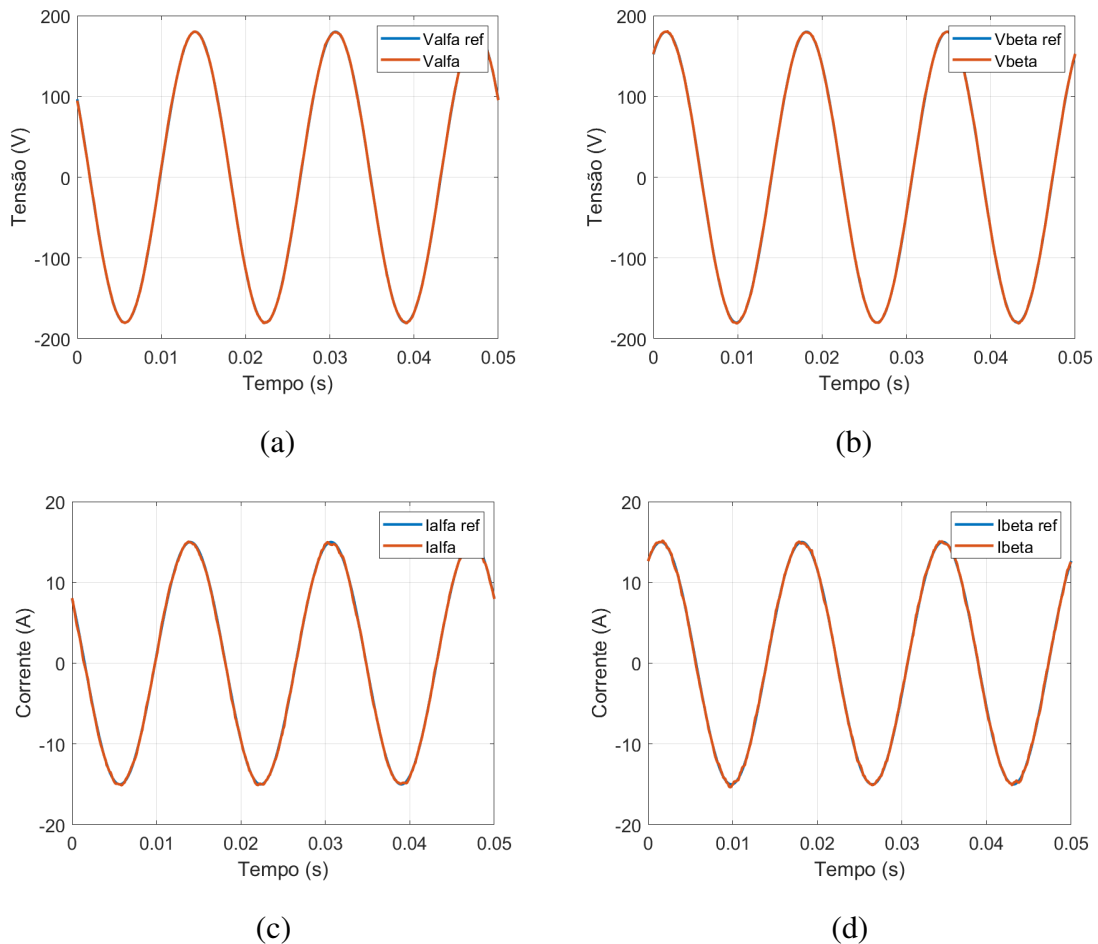
Tabela 3.5: Referências de tensão e corrente para os testes experimentais

	<b>Tensão</b>	<b>Corrente</b>
<b>Frequência Fundamental</b>	180 V	15 A
5° harmônico	18 V (IHD = 10%)	1,5 A (IHD = 10%)
7° harmônico	18 V (IHD = 10%)	1,5 A (IHD = 10%)
<b>THD</b>	14%	14%

#### 3.3.1 Teste em frequência fundamental

Os testes em frequência fundamental são realizados para apresentar a capacidade do protótipo experimental de ensaiar transformadores com diferentes frequências nominais. O primeiro teste é realizado na frequência fundamental de 60 Hz e os resultados do sistema de controle e das variáveis de testes são mostrados nas figuras 3.23 e 3.24, respectivamente.

Figura 3.23: Rastreabilidade dos controladores do CRT e CRC - Teste Linear 60 Hz  
(a) - Controlador Alfa - CRT (b) - Controlador Beta - CRT  
(c) - Controlador Alfa - CRC (d) - Controlador Beta - CRC



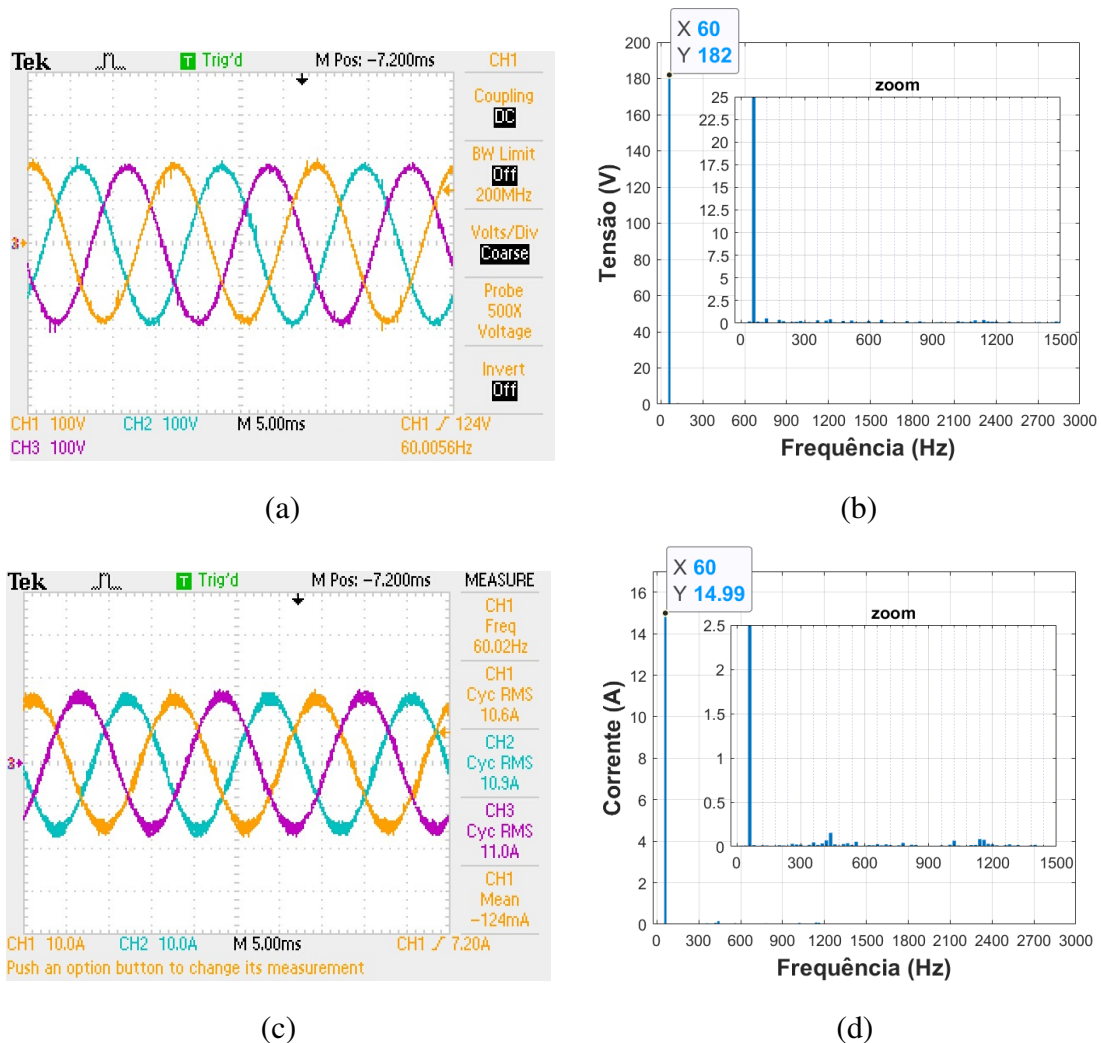
Fonte: Próprio Autor

Analisando-se a figura 3.23, percebe-se que os controladores projetados funcionam de forma correta também no protótipo experimental. Para o controle de tensão do CRT, os erros encontrados para os eixos alfa e beta são de 0,62% e 0,67%, respectivamente. Já o controlador de corrente do CRC apresentou erros de 1,42% em alfa e 1,52% em beta. Todos os erros do sistema de controle estão abaixo da margem de 2%, e atesta a capacidade da bancada em realizar o teste de forma controlada para frequência fundamental.



Figura 3.24: Tensão e Corrente do teste - Teste Linear 60 Hz

(a) - Tensão trifásica de teste (b) - Espectro harmônico da tensão de teste  
 (c) - Corrente trifásica de teste (d) - Espectro harmônico da corrente de teste



Fonte: Próprio Autor

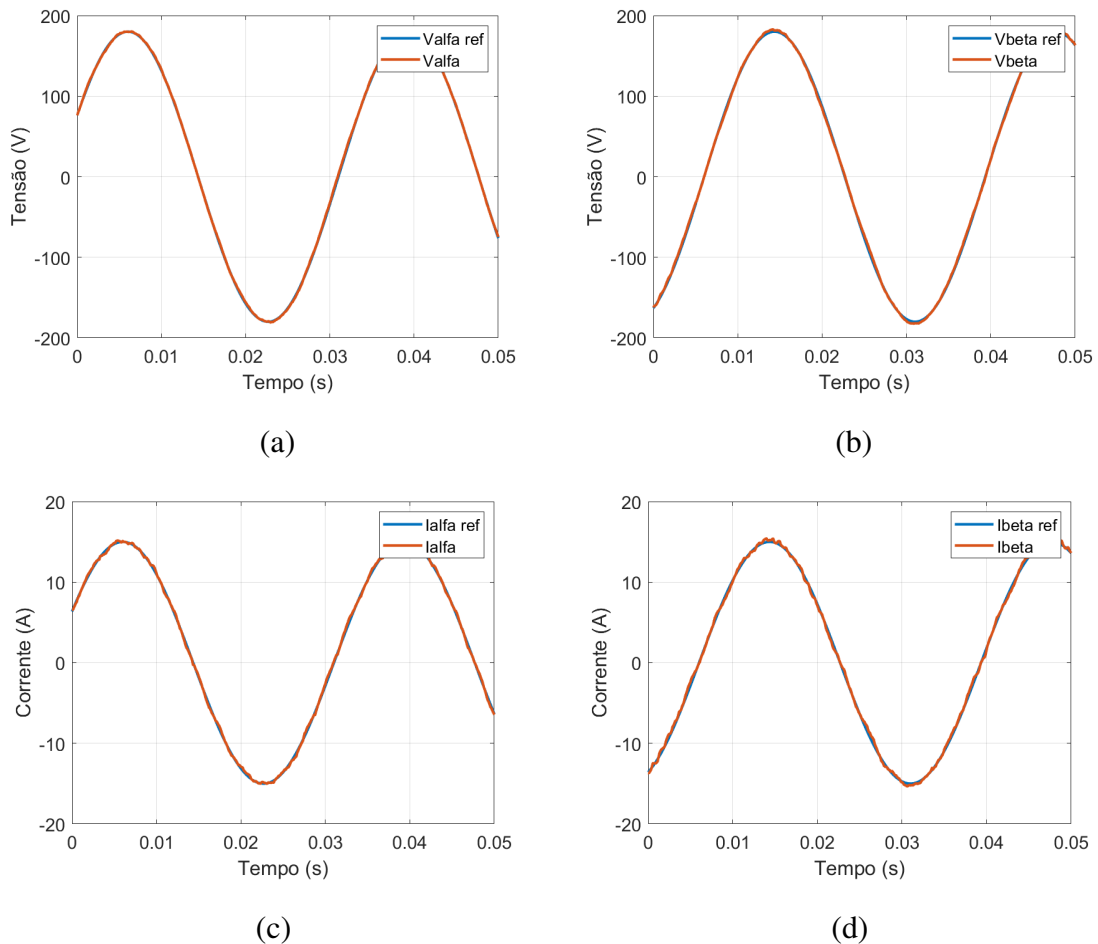
Além disso, os resultados apresentados em 3.24 apresentam as formas de onda e espectro harmônico das tensões e correntes de teste. Percebe-se que as grandezas de testes são senoidais e possuem baixa distorção em baixa frequência, sendo:  $THD = 1,03\%$  e  $THD = 1,86\%$ , para tensão e corrente, respectivamente.

Para mostrar a capacidade de controle de diferentes frequências, os testes anteriores são realizados considerando 30 Hz de frequência fundamental. Na figura 3.25 é apresentada a performance das malhas de controle do CRT e CRT. Vê-se que mesmo alterando a frequência, os controladores continuam apresentando rastreabilidade. Apesar disso, os erros encontrados para o teste de 30 Hz são um pouco superiores comparados ao teste de 60 Hz. Os valores de erro calculados são de  $0,85\%$  e  $1,42\%$  para os eixos alfa e beta do controle de tensão do CRT e

1,70% e 2,30% para os eixos alfa e beta do controlador de corrente do CRC.

Figura 3.25: Rastreabilidade dos controladores do CRT e CRC - Teste Linear 30 Hz

(a) - Controlador Alfa - CRT (b) - Controlador Beta - CRT  
(c) - Controlador Alfa - CRC (d) - Controlador Beta - CRC

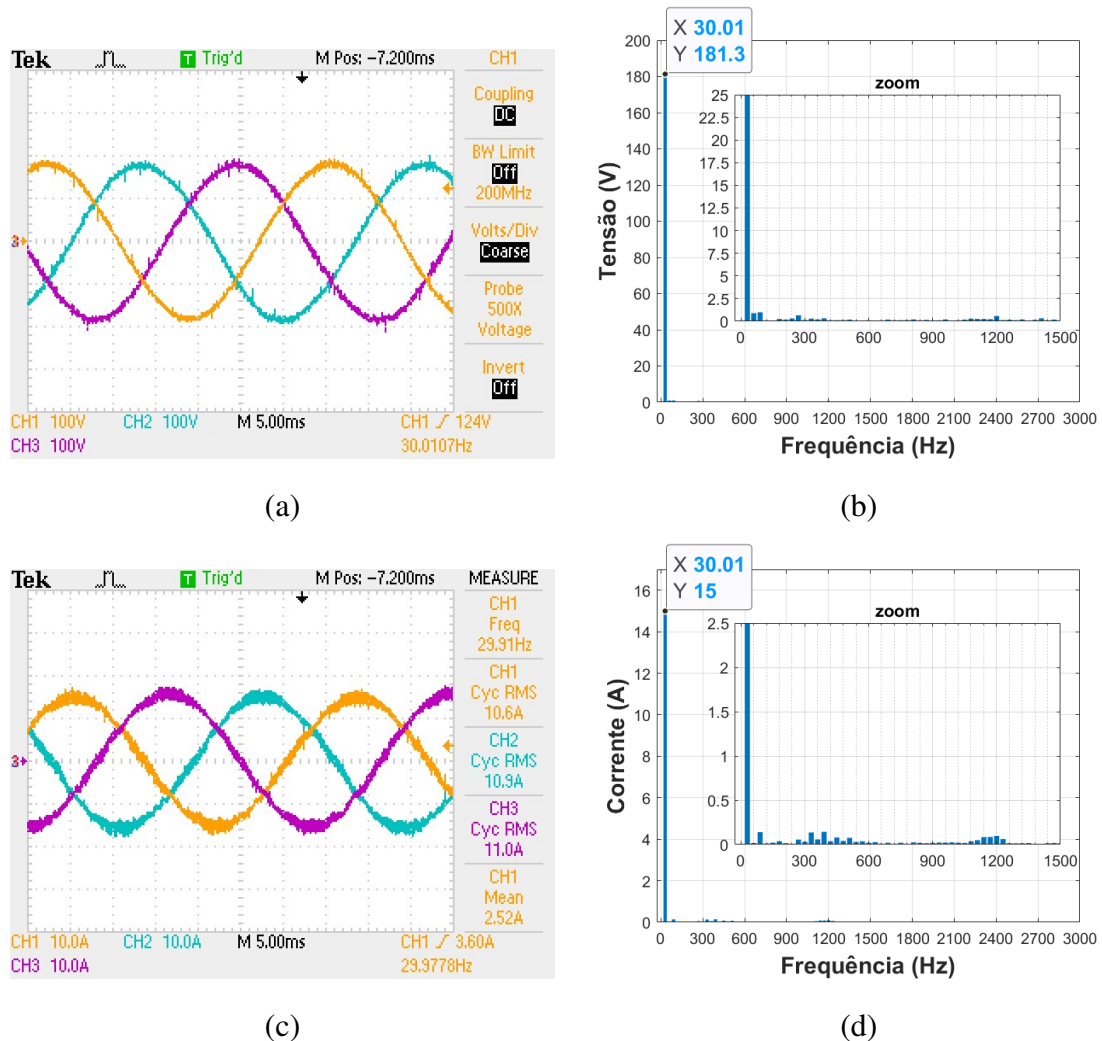


Fonte: Próprio Autor

Já na figura 3.26 é apresentado os resultados das variáveis de testes. Assim, como no caso para 60 Hz os resultados encontrados possuem baixos níveis de distorção, sendo: THD = 1,24% e THD = 2,45%, para tensão e corrente, respectivamente. Os valores encontrados para os dois testes, são do ponto de vista de ensaios de transformadores de potência muito próximos e, portanto, deixam evidente a capacidade do sistema de testes proposto de realizar ensaios em transformadores de variadas frequências nominais (p. ex. 50 Hz, 60 Hz).

Figura 3.26: Tensão e Corrente do teste - Teste Linear 30 Hz

(a) - Tensão trifásica de teste (b) - Espectro harmônico da tensão de teste  
 (c) - Corrente trifásica de teste (d) - Espectro harmônico da corrente de teste



Fonte: Próprio Autor

### 3.3.2 Teste harmônico

Comprovada a capacidade da bancada em realizar testes na frequência fundamental, deve-se avaliar sua capacidade de ensaiar os transformadores emulando carregamento não-linear. Dessa forma, deve ser imposto ao equipamento sob teste, harmônicos de tensão e corrente de forma controlada. Os testes não lineares são conduzidos sintetizando o quinto e o sétimo harmônicos, visto que são os mais relevantes nos sistemas de energia. Os resultados obtidos são apresentados primeiramente para testes impondo somente distorção na tensão (Teste harmônico de tensão) ou somente distorção de corrente (Teste harmônico de corrente). Por último é apresentado o teste para distorção conjunta (Teste harmônico completo).

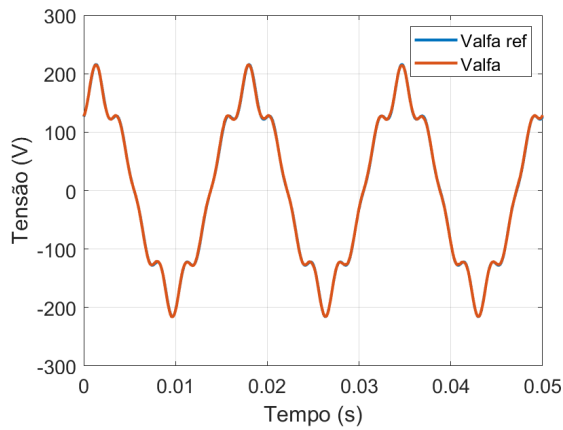
As figuras 3.27 e 3.28 apresentam os resultados da performance do sistema de controle obtidos para o teste harmônico de tensão e corrente, respectivamente. Além disso, o teste harmônico de tensão é realizado em duas situações distintas da malha de corrente do CRC: com e sem as parcelas ressonantes de quinto e sétimo harmônicos ativa.

Analisando a performance do sistema de controle pelas figuras 3.27.a e 3.27.b no teste de tensão e pelas figuras 3.28.c e 3.28.d no teste de corrente, fica clara a capacidade dos controladores projetados de rastrear as frequências harmônicas de testes e, portanto, de realizar os ensaios controlados com conteúdo não linear de tensão e corrente.

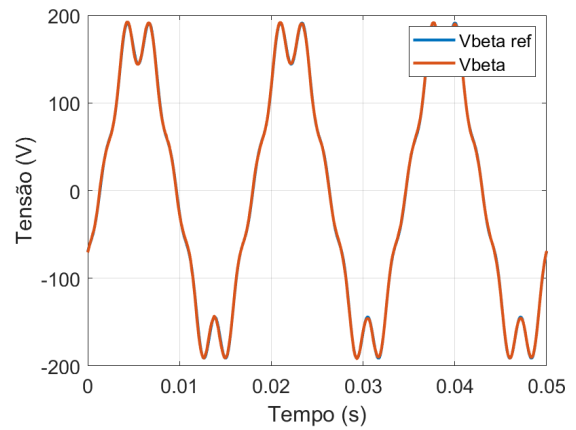
Além da rastreabilidade, os controladores projetados também apresentam rejeição a distúrbios. As correntes de teste são mantidas senoidais para o teste harmônico de tensão conforme as figuras 3.27.c e 3.27.d. O contrário também é válido, conforme visto nas as figuras 3.28.a e 3.28.b, visto que as tensões possuem característica senoidal no teste harmônico de corrente.

Porém, quando não há atuação das parcelas ressonantes harmônicas, o controlador apenas na frequência fundamental é incapaz de rejeitar o distúrbio advindo dos harmônicos de tensão, conforme apresentado nas figuras 3.27.e e 3.27.f. Fica claro, aqui que, mesmo não operando em situação harmônica, as estruturas ressonantes auxiliam os ensaios dos transformadores e, portanto, são mantidas ligadas em todos os momentos do teste. A Tabela 3.6 sumariza os erros das malhas de controle de tensão do CRT e corrente do CRC, para os dois testes apresentados. Para os casos dos controladores ressonantes ligados, todos os erros encontram-se abaixo da faixa de 5%.

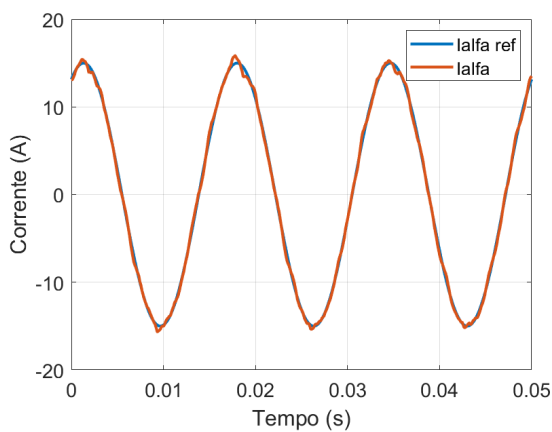
Figura 3.27: Rastreabilidade dos controladores do CRT e CRC - Teste harmônico de tensão  
(a) - Controlador Alfa - CRT (b) - Controlador Beta - CRT  
(c) - Controlador Alfa - CRC PR ON (d) - Controlador Beta - CRC PR ON  
(e) - Controlador Alfa - CRC PR OFF (f) - Controlador Beta - CRC PR OFF



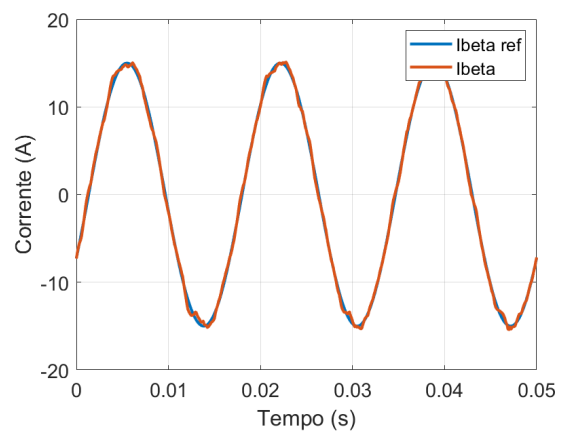
(a)



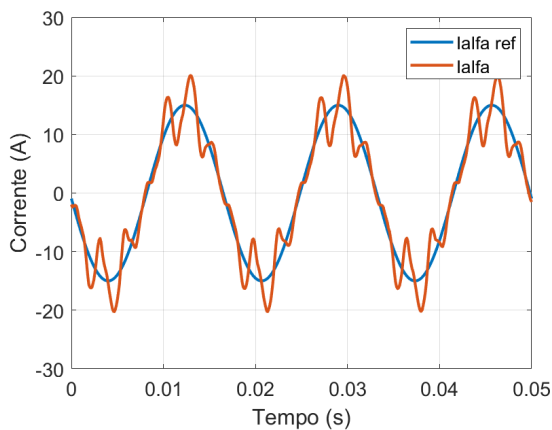
(b)



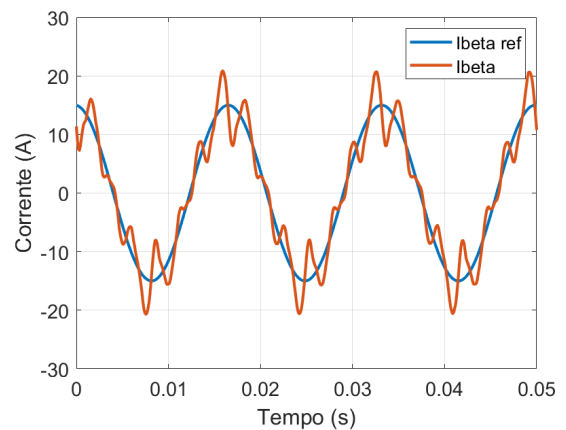
(c)



(d)



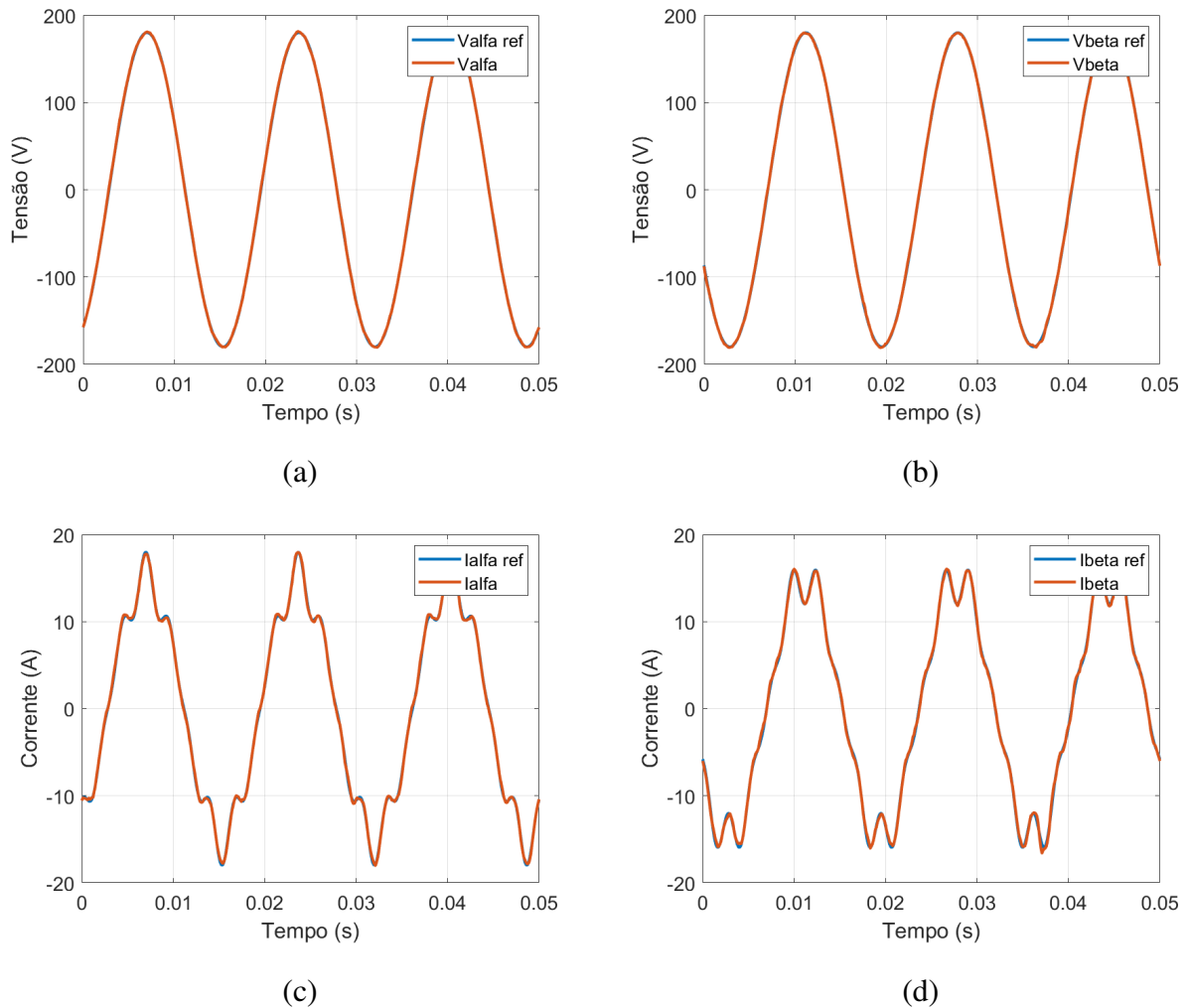
(e)



(f)

Fonte: Próprio Autor

Figura 3.28: Rastreabilidade dos controladores do CRT e CRC - Teste harmônico de corrente  
 (a) - Controlador Alfa - CRT (b) - Controlador Beta - CRT  
 (c) - Controlador Alfa - CRC (d) - Controlador Beta - CRC



Fonte: Próprio Autor

Tabela 3.6: Erros dos testes harmônicos de tensão e corrente

	Teste harmônico de tensão		Teste harmônico de corrente	
	eixo alfa	eixo beta	eixo alfa	eixo beta
Malha de tensão	0,83%	0,93%	0,70%	0,79%
Malha de corrente	2,86%	3,15%	1,51%	2,08%

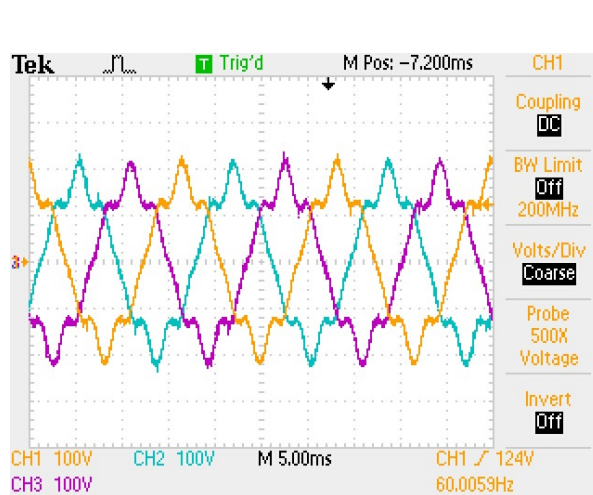
As figuras 3.29 e 3.30 apresentam, respectivamente, as formas de ondas e o espectro em frequência para os testes harmônicos de corrente e tensão.

Os resultados das figuras 3.29 e 3.30 reforçam novamente a capacidade de imposição e rejeição de tensão e corrente harmônicas. Por fim, a Tabela 3.7 apresenta a THD e as IHD de quinto e sétimo harmônico das grandezas medidas para os dois testes. São apresentados os valores apenas dos ensaios executados com a estrutura de controle completa, e percebe-se que a bancada de ensaios consegue novamente executar os testes programados de forma controlada. Todos os resultados experimentais apresentados atestam a flexibilidade da metodologia proposta em realizar ensaios controlados em transformadores.

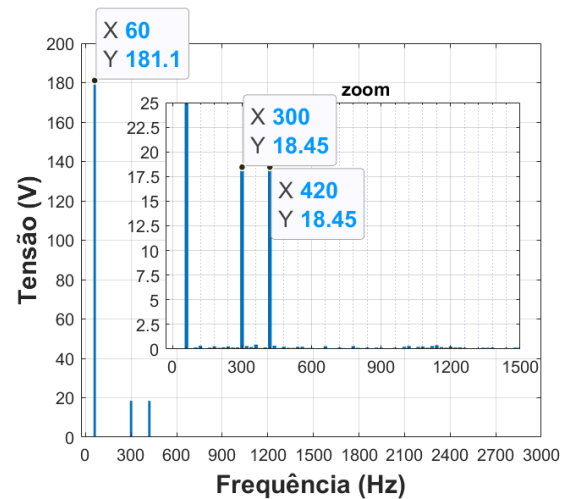
Figura 3.29: Tensão e Corrente do teste - Teste harmônico de tensão

(a) - Tensão trifásica de teste (b) - Espectro harmônico da tensão de teste

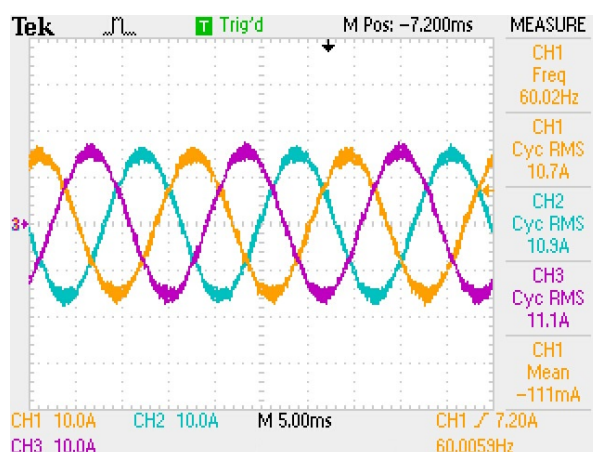
(c) - Corrente trifásica de teste (d) - Espectro harmônico da corrente de teste



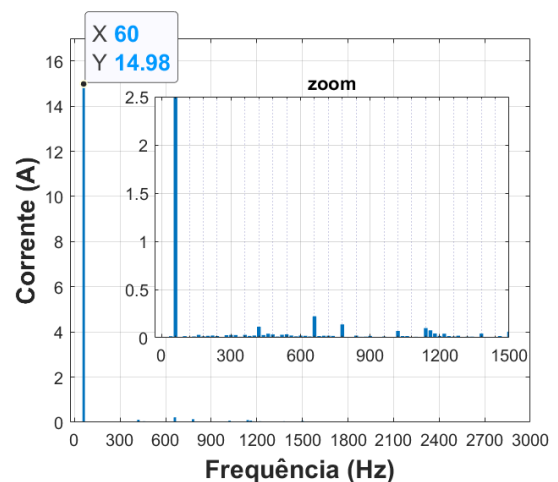
(a)



(b)



(c)

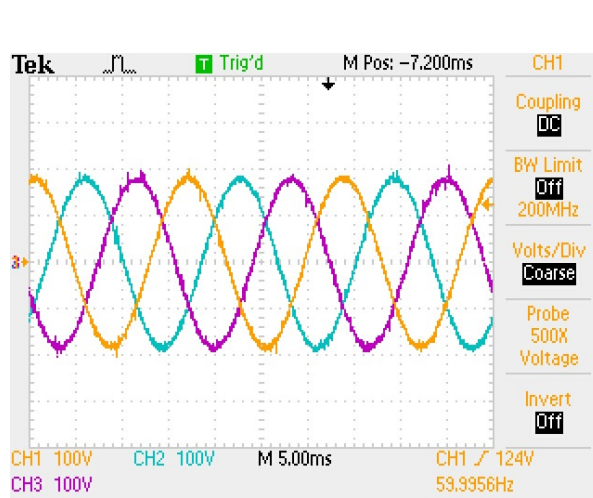


(d)

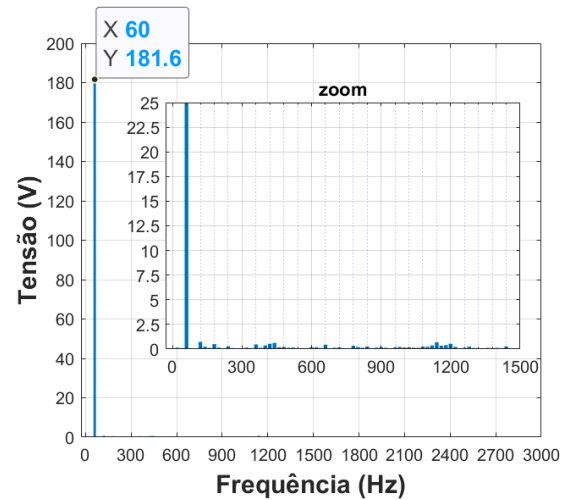
Fonte: Próprio Autor



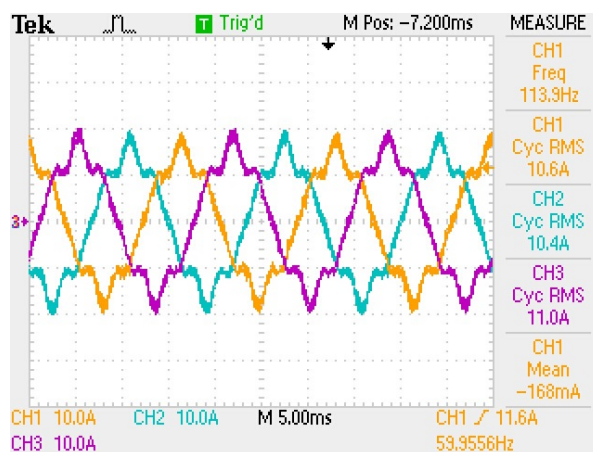
Figura 3.30: Tensão e Corrente do teste - Teste harmônico de corrente  
 (a) - Tensão trifásica de teste (b) - Espectro harmônico da tensão de teste  
 (c) - Corrente trifásica de teste (d) - Espectro harmônico da corrente de teste



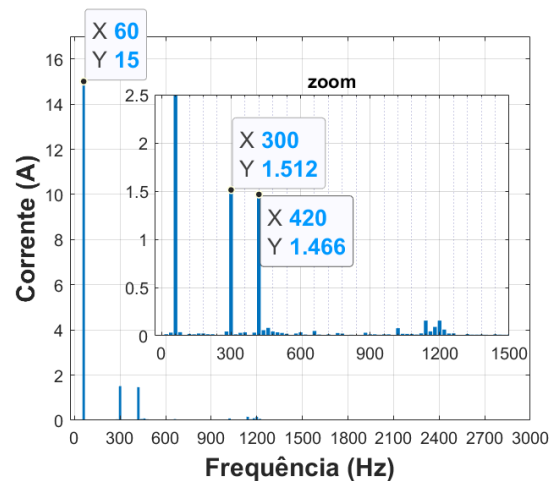
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Próprio Autor

Tabela 3.7: Distorção das grandezas para os testes harmônicos de tensão e corrente

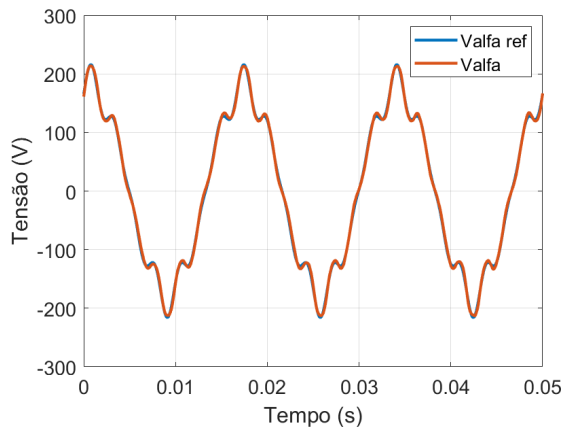
	Teste harmônico de tensão		Teste harmônico de corrente	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
THD	14,45%	2,51%	1,32%	14,21%
IHD 5°	10,19%	0,19%	0,05%	10,07%
IHD 7°	10,19%	0,76%	0,30%	9,77%



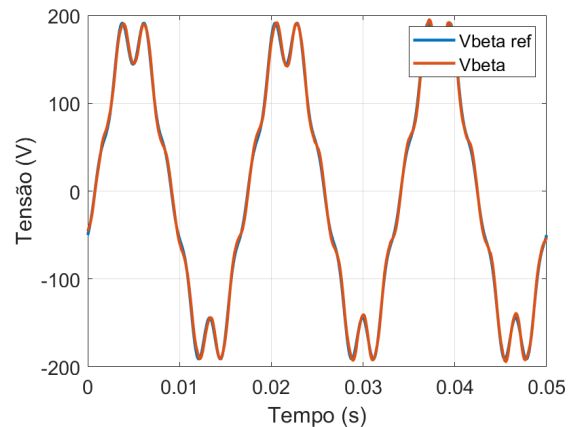
Por fim, as figuras 3.31 e 3.32 apresentam, respectivamente, os resultados dos controlares e medições das grandezas de testes para o teste com imposição simultânea de distorção de tensão e corrente.

Figura 3.31: Rastreabilidade dos controladores - Teste harmônico completo

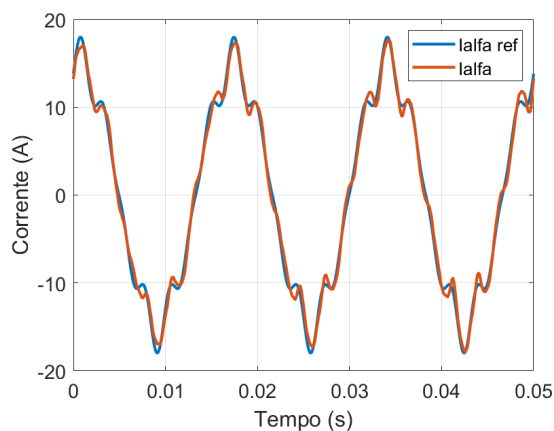
(a) - Controlador Alfa - CRT (b) - Controlador Beta - CRT  
(c) - Controlador Alfa - CRC (d) - Controlador Beta - CRC



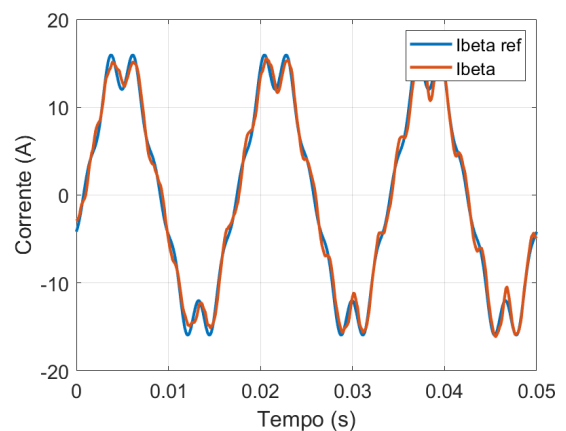
(a)



(b)



(c)

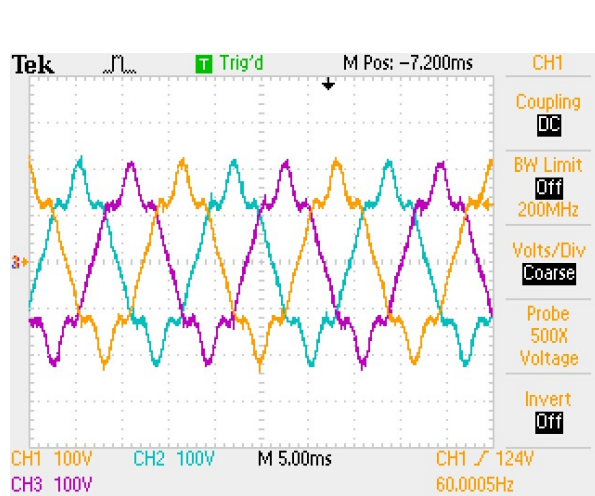


(d)

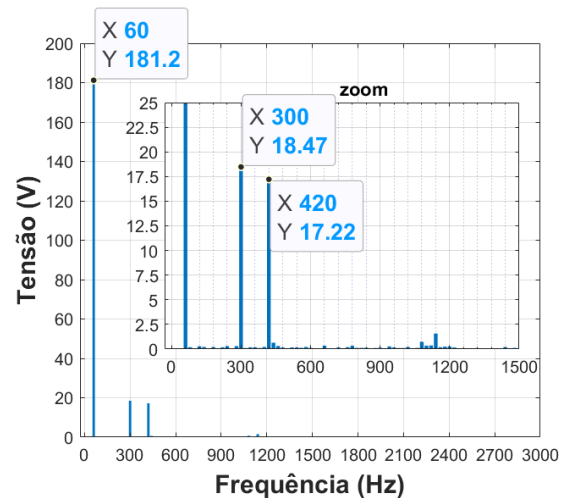
Fonte: Próprio Autor

Analisando a figura 3.31 fica claro que o desempenho do sistema de controle decai na operação simultânea, principalmente nos resultados de corrente das figuras 3.31.c e 3.31.b. Avaliando o erro dos controladores encontra-se para malha de tensão erros de 2,35% e 2,57% e para malha de corrente esses erros são de 7,10% e 8,10%, respectivamente, para os eixos alfa e beta dos controladores.

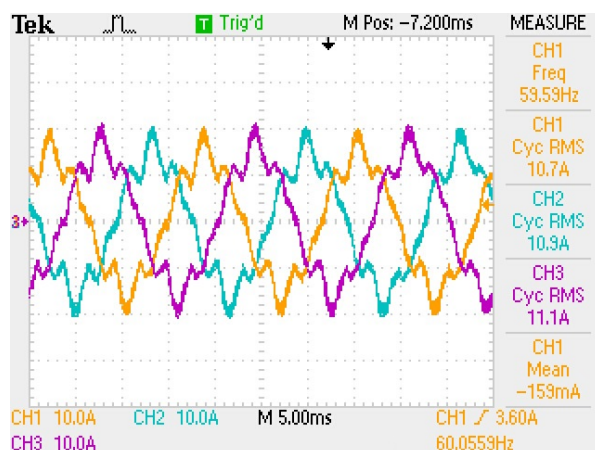
Figura 3.32: Tensão e corrente do teste - Teste harmônico completo  
 (a) - Tensão trifásica de teste (b) - Espectro harmônico da tensão de teste  
 (c) - Corrente trifásica de teste (d) - Espectro harmônico da corrente de teste



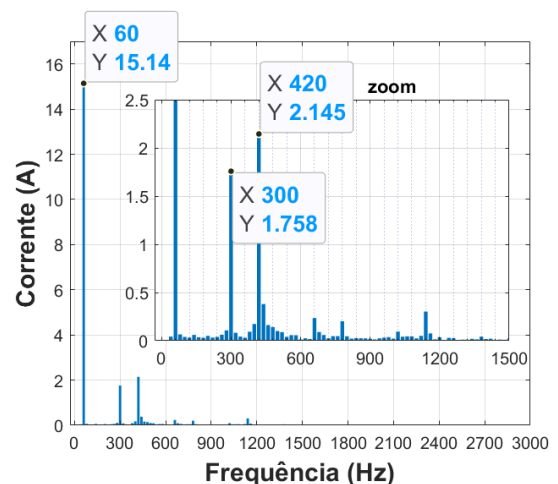
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Próprio Autor

Analisando as formas de onda e os espectros de frequência das grandezas de teste da figura 3.32, percebe-se que a atuação da malha de tensão apresenta desempenho próximo aos resultados obtidos nos testes realizados separadamente. Já analisando os resultados de corrente, fica claro que os controladores do CRC não conseguem, como no ensaio anterior, manter sua capacidade de rastreabilidade e rejeição, sendo que a performance é deteriorada conforme o aumento da frequência. Dessa forma, há claramente um efeito de amplificação das componentes harmônicas de quinto e sétimo harmônicos. Esses resultados encontrados, estão sumarizados na Tabela 3.8 que apresenta a THD e IHD do teste harmônico completo.

Tabela 3.8: Distorção das grandezas controladas para os teste harmônico completo

	Tensão	Corrente
THD	14,05%	18,97%
IHD 5°	10,19%	11,61%
IHD 7°	9,50%	14,16%

Por fim, ressalta-se que, apesar dos erros apresentados no teste harmônico completo serem elevados percentualmente, possuem valores absolutos relativamente pequenos quando comparados com a capacidade do sistema completo. A referência de corrente harmônica de 1,5 A requerida corresponde à  $\approx 2\%$  do valor nominal. Mesmo que os sensores de efeito hall utilizados tenham sensibilidade para medir correntes dessa ordem, o erro absoluto encontrado ( $\approx 0,6A$ ) representa uma dificuldade prática durante a execução das rotinas de controle quando operando com várias componentes harmônicas. Para todos os outros resultados encontrados os erros estão na faixa dos 3%. Considerando todos esses resultados, pode-se afirmar que a metodologia proposta consegue realizar os ensaios controlados e, mesmo com os erros apresentados nas situações mais severas, do ponto de vista do ensaio de transformadores, a diferença apresentada está dentro de limites aceitáveis para o teste do equipamento.

### 3.4 Considerações Finais do Capítulo

Esse capítulo apresentou a avaliação de performance da bancada de ensaios de transformadores proposta. Todo projeto das estruturas de controle foram apresentados e validados pelos resultados computacionais e experimentais. Além da validação do projeto dos controladores, a simulação computacional permite visualizar o efeito regenerativo do simulador de cargas eletrônico proposto.

Por fim, os resultados experimentais validam a capacidade do sistema proposto de realizar os testes nos transformadores de forma controlada. Os maiores erros encontrados nos testes realizados foram na condição do teste harmônico completo. Apesar disso, quando comparado a métodos de emulação de carregamento não-linear mais tradicionais que se utilizam de cargas não-lineares com níveis pré-definidos, o sistema de testes proposto apresenta resultados mais precisos e com ajuste mais fino. Portanto, com todos os resultados computacionais e experimentais apresentados nessa tese, pode-se afirmar que a metodologia de ensaio de transformadores

de potência proposta está validada.

Apesar disso, o simulador de cargas proposto ainda pode evoluir no aspecto de síntese harmônica e controlabilidade. Assim, nos próximos capítulos, as discussões realizadas tem como objetivo incrementar a banda passante do sistema de testes. O primeiro passo é a reavaliação dos filtros de saída, visto que sua dinâmica interfere diretamente na frequência de *crossover* do sistema e, conseqüentemente, na máxima frequência que pode ser sintetizada.

## Capítulo 4

# Projeto e Avaliação de Filtros para o Sistema de Testes

Como apresentado no capítulo 3, a metodologia proposta consegue realizar ensaios em transformadores de potência, controlando as principais grandezas elétricas do teste: tensão, corrente, frequência, potência, fator de potência e distorção harmônica. No entanto, os estudos apresentados até o momento nessa tese foram realizados para o filtro de saída e conjunto dos transformadores apresentados nas Tabelas 2.1 e 2.4, respectivamente. Porém, a plataforma de testes deve ter a capacidade de realizar ensaios em diversos transformadores com características diferentes.

Sendo assim, o projeto do sistema de testes deve ser revisto de maneira a considerar a operação da bancada em uma faixa mais ampla de transformadores que podem ser ensaiados. Para esses ensaios, a principal mudança deve ser no projeto do filtro de saída dos conversores. No capítulo 2, o projeto apresentado considera critérios clássicos para filtros de conversores conectados ao sistema de energia. Alguns desses critérios devem ser adequados às características específicas do sistema de testes proposto. Um exemplo simples é a determinação do limite da capacitância do filtro. De maneira geral, o capacitor é limitado para que o fluxo de reativos do filtro seja inferior à 5% da potência nominal do sistema, não comprometendo o fator de potência da rede elétrica. Esse critério não deve se aplicar ao sistema proposto, visto que, o limite do fluxo de reativo será determinado pela máxima corrente do conversor.

Os critérios detalhados na Tabela 4.1 foram escolhidos como sendo os limites elétricos e operacionais da bancada de teste. Os critérios de tensão, corrente e, conseqüentemente, potência foram estipulados a partir do conversor estático já utilizado, conforme apresentado na

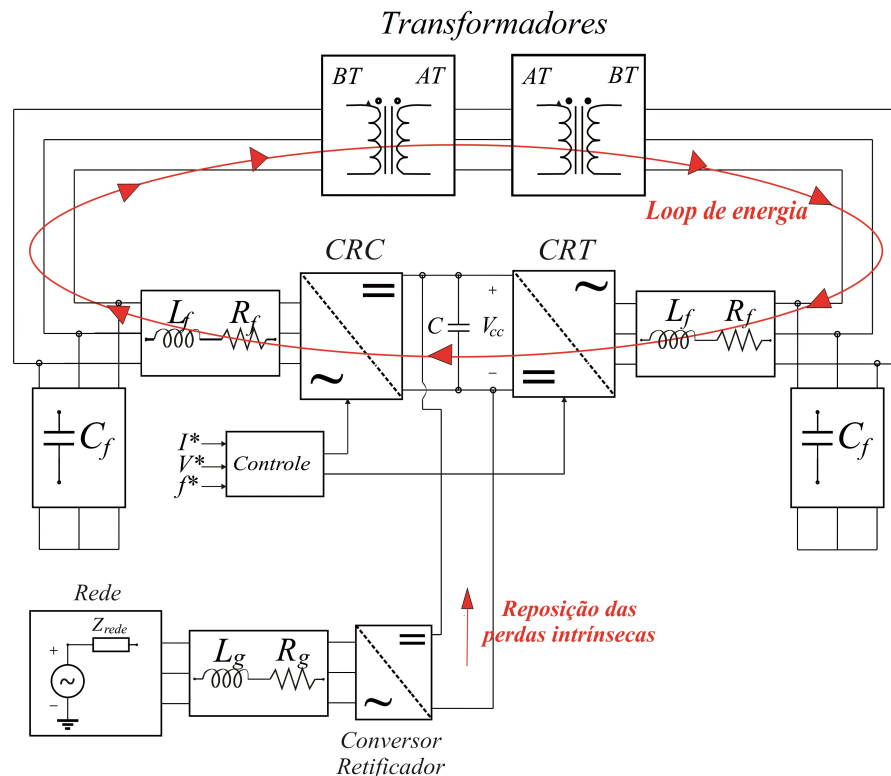
Tabela 2.7. Os limites de impedância e razão X/R foram definidos dentre uma faixa típica de transformadores de distribuição. A THD é definida a partir do guia IEEE-519 (2014) e o *ripple* de tensão e corrente é definido com um valor pequeno, para melhor emular uma rede elétrica (com baixo conteúdo harmônico de alta frequência).

Tabela 4.1: Limites do sistema de testes de transformadores de potência

Limites	Tensão	Corrente	Potência	Impedância	Razão X/R
<b>Superior</b>	480 V	60 A	50 kVA	12%	20
<b>Inferior</b>	220 V	15 A	10 kVA	3%	10
<b>THD</b>	< 5%	< 5%	NC	NC	NC
<b>Ripple</b>	< 2V	< 0,2A	NC	NC	NC

Os critérios de THD e *ripple* devem ser garantidos pelos filtros de saída dos conversores. Além disso, os valores de limites apresentados são referentes ao lado de baixa tensão dos transformadores sob teste, visto que a ligação com o lado de alta exige conversores de elevado nível de tensão (maior que 13,8 kV). Para os estudos a seguir, é sempre considerada a presença de dois transformadores de características semelhantes, conectados entre si pelo lado de alta e conectados aos conversores do teste pelo lado de baixa, como apresentado na figura 4.1.

Figura 4.1: Esquemático da bancada de testes com as alterações propostas



Fonte: Próprio Autor

Dessa forma, as discussões neste capítulo destinam-se a apresentação do projeto dos novos filtros de saída dos conversores para atender os critérios da Tabela 4.1. O projeto é dividido em duas etapas: a primeira para discutir os critérios que devem ser utilizados considerando as características inerentes do sistema de teste de transformadores e a segunda para avaliar os componentes selecionados utilizando-se das ferramentas de resposta em frequência e simulação computacional.

## 4.1 Critérios de Projeto

Dada a operação isolada do CRC e CRT do sistema de energia, os componentes do filtro não precisam ser limitados por critérios como máxima queda de tensão ou limite de potência reativa, como em projetos clássicos. A operação isolada permite que os ensaios ocorram sem prejuízos aos sistemas de energia, desde que os conversores responsáveis pelo testes possuam capacidade de impor tensão e/ou corrente.

Essa capacidade de imposição de tensão e corrente é reduzida nos testes não-lineares, visto que os requisitos de tensão e corrente aumentam proporcionalmente com a ordem do harmônico sintetizado. Além disso, as impedâncias dos transformadores são outro aspecto importantíssimo, já que quanto maior suas indutâncias, maior a tensão necessária que os conversores devem impor para a circulação de correntes harmônicas.

Essa questão levanta dois pontos interessantes de análise. O primeiro seria a necessidade de aumentar o número de critérios de testes estabelecidos, de forma a contemplar mais fatores como: um fator de deslocamento (FD) mínimo e um valor mínimo de tensões e correntes harmônicas. Esse caminho especificaria ainda mais os limites do sistema proposto e, fatalmente, levaria à diminuição da faixa de equipamentos que podem ser testados pelo sistema.

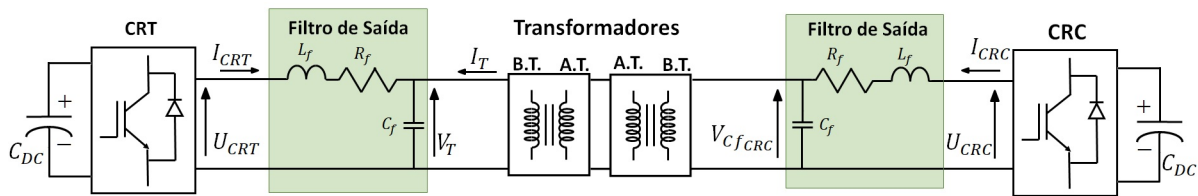
O segundo ponto de análise é manter as restrições de teste já estabelecidas e avaliar os componentes pelo teste com frequência fundamental apenas, visto que, na maioria das vezes, este é o ensaio de maior importância. Nesse cenário, alguns critérios de testes devem ser determinados *à posteriori*, como, a capacidade de circulação de harmônicos, dado que são completamente dependentes das características dos transformadores ensaiados. No entanto, a faixa de equipamentos permissíveis de ensaio não seria diminuído.

As duas opções tem as suas vantagens, porém, neste trabalho, o projeto do filtro é realizado conforme a segunda opção, pensando em abranger um número maior de equipamentos. O projeto nesse caso é simplificado, visto que todos os limites de FD e circulação de harmônicos

restringem muito os valores permitidos no filtro de saída. Outro aspecto importante é o fato de que mesmo o projeto pensado para a frequência fundamental, os testes não-lineares ainda podem ser realizados, desde que seus limites sejam determinados de acordo com o conjunto dos transformadores do ensaio e dos limites dos conversores.

Dessa forma, o projeto é dependente dos critérios de *ripple* de saída que são associados aos valores mínimos dos componentes do filtro. Isso, de fato, é algo desejado, visto que quanto menor o filtro de saída, maior a capacidade de explorar os limites dos conversores e, conseqüentemente, maior a banda de passagem do sistema como um todo. Essa característica é extremamente importante e desejada para a síntese de componentes harmônicas de tensão e corrente no teste. Com isso em mente, os filtros selecionados para a bancada são do tipo LC e idênticos para os dois conversores, conforme apresentado na figura 4.2. Este tipo de filtro é selecionado pela sua capacidade de atenuação de componentes de alta frequência e, portanto, as condições de teste são mais próximas à uma situação real de operação dos sistemas de energia.

Figura 4.2: Esquemático dos filtros de saídas com duas estruturas LC



Fonte: Próprio Autor

O projeto do filtro LC de saída de um conversor pode ser realizado através dos requerimentos de *ripple* de corrente no indutor e tensão no capacitor, conforme apresentado em (4.1) e (4.2) (FERREIRA et al., 2021).

$$L_{f_{min}} = \frac{[0,5 V_{dc}]}{[4 \Delta I I_{c_{min}} f_{sw}]} \quad (4.1)$$

$$C_{f_{min}} = \frac{[\Delta I I_{c_{max}}]}{[8 \Delta V V_{c_{min}} f_{sw}]} \quad (4.2)$$

Sendo:

1.  $\Delta I$  o valor do *ripple* de corrente no indutor do filtro;
2.  $\Delta V$  o valor do *ripple* de tensão no capacitor do filtro;



3.  $f_{sw}$  a frequência de chaveamento;
4.  $I_{c_{min}}$  o valor de pico da menor corrente de teste;
5.  $I_{c_{max}}$  o valor de pico da maior corrente de teste;
6.  $V_{c_{min}}$  o valor de pico da menor tensão de teste.

Para o projeto dos filtros, os seguintes critérios são utilizados:

1. Os valores de  $\Delta I$  estão entre 20% a 40%;
2. Os valores de  $\Delta V$  estão entre 1% a 5%;
3. Três valores para as impedâncias do transformador sob teste, com as características apresentadas na Tabela 4.2, são considerados:
  - (a) Caso com menor indutância  $L_T$ ;
  - (b) Caso com maior indutância  $L_T$ ;
  - (c) Caso com o transformador de maior potência e impedância  $X_T$ ;

Tabela 4.2: Transformadores considerados para o projeto do filtro de saída do sistema de testes

	Potência	Tensão	Corrente	Indutância	Impedância
<b>Menor <math>L_T</math></b>	24 kVA	220 V	60 A	0,168 mH	3%
<b>Maior <math>L_T</math></b>	14 kVA	480 V	15A	5,9 mH	12%
<b>Maior Potência e <math>X_T</math></b>	50 kVA	480 V	60 A	1,5 mH	12%

Os valores de  $\Delta I$  e  $\Delta V$  estão dentro de uma faixa típica de valores para o projeto de filtros de saída do tipo LC em conversores estáticos operando como fonte de tensão. No caso dos valores de impedância dos transformadores, essas escolhas permitem afunilar os valores dos componentes progressivamente e encontrar o par  $L_f$  e  $C_f$  desejado. Cabe ressaltar que todos os cenários são calculados mas, apenas alguns casos são apresentados. Visto o grande número de combinações possíveis, não haverá prejuízo das análises e conclusões realizadas.

## 4.2 Determinação dos Componentes e Avaliação de Desempenho

Os valores dos componentes do filtro são determinados de forma iterativa, a partir das análises das respostas no domínio da frequência e no domínio do tempo do sistema, para toda faixa de valores de  $\Delta I$ ,  $\Delta V$  e  $L_T$ . Considerando a configuração apresentada na figura 4.2, o sistema de testes pode ser modelado conforme (4.3):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{u}_c & \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_c \\ \mathbf{x}_s &= \begin{bmatrix} I_{crc} & I_{crt} & I_T & V_{cf_{crc}} & V_T \end{bmatrix}^T & \mathbf{u}_c &= \begin{bmatrix} U_{crc} & U_{crt} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{G}_{\text{filt}}(s) = \mathbf{C}_s [(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_s)^{-1}] \mathbf{B}_s$$

Sendo que  $\mathbf{G}_{\text{filt}}(s)$  representa a matriz de funções de transferências (FT) entre as tensões sintetizadas dos conversores ( $U_{crc}$  e  $U_{crt}$ ) e a variáveis controladas de testes ( $I_T$  e  $V_T$ ). As matrizes  $\mathbf{A}_s$ ,  $\mathbf{B}_s$ ,  $\mathbf{C}_s$  e  $\mathbf{D}_s$  do modelo em espaço de estados do filtro são apresentadas em (4.4).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_s &= \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{-R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{-R_T}{L_T} & \frac{1}{L_T} & \frac{-1}{L_T} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_s &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_s &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_s &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.4)$$

A análise da resposta em frequência de  $\mathbf{G}_{\text{filt}}(s)$  permite avaliar a função em frequências específicas e descartar àquelas que não atendam algum dos critérios de desempenho. Depois dessa

primeira seleção, as possibilidades restantes são avaliadas no domínio do tempo através de um modelo computacional construído no software PLECS. A partir dos resultados computacionais e da avaliação da performance dos filtros no domínio do tempo, seleciona-se o par  $L_f$  e  $C_f$  que cumpra os requisitos estipulados e apresente a maior banda de passagem. Por fim, o filtro selecionado é avaliado para o pior caso do ponto de vista do conversor, onde tem-se o equipamento de maior potência e maior impedância. Caso o conversor não consiga impor a tensão necessária para os testes, deve-se escolher um novo par  $L_f$  e  $C_f$  com menor indutância dentre aqueles que atendam os requisitos.

Inicia-se a análise no domínio da frequência para os casos onde o sistema apresenta a maior banda de passagem, ou seja, quando os transformadores sob teste apresentam o menor valor de  $L_T$ . Pode-se então, eliminar os casos onde há alguma frequência de ressonância superior a  $f_{sw}/2$  e àqueles que não atendam o critério de atenuação em alta frequência (possuam ganho da FT maior que -40dB na frequência  $f_{sw}$ ). As respostas em frequência de corrente e tensão de teste são apresentadas nas figuras 4.3 e 4.4 variando os valores de  $\Delta V$  e considerando  $\Delta I$  fixo em seus valores mínimo e máximo, respectivamente.

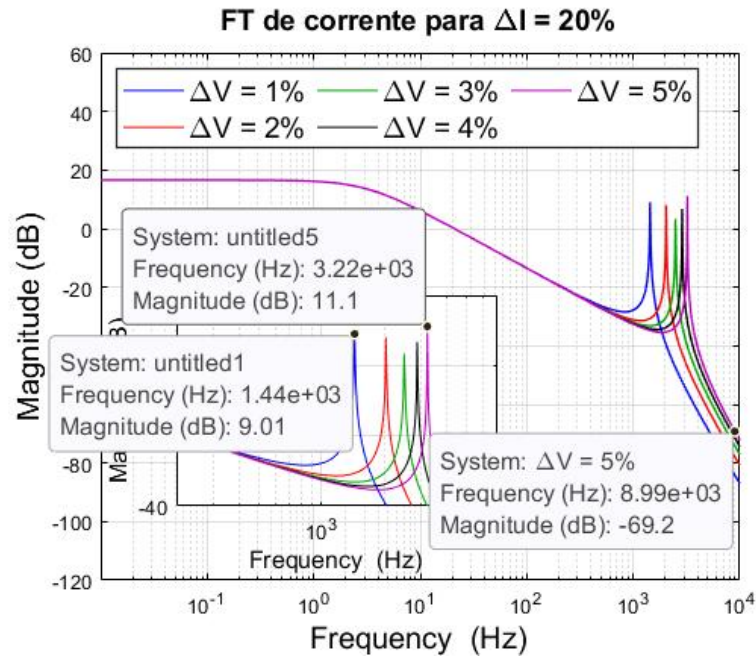
Analisando as figuras 4.3 e 4.4, quando se avalia o critério de atenuação do filtro em  $f_{sw}$ , percebe-se que, em todos os casos, o limite foi cumprido. Isso era esperado, já que o sistema completo (dois filtros LC e junto com os transformadores) é de quinta ordem e, portanto, possuem atenuação de -100 dB por década após sua frequência de corte. Porém, dada a conexão do sistema, o resultado é um filtro de quinta de ordem com uma elevada atenuação das componentes de alta frequência.

Analisando o formato das respostas em frequência pode-se concluir alguns pontos: a banda passante do filtro aumenta conforme o crescimento de  $\Delta V$  e o efeito contrário ocorre com o crescimento de  $\Delta I$ . Analisando as frequências de ressonância dos sistemas, vê-se que o filtro possui dois valores distintos, um inferior e outro superior. A frequência superior afeta tanto a tensão quanto a corrente além de apresentar valores elevados para alguns casos. Nesse aspecto, os projetos que apresentam a ressonância superior em frequências maiores, ou muito próximas, de  $f_{sw}/2$  são descartados. Isto se deve ao fato de que a estabilidade do sistema físico é muito comprometida para estes casos.

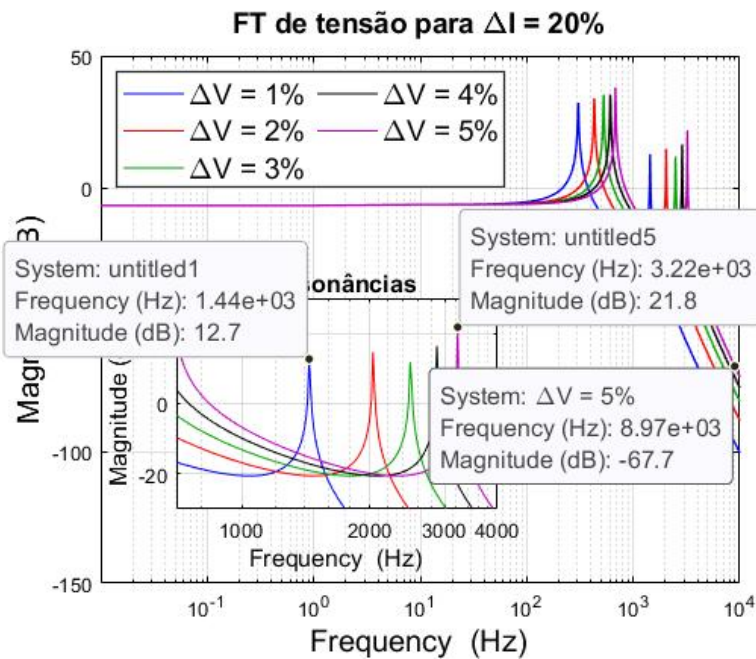
Figura 4.3: Resposta em frequência do filtro para  $\Delta I = 20\%$  fixo

(a) - FT de corrente de teste pela tensão do conversor

(b) - FT de tensão de teste pela tensão do conversor



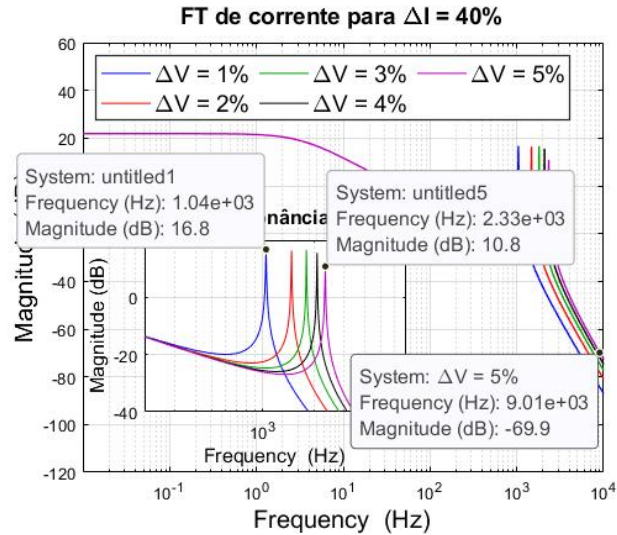
(a)



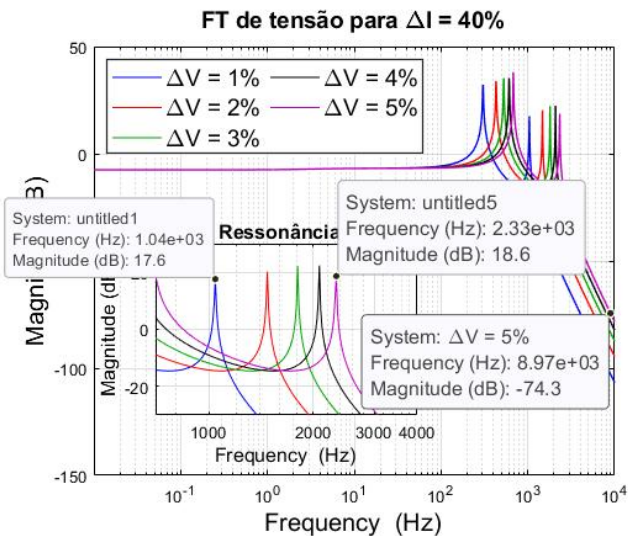
(b)

Fonte: Próprio Autor

Figura 4.4: Resposta em frequência do filtro para  $\Delta I = 40\%$  fixo  
 (a) - FT de corrente de teste pela tensão do conversor  
 (b) - FT de tensão de teste pela tensão do conversor



(a)

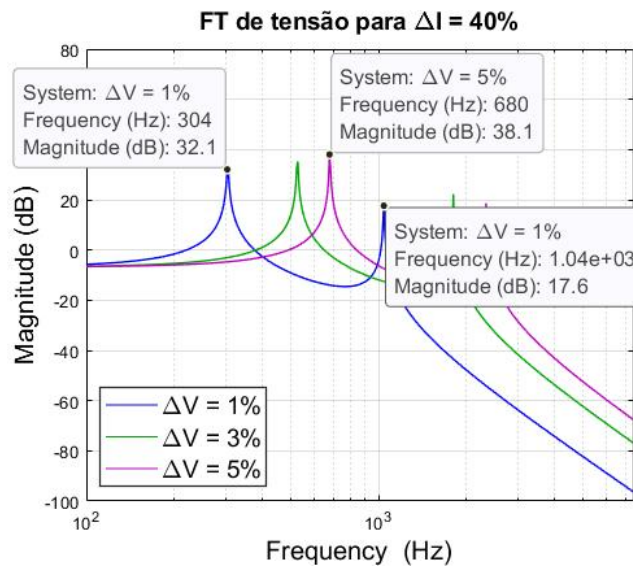
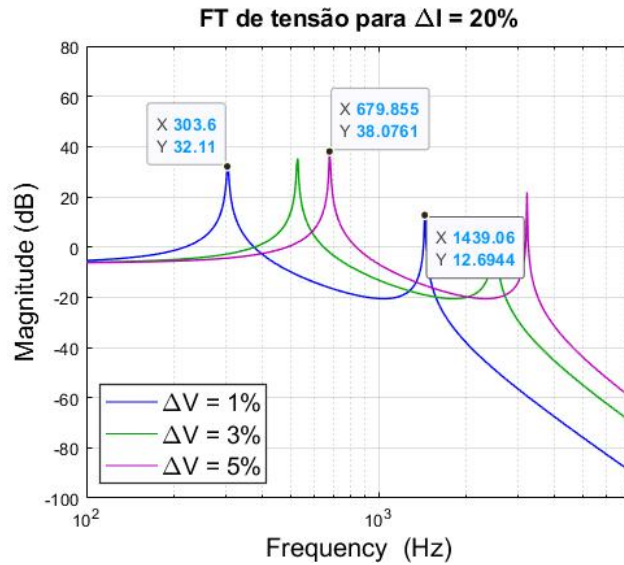


(b)

Fonte: Próprio Autor

Sobre a ressonância inferior do sistema, ela pode prejudicar o desempenho do filtro, já que pode aumentar e/ou excitar harmônicos de baixa ordem e, conseqüentemente, comprometer a THD das variáveis de teste. Para investigar melhor esse fenômeno, as figuras 4.5 e 4.6 apresentam as resposta de tensão do filtro considerando, respectivamente, os valores mínimo e máximo de  $L_T$ .

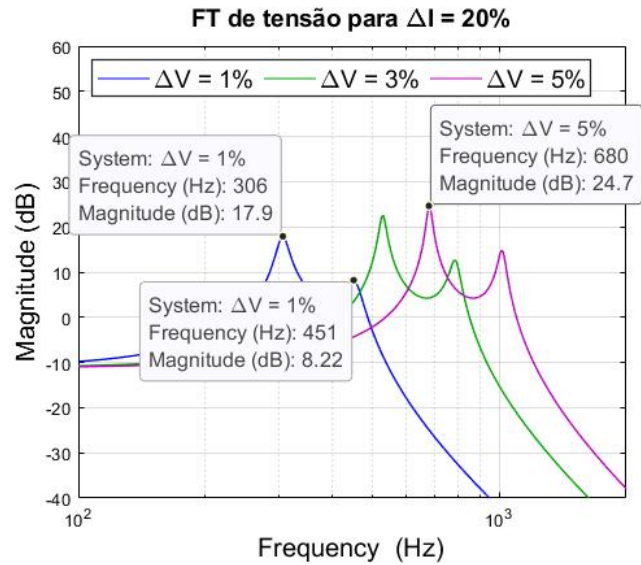
Figura 4.5: Ressonância inferior do filtro de saída para  $L_T$  mínimo  
 (a) - FT de tensão para  $\Delta I = 20\%$  e menor  $L_T$   
 (b) - FT de tensão para  $\Delta I = 40\%$  e menor  $L_T$



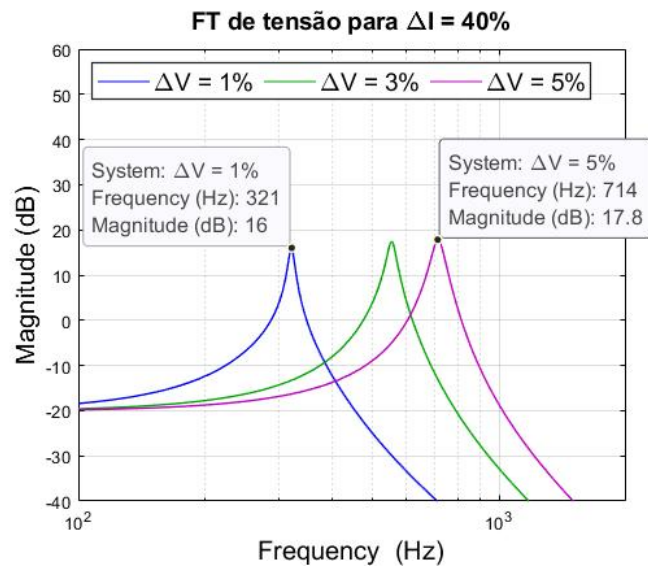
Fonte: Próprio Autor

Percebe-se que os valores de  $\Delta I$  e  $L_T$  não alteram efetivamente a frequência de ressonância inferior, apenas o seu ganho. Então, para determinar seus efeitos na operação dos filtros, um modelo computacional foi desenvolvido no PLECS para avaliar o desempenho dos vários projetos em malha aberta. As simulações são realizadas mantendo o ciclo de trabalho máximo no CRC fixo e alterando o módulo e o ângulo da tensão de saída do CRT, de forma que o trans-

Figura 4.6: Ressonância inferior do filtro de saída para  $L_T$  máximo  
 (a) - FT de tensão para  $\Delta I = 20\%$  e maior  $L_T$   
 (b) - FT de tensão para  $\Delta I = 40\%$  e maior  $L_T$



(a)



(b)

Fonte: Próprio Autor

formador sob teste fique submetido às condições nominais de corrente e tensão. As Tabelas 4.3 e 4.4 apresentam, respectivamente, os resultados de desempenho obtidos na simulação para os casos dos valores mínimo e máximo de  $L_T$ .

As Tabelas 4.3 e 4.4 comprovam que as distorções harmônicas de baixa frequência são nitidamente maiores na tensão que na corrente, tornando evidente o efeito da ressonância inferior

Tabela 4.3: Desempenho do filtro de saída para o caso de  $L_T$  mínimo

		Corrente			Tensão		
		$\Delta V = 1\%$	$\Delta V = 3\%$	$\Delta V = 5\%$	$\Delta V = 1\%$	$\Delta V = 3\%$	$\Delta V = 5\%$
<b>THD</b>	$\Delta I = 20\%$	0,19%	0,34%	0,16%	2,14%	3,31%	5,85%
	$\Delta I = 30\%$	0,52%	0,39%	0,41%	3,63%	2,92%	4,80%
	$\Delta I = 40\%$	0,51%	0,42%	0,37%	4,30%	2,57%	9,33%
<b>Ripple</b>	$\Delta I = 20\%$	< 0,02 A	0,03 A	0,06 A	< 0,2 V	0,32 V	0,56 V
	$\Delta I = 30\%$	< 0,02 A	0,02 A	0,04 A	< 0,2 V	0,29 V	0,49 V
	$\Delta I = 40\%$	< 0,02 A	< 0,02 A	0,03 A	< 0,2 V	0,27 V	0,46 V

Tabela 4.4: Desempenho do filtro de saída para o caso de  $L_T$  máximo

		Corrente			Tensão		
		$\Delta V = 1\%$	$\Delta V = 3\%$	$\Delta V = 5\%$	$\Delta V = 1\%$	$\Delta V = 3\%$	$\Delta V = 5\%$
<b>THD</b>	$\Delta I = 20\%$	0,85%	2,69%	0,72%	3,06%	4,37%	3,77%
	$\Delta I = 30\%$	1,04%	1,13%	2,82%	4,60%	3,24%	6,94%
	$\Delta I = 40\%$	0,74%	2,82%	31,31%	4,22%	6,94%	48,36%
<b>Ripple</b>	$\Delta I = 20\%$	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,2 V	0,51V	0,85 V
	$\Delta I = 30\%$	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,2 V	0,51V	0,85 V
	$\Delta I = 40\%$	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,02 A	< 0,2 V	0,85 V	0,88 V

no desempenho do filtro. O que era esperado, dado as respostas das figuras 4.3 e 4.4, onde esse efeito de ressonância é perceptível apenas nas repostas de tensão. A partir dos resultados apresentados, pode-se ver que, em todos os casos, os *ripples* de tensão e de corrente encontram-se dentro do limite permitido, reforçando a análise anterior do comportamento geral do sistema de quinta ordem. Analisando os resultados de THD, todos aqueles que transgridem o limite de 5% são descartados, restando apenas os casos que atendem os critérios de projeto estipulado.

Dentre as combinações possíveis, deve ser escolhida àquela com maior banda passante. Como mostrado anteriormente, quanto maior for  $\Delta V$  e menor for  $\Delta I$ , mais elevada é a banda passante do sistema. Como os valores de  $\Delta I$  interferem pouco na frequência de ressonância inferior, seleciona-se os casos em que  $\Delta I = 20\%$ . Dessa forma, dentro dos possíveis valores mostrados nas Tabelas 4.3 e 4.4,  $\Delta V = 3\%$  é o que apresenta a maior banda passante. Assim, utilizando (4.1) e (4.2), encontra-se os valores de  $L_f = 3,6mH$  e  $C_f = 25\mu F$  para os filtros LC de saída para o sistema de testes proposto.

Por fim, dada a estratégia de projeto adotada, nenhum limite superior foi imposto durante o processo de seleção dos componentes do filtro. Optou-se por selecionar  $L_f$  e  $C_f$  que apresentem maior banda de passagem, cumprindo os requisitos de THD e *ripple*. Dessa forma, o filtro

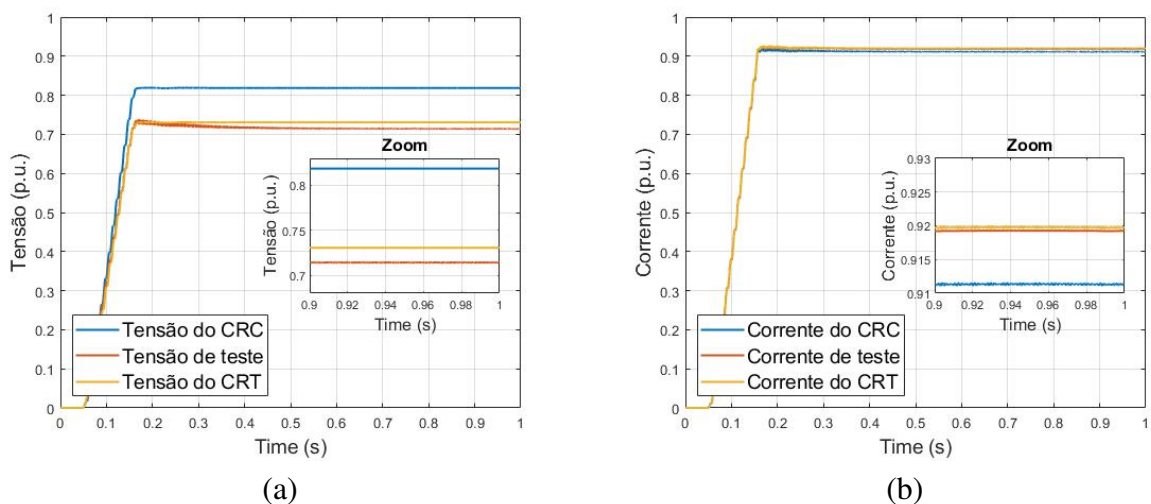


selecionado deve ser avaliado para o pior caso do ponto de vista dos conversores de potência, ou seja, o transformador de teste de maior potência e impedância. Caso o sistema não apresente capacidade de impor as tensões e correntes necessárias, novos valores de  $L_f$  e  $C_f$ , que apresentem uma banda de passagem menor, devem ser selecionados dentro do conjunto de casos que cumprem os requisitos de desempenho. Repete-se este processo de avaliação até a seleção adequada dos filtros.

Dessa forma, o modelo computacional construído no PLECS é novamente utilizado para avaliar o comportamento dos conversores e determinar os limites da bancada de testes. Primeiro deve-se avaliar as tensões e correntes do CRC e CRT para o caso que impõe ao transformador tensão e corrente de teste nominais e fator de deslocamento unitário. Esse é o caso base, já realizado para os casos de  $L_T$  máximo e mínimo. A figura 4.7 apresenta os valores de tensão e corrente dos conversores e do transformador sob teste em p.u. (considerando os valores nominais do conversor como base).

Figura 4.7: Níveis de tensão e corrente para o teste do transformador de maior potência e impedância

- (a) - Tensão do CRC, CRT e do transformador sob teste  
 (b) - Corrente do CRC, CRT e do transformador sob teste



Fonte: Próprio Autor

Analisando a figura 4.7 vê-se que nenhum limite do conversor é transgredido, ou seja, os filtros selecionados não restringem a capacidade de realização de teste na frequência nominal. Os estudos no domínio da frequência garantem sejam selecionados apenas os casos estáveis e que apresentem a redução necessária na frequência de chaveamento. As simulações no domínio do tempo para os valores permitem selecionar o filtro de maior banda passante e que atendam

os requisitos de qualidade de energia. Por fim, a simulação do pior caso permite verificar se o filtro selecionado impõe alguma restrição quanto ao limite operacional do conversor. Dessa forma, combinando as análises realizadas nos domínios da frequência e do tempo, conclui-se que os filtros selecionados conseguem atender a toda faixa de transformadores determinada. As características do filtro selecionado para os três casos de estudos são apresentadas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Característica para o estudo de caso -  $L_f = 3,6mH$  e  $C_f = 25\mu F$

<i>Lt</i>	<i>f<sub>res</sub></i>		<i>ganho em f<sub>sw</sub></i>	
	<i>máxima</i>	<i>mínima</i>	<i>corrente</i>	<i>tensão</i>
<b>menor</b>	2,49 kHz	529 Hz	135 dB	158 dB
<b>maior</b>	669 Hz	529 Hz	166 dB	189 dB
<b>pior</b>	977 Hz	529 Hz	154 dB	177 dB

Definido os valores do filtro de saída, os limites permissíveis de teste devem ser definidos. Primeiro são determinados os limites de fator de deslocamento indutivo e capacitivo e depois os limites de quinto e sétimo harmônicos. As simulações são realizadas aumentando-se os valores até atingir o limite de tensão do conversor. Os resultados são obtidos sempre considerando imposição de tensão, corrente e frequência nominais no transformador de teste e harmônicos de corrente e tensão em fase. A Tabela 4.6 apresenta os limites encontrados.

Tabela 4.6: Limites de testes para o pior caso

<i>Limites</i>	<i>Fator de deslocamento</i>		<i>Quinto harmônico</i>		<i>Sétimo harmônico</i>	
	<i>Indutivo</i>	<i>Capacitivo</i>	<i>Tensão</i>	<i>Corrente</i>	<i>Tensão</i>	<i>Corrente</i>
	0.0	0.8	10%	20%	6%	12%

Analisando-se os resultados, vê-se que não há restrições para circulação de correntes indutivas pelo transformador de teste, o que não acontece no caso capacitivo. Isso se deve ao fato que o fluxo reativo de origem capacitiva pelo sistema aumenta a demanda de tensão que deve ser sintetizada pelos conversores até que os limites operacionais sejam alcançados. Já nos resultados harmônicos, vê-se, novamente, o impacto na queda de tensão do filtro com o aumento da frequência sintetizada. Fica clara a importância da banda passante do filtro de saída na determinação dos limites operacionais e, portanto, utilizar essa característica como critério de projeto pode ser mais relevante que a utilização de critérios clássicos.

### 4.3 Considerações Finais do Capítulo

Esse capítulo apresentou a metodologia para o projeto de filtros de saídas para conversores estáticos, em um sistema com operação isolada da rede elétrica. O resultado final alcançado é um filtro que consegue cumprir com os requisitos de distorção harmônica em baixa ordem e *ripple* de alta frequência para uma ampla faixa de transformadores. Deve-se ressaltar ainda, que os resultados apresentados são para o funcionamento do sistema em malha aberta. A adição dos controladores e a operação em malha fechada acrescentam maior rejeição às perturbações de harmônicas de baixa ordem. Assim, os níveis de THD para os testes controlados em frequência fundamental são mais baixos que os apresentados nas Tabelas 4.3 e 4.4. Os procedimentos aqui descritos se diferem dos projetos clássicos de filtros de conversores ligados à rede e, apesar das conclusões já realizadas nesse trabalho, ainda representam um tópico que deve ser mais explorado futuramente.

O próximo capítulo dessa tese continua com as discussões e estudos para expandir o escopo de utilização da metodologia de testes proposta. Será apresentada uma nova topologia de controle que considera a atuação simultânea do CRC e CRT que em conjunto com os novos filtros de saída contribuem com o aumento da banda passante do sistema e sua capacidade de síntese harmônica.

## Capítulo 5

# Estatégia de Controle LQR Ressonante para SEC's

Com as alterações realizadas nos filtros de saída do conversor, o próximo passo é selecionar uma estratégia de controle que considere a ação dos dois conversores simultaneamente, a fim de evitar que a atuação de um atrapalhe o outro. A abordagem escolhida é a representação do sistema em um modelo de espaços de estados, visto que esse tipo de modelo é mais adequado às técnicas de controle mais modernas e, conseqüentemente, aos sistemas do tipo MIMO. A partir do modelo, desenvolve-se um controlador baseado na realimentação de estados. Por fim, as parcelas ressonantes são incorporadas ao regulador escolhido para o controle preciso das frequências envolvidas nos testes dos transformadores.

### 5.1 Modelagem MIMO do Sistema

Na seção 4.2, o modelo da planta em espaço de estados é apresentado em (4.3). Esse é o ponto de partida para desenvolver o modelo que será utilizado no projeto dos controladores. Os próximos passos envolvem a representação no domínio do tempo discreto e a contabilização dos efeitos da modulação PWM. Em (5.1) é apresentado o modelo discreto de (4.3) pelo método do segurador de ordem zero (ZOH). A representação ZOH é escolhida dada a atuação do conversor ADC.

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{s_{k+1}} &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_{s_k} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{c_k} & \mathbf{y}_{s_k} &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}_{s_k} + \mathbf{D}_d \mathbf{u}_{c_k} \\
\mathbf{A}_d &= e^{\mathbf{A}_s T_s} & \mathbf{B}_d &= \left[ \int_0^{T_s} \left( e^{\mathbf{A}_s \tau} d\tau \right) \right] \mathbf{B}_s \\
\mathbf{C}_d &= \mathbf{C}_s & \mathbf{D}_d &= \mathbf{D}_s
\end{aligned} \tag{5.1}$$

A ação do PWM geralmente é representada por um atraso unitário de forma a representar o tempo computacional envolvido nos cálculos do algoritmo de controle. Dessa forma, a entrada que atua no sistema está sempre uma amostra atrasada de quando foi calculada. A representação desse atraso pode ser feita conforme (5.2) (HUERTA et al., 2012) e (HUERTA et al., 2018), onde é incorporado ao modelo do sistema novos estados ( $x_{pwm_k}$ ) representando esse efeito.

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{pwm_k} &= \mathbf{u}_{c_{k-1}} \\
\mathbf{x}_{r_{k+1}} &= \mathbf{A}_{ik} \mathbf{x}_{r_k} + \mathbf{B}_{ik} \mathbf{u}_{c_k} \\
\mathbf{y}_{r_k} &= \mathbf{C}_{ik} \mathbf{x}_{r_k} + \mathbf{D}_{ik} \mathbf{u}_{c_k}
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Sendo que o vetor de estados e as matrizes da representação em (5.2) são determinadas conforme (5.3).

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_r &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s \\ \mathbf{x}_{pwm} \end{bmatrix} & \mathbf{A}_{ik} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} & \mathbf{B}_{ik} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \\
\mathbf{C}_{ik} &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix} & \mathbf{D}_{ik} &= \begin{bmatrix} \mathbf{D}_d \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

O vetor  $\mathbf{x}_{pwm_k}$  possui dimensão ( $n_{ux1}$ ), onde  $n_u$  é o número de entradas do sistema. Dessa forma, as matrizes  $\mathbf{A}_{ik}$ ,  $\mathbf{B}_{ik}$  e  $\mathbf{C}_{ik}$  são ajustadas de forma que suas dimensões sejam apropriadas para o equacionamento. Por fim, o vetor  $\mathbf{x}_{r_k}$  com tamanho  $n_r$  representa todos os estados inerentes da planta (conversor PWM + filtro saída + transformadores) e, portanto no texto, são diferenciados dos estados criados pelos controladores ressonantes.

## 5.2 Regulador Linear Quadrático (LQR)

A maneira mais simples e popular de realizar o controle por realimentação de estados é a alocação direta de polos. Porém, em sistemas MIMO, essa técnica não pode ser aplicada devido à sua formulação apresentar um número maior de equações que de restrições. Portanto, há infinitas soluções para o problema de alocação dos polos em malha fechada e não há como garantir critérios satisfatórios de resposta, como em sua contraparte SISO.

Uma alternativa popular para o caso do controle multivariável é o regulador linear quadrático (LQR), (OGATA, 1987) e (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998). Sua abordagem também consiste na realimentação de estados, conforme (5.4), porém, ao contrário do caso clássico, os ganhos de realimentação de estados  $\mathbf{K}_{sr}$  são determinados a partir de uma função custo. Essa função mensura o quão crítico é para o sistema, que seus estados sejam não-nulos em relação aos esforços necessários dos atuadores para convergir este sistema para a origem. A quantificação desses esforços, para a solução do problema de regulação apresentado, é realizada através da função custo, conforme (5.5).

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{c_k} &= -\mathbf{K}_{sr} \mathbf{x}_{r_k} \\ \mathbf{x}_{r_{k+1}} &= [\mathbf{A}_{ik} - \mathbf{K}_{sr} \mathbf{B}_{ik}] \mathbf{x}_{r_k} \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{J} = \frac{1}{2} \sum_0^N \left( \mathbf{x}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k \right) \quad (5.5)$$

Onde:

- $\mathbf{Q}$  - é a matriz de penalização dos estados, quadrada de ordem  $n_r$  e obrigatoriamente positiva definida ou positiva semi-definida.
- $\mathbf{R}$  - é a matriz de penalização das entradas, quadrada de ordem  $n_u$  e obrigatoriamente positiva definida.

A função custo definida em (5.5) possui solução única e garante que todos os polos em malha fechada sejam estáveis e que a convergência do sistema para a origem seja otimizada considerando os fatores de pesos das matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ .

O maior desafio para determinar os ganhos do LQR, então, é a seleção adequada das matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ , já que o custo total da resposta do sistema é minimizado a partir desses pesos. Esse processo de seleção, de maneira geral, é realizado de forma iterativa, onde os parâmetros são ajustados de forma que a solução do problema de regulação apresente a resposta dinâmica desejada. Apesar dessa forma iterativa, o regulador LQR costuma ser uma escolha popular pelo fato de que os ajustes das matrizes de pesos são altamente dependentes dos limites físicos dos atuadores e da planta controlada. Isso confere ao projeto dos controladores LQR uma característica intuitiva, que permite uma sensibilidade maior dos impactos físicos de alterações dos ganhos de realimentação e/ou critérios de projeto.

Dessa forma, os ganhos são selecionados observando a resposta no domínio do tempo, do problema de regulação, variando os valores das matrizes de pesos. Como o projeto é iterativo,

deve-se escolher um par inicial das matrizes de peso. A regra de Bryson (BRYSON; HO, 1975) e (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998) oferece uma boa primeira estimativa para o problema, onde seleciona-se as matrizes  $\mathbf{Q}_s$  e  $\mathbf{R}_s$  de forma que sejam diagonais e sempre positivos, conforme mostrado em (5.6). Além disso, os valores iniciais individuais dos pesos  $q_j$  e  $r_k$  são selecionados como apresentado em (5.7).

$$\begin{aligned}\mathbf{Q}_s &= \text{diag} [q_j \geq 0] \quad \text{para } j = 1, \dots, n_r. \\ \mathbf{R}_s &= \text{diag} [r_k > 0] \quad \text{para } k = 1, \dots, n_u.\end{aligned}\tag{5.6}$$

$$q_j = \frac{1}{\|x_j\|^2} \quad r_k = \frac{1}{\|u_k\|^2}\tag{5.7}$$

Sendo que:

- $\|x_j\|^2$  - é o quadrado da maior variação que cada estado  $x_r$  pode sofrer.
- $\|u_k\|^2$  - é o quadrado da maior variação que cada entrada  $u_c$  pode sofrer.

Dessa forma o custo individual de cada estado e de cada entrada possuem valor igual a 1 (valores unitários) quando submetidos às variações de seus limites máximos. O projetista, então, pode ajustar esse ponto inicial conforme as limitações físicas da planta e/ou qualquer restrição que deseja impor à um estado ou entrada. Um limite desejado para conversores PWM é que os estados  $\mathbf{x}_{\text{pwm}}$  que modelam o atraso da entrada, não afetem a função custo. Isso se deve ao fato que estes estados não representam variáveis que devem ser realmente reguladas, e sim uma imagem das entradas  $\mathbf{u}_c$ . Como as entradas já são balizadas na função custo pela matriz  $\mathbf{R}_s$ , os pesos  $q_j$  relacionados ao modelo do PWM devem ser nulos (ou muito menores que os pesos  $q_j$  dos outros estados). Por fim, os ganhos são normalizados pelo peso dos estados de corrente do sistema e as análises realizadas são apresentadas utilizando os pesos iniciais como base. Com isso, as matrizes de  $\mathbf{Q}_s$  e  $\mathbf{R}_s$  são selecionadas conforme (5.8).

$$\mathbf{Q}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_v \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} r_u & 0 \\ 0 & r_u \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$q_v = k_{qv} \frac{\|i_{lim}\|^2}{\|v_{lim}\|^2} \quad r_u = k_{ru} \frac{\|i_{lim}\|^2}{\left\|\frac{V_{dc}}{2}\right\|^2}$$

Sendo:

- $\|i_{lim}\|^2$  - é o quadrado do máximo de  $I_T$  - corrente de pico do transformador sobre teste,
- $\|v_{lim}\|^2$  - é o quadrado do máximo de  $V_T$  - tensão de pico do transformador sobre teste,
- $k_{qv}$  - é ganho para balizar os estados de tensão, inicialmente unitário.
- $k_{ru}$  - é ganho para balizar as entradas  $u_c$  do sistema, inicialmente unitário.

Com o ponto inicial definido, deve-se alterar os parâmetros das matrizes de peso para buscar a resposta dinâmica desejada. De forma geral, quanto maior for  $\mathbf{Q}_s$  em relação a  $\mathbf{R}_s$ , maior é a velocidade de resposta do sistema (HUERTA et al., 2012) e (HUERTA et al., 2018). Assim,  $\mathbf{Q}_s$  é mantida constante e os valores de  $\mathbf{R}_s$  são alterados, de forma a encontrar o menor valor possível para os pesos  $r_k$  sem que o limite de tensão dos conversores seja ultrapassado. Os resultados são obtidos da simulação do modelo apresentado em (5.4) no MATLAB, considerando as máximas variações dos estados  $\mathbf{x}_s$ . As figuras 5.1 e 5.2 apresentam, respectivamente, a evolução das saídas (estados  $I_T$  e  $V_T$ ) e das entradas  $\mathbf{u}_c$  do sistema, em função da variação dos valores de  $\mathbf{R}_s$ .

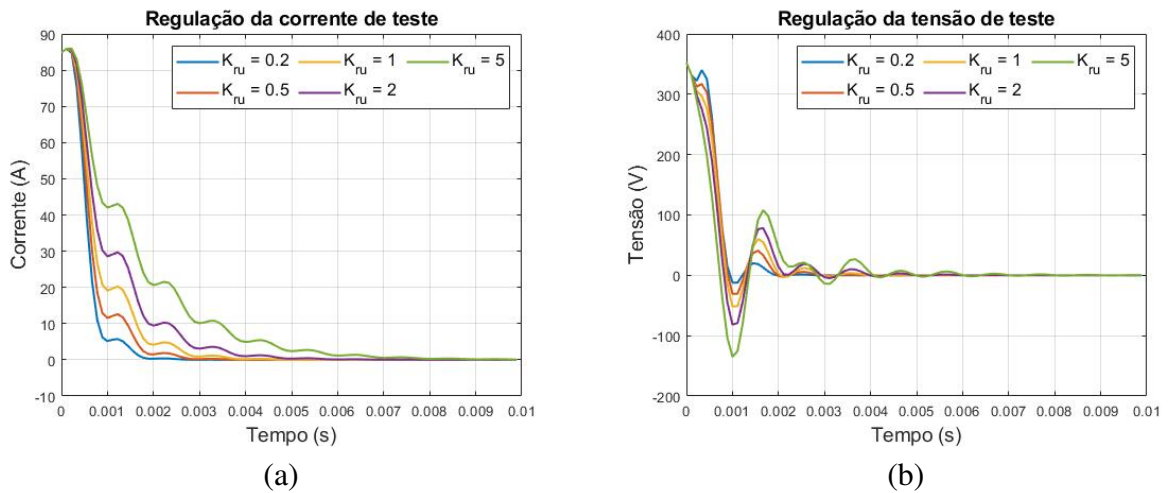
Percebe-se que quanto menor o valor de  $\mathbf{R}_s$ , mais rápida é a resposta do sistema e mais elevado os valores de entrada também, inclusive acima dos limites de tensão dos conversores. No caso apresentado  $k_{ru} = 1$ , apesar de não ultrapassar os limites, fica muito próximo. Dessa forma, os valores de  $\mathbf{R}_s$  são selecionados para  $k_{ru} = 2$  a fim de conferir uma maior robustez ao sistema, evitando a saturação das entradas de controle.



Figura 5.1: Atuação do LQR - Evolução das saídas controladas

(a) - Evolução da corrente de teste

(b) - Evolução da tensão de teste

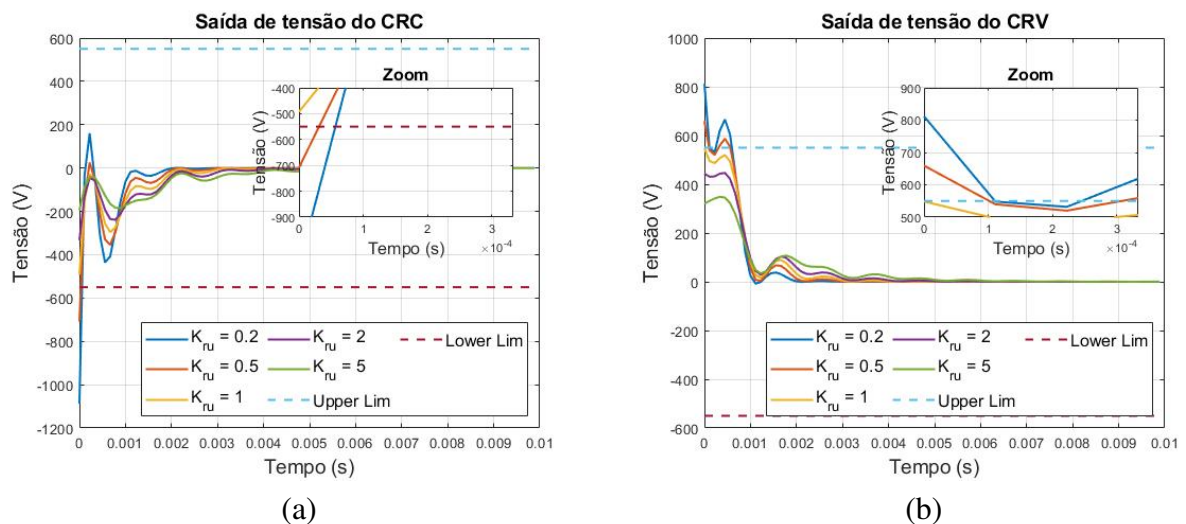


Fonte: Próprio Autor

Figura 5.2: Atuação do LQR - Evolução das entradas do sistema

(a) - Evolução da tensão do CRC

(b) - Evolução da tensão do CRT



Fonte: Próprio Autor

### 5.3 Controle LQR Ressonante por Realimentação de Estados

Após definir as matrizes  $\mathbf{Q}_s$  e  $\mathbf{R}_s$  para o sistema com realimentação dos estados, deve-se definir agora os controladores da realimentação das saídas controladas do sistema. Os controladores ressonantes são novamente utilizados para o controle das componentes fundamental e harmônicas do sistema. Assim, a realimentação das saídas e as parcelas ressonantes devem

ser incorporados ao sistema apresentado 5.2. O primeiro passo é representar esse controlador em um modelo de espaço de estados. Em (5.9) é apresentada a parcela ressonante utilizada, obtida através da discretização de Tustin com pre-warping, conforme (3.33), apenas da parcela ressonante de (3.32).

$$R(z) = \frac{b_2 z^2 - b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \quad K_{TPW} = \frac{\omega_o}{\tan\left(\frac{\omega_o T_s}{2}\right)}$$

$$b_0 = -b_2 \quad b_2 = \frac{K_{TPW}}{K_{TPW}^2 + \omega_o^2} \quad (5.9)$$

$$a_0 = 1 \quad a_1 = \frac{2(\omega_o^2 - K_{TPW}^2)}{K_{TPW}^2 + \omega_o^2}$$

A expressão apresentada em (5.9) pode ser reescrita em um modelo de espaço de estados utilizando a forma canônica observável, conforme apresentado em (5.10).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{pr_{k+1}} &= \mathbf{A}_{pr} \mathbf{x}_{pr_k} + \mathbf{B}_{pr} \mathbf{e}_{pr_k} \\ \mathbf{y}_{pr_k} &= \mathbf{C}_{pr} \mathbf{x}_{pr_k} + \mathbf{D}_{pr} \mathbf{e}_{pr_k} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Onde:

- $\mathbf{x}_{pr}$  representa os estados do controlador,
- $\mathbf{e}_{pr}$  é o erro da variável controlada,
- $\mathbf{y}_{pr}$  é a saída do controlador ressonante,
- As matrizes  $\mathbf{A}_{pr}$ ,  $\mathbf{B}_{pr}$ ,  $\mathbf{C}_{pr}$  e  $\mathbf{D}_{pr}$  são determinadas a partir de (5.11).

$$\mathbf{A}_{pr} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{pr} = \begin{bmatrix} -a_1 b_2 \\ b_0 - a_0 b_2 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{C}_{pr} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_{pr} = \begin{bmatrix} b_2 \end{bmatrix}$$

Com a representação na forma canônica observável (HUERTA et al., 2018), apenas a matriz de estados  $\mathbf{A}_{pr}$  e a matriz de entradas  $\mathbf{B}_{pr}$  são necessárias para implementação do controlador.

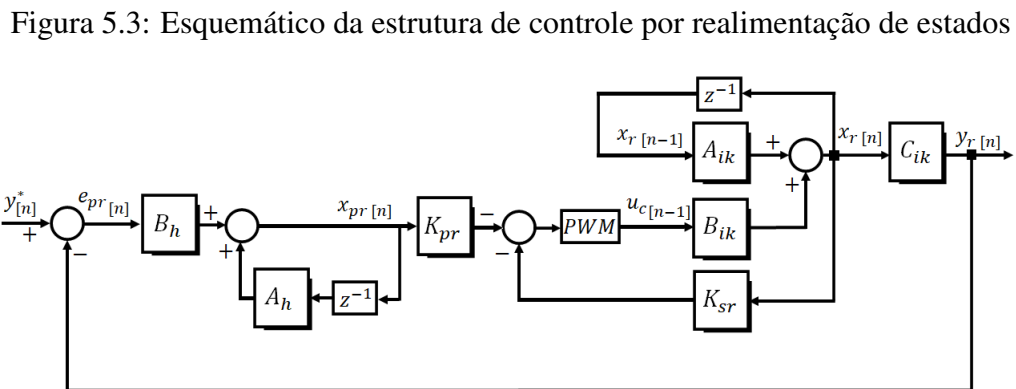
Apesar disso, a representação em (5.10) e (5.11) apresenta a adição de uma parcela ressonante para a realimentação de apenas uma saída. Dada a característica MIMO do sistema, deve-se acrescentar as parcelas correspondentes a cada variável controlada, formando um par  $\mathbf{A}_{hn}$  e  $\mathbf{B}_{hn}$  para uma determinada frequência, conforme (5.12).

$$\mathbf{A}_{hn} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{pr} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_{pr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{hn} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{pr} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{B}_{pr} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Além disso, cada frequência de testes controlada deve ter seu próprio controlador. Ao reunir todas essas estruturas, as matrizes de estado e de entradas  $\mathbf{A}_h$  e  $\mathbf{B}_h$ , considerando todas as  $n$  frequências de testes, são determinadas conforme apresentado em (5.13).

$$\mathbf{A}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{hn} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_{hn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{hn} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{hn} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Definidas  $\mathbf{A}_h$  e  $\mathbf{B}_h$ , o sistema de controle por realimentação de estados apresentado na figura 5.3 é implementado no sistema de testes de transformadores. O modelo matemático do sistema completo é apresentado em (5.14).



Fonte: Próprio Autor

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{f_{k+1}} &= \mathbf{A}_{sfc} \mathbf{x}_{f_k} + \mathbf{B}_{sfc} \mathbf{u}_{f_k} \\ \mathbf{y}_{f_k} &= \mathbf{C}_{sfc} \mathbf{x}_{f_k} + \mathbf{D}_{sfc} \mathbf{u}_{f_k} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Sendo que:

- $\mathbf{x}_f$  é o vetor de todos os estados do sistema, representado por  $[\mathbf{x}_r \ \mathbf{x}_{pr}]^T$ ,
- $\mathbf{u}_f$  são as entradas controladas do sistema, calculadas pela realimentação de estados, calculado conforme (5.15),
- $\mathbf{y}_f$  são as saídas controladas do sistema,
- As matrizes  $\mathbf{A}_{sfc}$ ,  $\mathbf{B}_{sfc}$ ,  $\mathbf{C}_{sfc}$  e  $\mathbf{D}_{sfc}$  são definidas de acordo com (5.16).

$$\mathbf{u}_f = -[\mathbf{K}_{sr} \ \mathbf{K}_{pr}] [\mathbf{x}_r \ \mathbf{x}_{pr}]^T \quad \therefore -[\mathbf{K}_{sf}] [\mathbf{x}_f]^T \quad (5.15)$$

$$\mathbf{A}_{sfc} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{ik} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{hn} \mathbf{C}_{ik} & \mathbf{A}_{hn} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\mathbf{B}_{hn} \mathbf{C}_{ik} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_{hn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{sfc} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{ik} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\mathbf{C}_{sfc} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{ik} & \cdots & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_{sfc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

O último passo é calcular os ganhos de realimentação  $k_{pr}$  dos estados  $x_{pr}$ , incorporados pelos controladores ressonantes. O cálculo desses ganhos também é realizado utilizando a metodologia LQR, porém com algumas diferenças. O primeiro ponto é que não há adição de entradas, assim a matriz  $R_s$  não será alterada. Já a matriz de pesos de estados é modificada, conforme (5.17), a fim de contabilizar a adição dos controladores ressonantes e, conseqüentemente dos estados  $x_{pr}$ .

$$\mathbf{Q}_{fs} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{pr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{Q}_{pr} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{prn} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{Q}_{prn} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$\mathbf{Q}_{prn} = \begin{bmatrix} k_{qn} q_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{qn} q_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{qn} q_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{qn} q_v \end{bmatrix} \quad \text{para } n \in \mathbb{N}$$

Onde:

- $k_{qn}$  é ganho para balizar cada estado do vetor  $x_{pr}$  correspondente ao harmônico de ordem 'n'. Esse ganho deve ser grande em relação aos ganhos dos estados  $x_s$ . De forma geral  $k_{qn} > 20$ .
- $\mathbf{Q}_{prn}$  é a matriz de peso para cada controlador harmônico de ordem 'n',
- $\mathbf{Q}_{pr}$  é a matriz de peso considerando todos os controladores ressonantes.

A seleção da matriz  $\mathbf{Q}_{pr}$  ocorre ajustando, os valores  $k_{qn}$  para cada estrutura ressonante e adicionando os controladores desejados em ordem crescente de frequência. Uma forma popular para avaliar os ganhos ressonantes é determinar um valor mínimo para a função de sensibilidade do sistema, conforme feito em Huerta et al. (2018) e Almeida et al. (2020). Porém, neste trabalho, para avaliar as escolhas dos pesos, é utilizada a resposta no domínio do tempo obtida através da simulação do sistema em espaço de estados apresentado em (5.18), que representa o modelo matemático de malha fechada.

$$\mathbf{x}_{f_{k+1}} = [\mathbf{A}_{sfc} - \mathbf{K}_{sf} \mathbf{B}_{sfc}] \mathbf{x}_{f_k} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_h \end{bmatrix} \mathbf{y}_{ref_k} \quad (5.18)$$

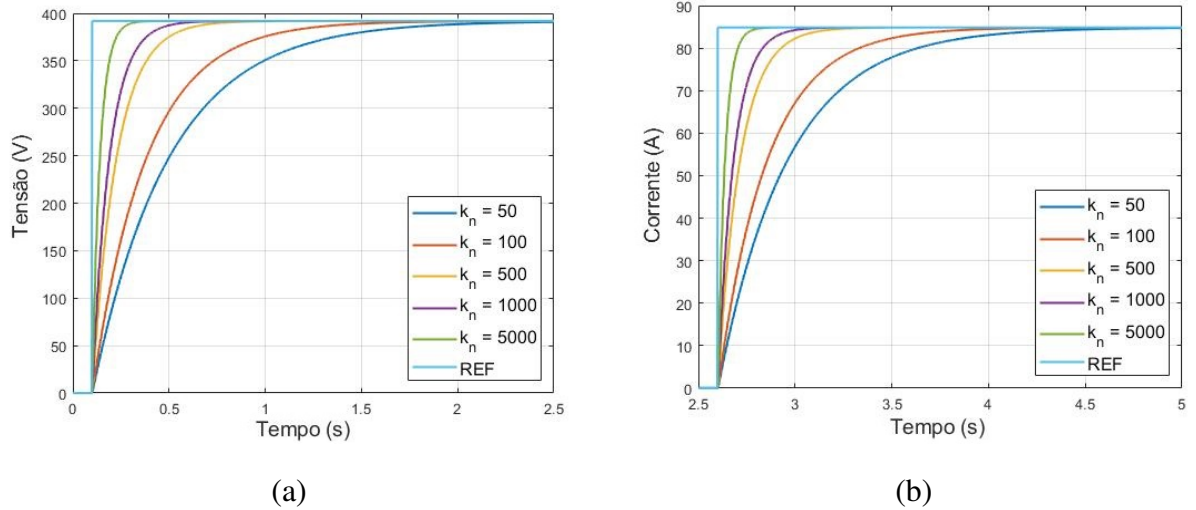
$$\mathbf{y}_{pr_k} = \mathbf{C}_{sfc} \mathbf{x}_{f_k} + \mathbf{D}_{sfc} \mathbf{y}_{ref_k}$$

As figuras 5.4 e 5.5 apresentam os resultados obtidos para tensão e corrente de testes durante a aplicação de degrau nominal. A figura 5.4 apresenta a evolução do módulo dos vetores espaciais de tensão e corrente de teste. Percebe-se que quanto maior o peso da parcela ressonante, mais rápida é a resposta dinâmica.

Já pela figura 5.5, vê-se que, em termos de regime permanente, todos valores de pesos selecionados são capazes de reduzir o erro em regime à valores menores que 1%. Assim, como no caso dos controladores PR utilizados na abordagem com controle clássico, a seleção de pesos das parcelas ressonantes é um compromisso entre velocidade de resposta e a seletividade em torno da frequência de ressonância.

Figura 5.4: Controle ressonante - Evolução dos módulos dos vetores espaciais

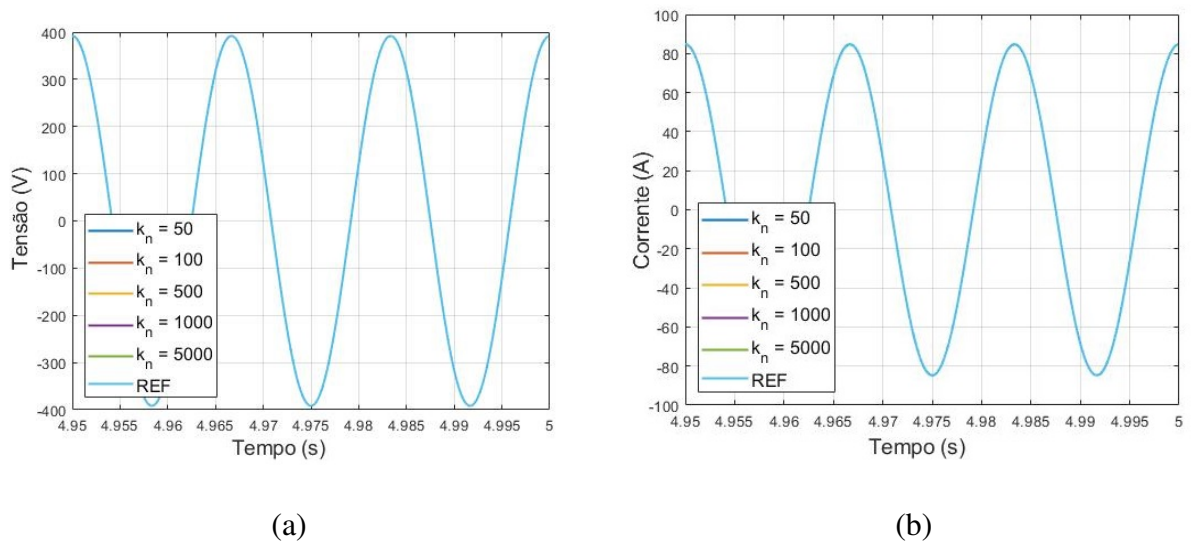
- (a) - Reposta dinâmica das tensões de teste  
(b) - Reposta dinâmica das correntes de teste



Fonte: Próprio Autor

Figura 5.5: Controle ressonante - Regime permanente das grandezas de teste

- (a) - Reposta em regime permanente das tensões de teste  
(b) - Reposta em regime permanente das correntes de teste



Fonte: Próprio Autor

## 5.4 Simulação do Sistema de Testes com Controle LQR Ressonante

Para validar toda a metodologia apresentada, será incorporada à simulação do filtro no PLECS, o sistema de controle LQR discutido. Como transformador de testes são utilizados os parâmetros de um transformador de distribuição real, conforme apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do transformador de distribuição real

<b>Transformador de Distribuição</b>			
<b>Tensão [A.T.]</b>	22,0 kV	<b>Corrente [A.T.]</b>	0,75 A
<b>Tensão [B.T.]</b>	380/220 V	<b>Corrente [B.T.]</b>	45,58 A
<b>Potência</b>	30 kVA	<b>Impedância (%)</b>	3,71%
<b>Indutância [B.T.]</b>	0,398 mH	<b>Resistência [B.T.]</b>	96,6 mΩ

Os testes são realizados em duas etapas apresentadas na seguinte ordem:

- A primeira etapa é o teste apenas com tensão e correntes em frequência nominal,
- A segunda etapa é o teste não-linear, com a presença de harmônicos característicos dos sistemas de energia,

Todos os testes são realizados considerando que a tensão na frequência fundamental é aplicada em rampa e todas as outras variáveis controladas em degrau. Além disso, a tensão de teste será sempre estabelecida primeiro e somente depois os transformadores são sujeitos às correntes. Por fim, tanto na corrente quanto na tensão, as frequências são impostas em ordem crescente. Os pesos das matrizes **Q** e **R** utilizados são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Pesos para as matrizes Q e R para o controlador LQR ressonante

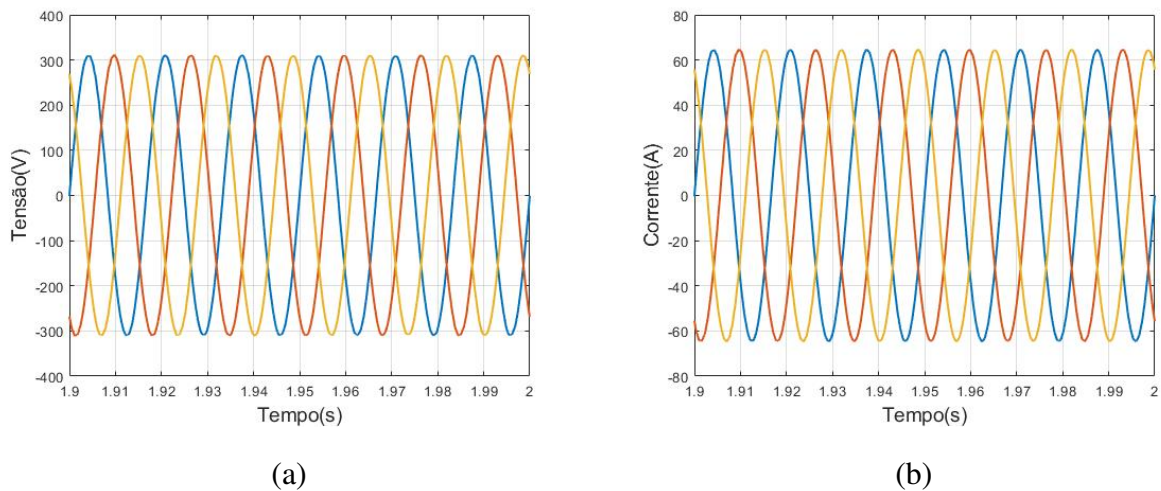
<b><i>Pesos de Q e R</i></b>			
$q_i$	$q_v$	$r_u$	$q_{pr}$ (60 hz)
1	1	1.5	1000
$q_{pr}$ (300 hz)	$q_{pr}$ (420 hz)	$q_{pr}$ (660 hz)	$q_{pr}$ (780 hz)
1000	1000	1000	1000

Definidos os parâmetros de testes, a figura 5.6 apresenta os resultados para o teste apenas com a frequência fundamental do sistema. Pode-se ver pelas formas de onda das variáveis de

testes que tensões e corrente trifásicas são altamente senoidais e com baixo conteúdo harmônico de baixa e alta frequência conforme comprovado pelo espectro harmônico apresentado na figura 5.7. Fica evidente o sucesso do filtro de saída selecionado em mitigar frequências elevadas e a robustez adicionada pelo sistema em malha fechada.

Figura 5.6: Teste em frequência fundamental

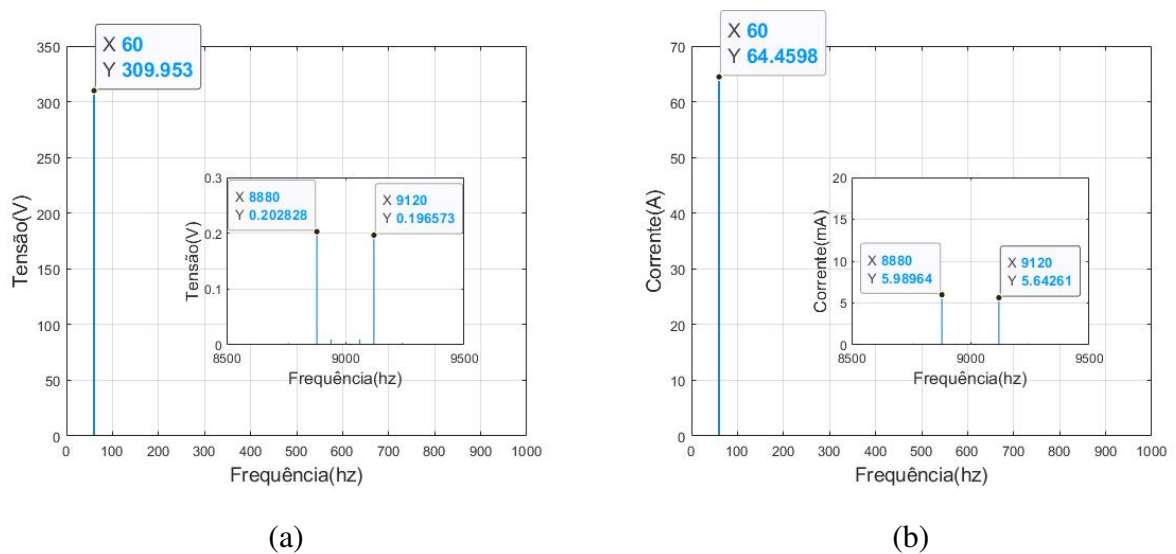
- (a) - Forma de onda da tensão de teste  
(b) - Forma de onda da corrente de teste



Fonte: Próprio Autor

Figura 5.7: Espectro em frequência para teste em 60 Hz

- (a) - Espectro em frequência da tensão de teste  
(b) - Espectro em frequência da corrente de teste



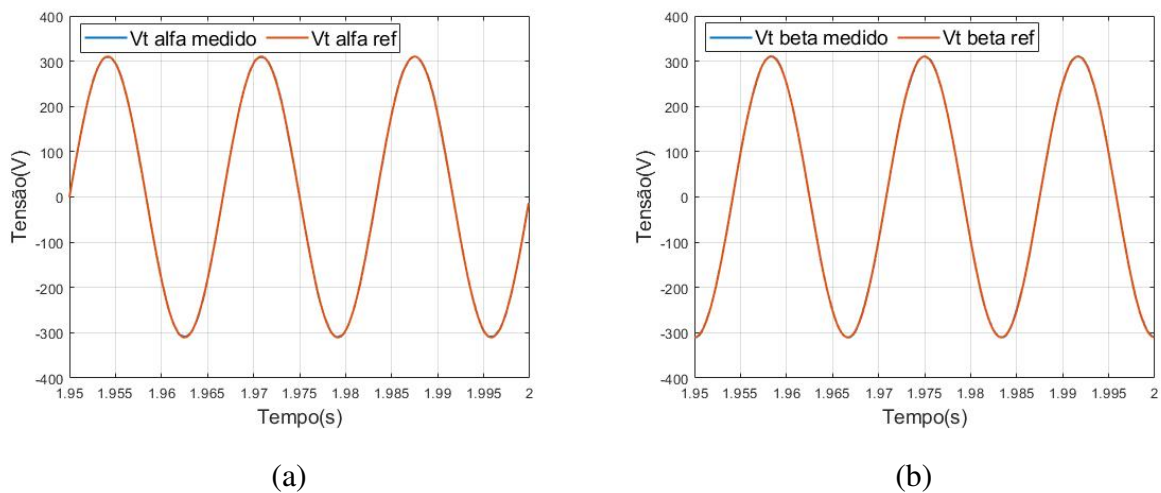
Fonte: Próprio Autor



Por fim, as figuras 5.8 e 5.9 apresentam a capacidade de rastreamento dos controladores de tensão e corrente, respectivamente. Como esperado, os controladores ressonantes atuam para garantir um baixo erro em regime permanente. Para os controladores apresentados, os erros de tensão e corrente são, respectivamente, menores que 0,5%.

Figura 5.8: Teste em frequência Fundamental - Resposta do controlador de tensão

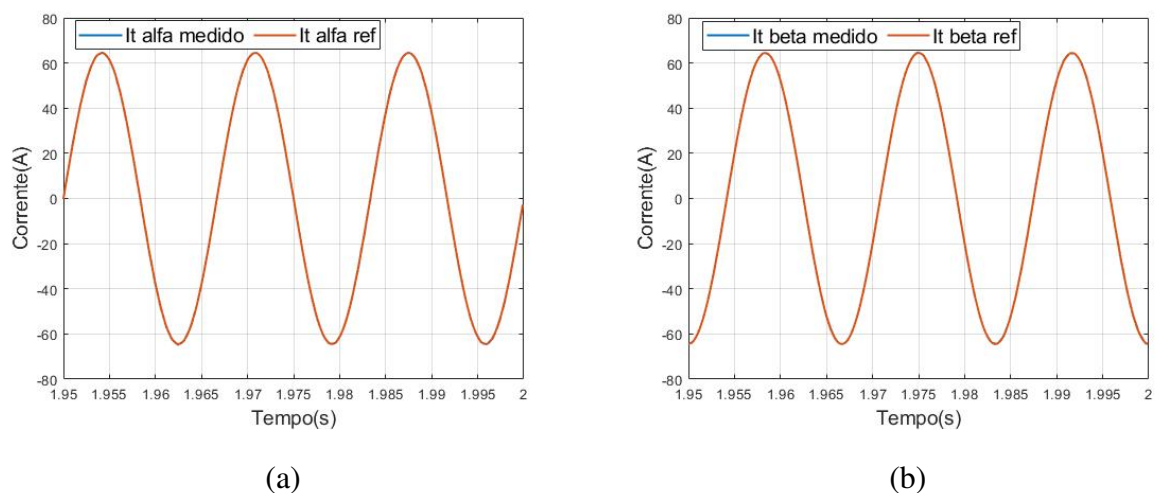
- (a) - Resposta do controlador de tensão no eixo alfa  
(b) - Resposta do controlador de tensão no eixo beta



Fonte: Próprio Autor

Figura 5.9: Teste em frequência Fundamental - Resposta do controlador de corrente

- (a) - Resposta do controlador de corrente no eixo alfa  
(b) - Resposta do controlador de corrente no eixo beta



Fonte: Próprio Autor

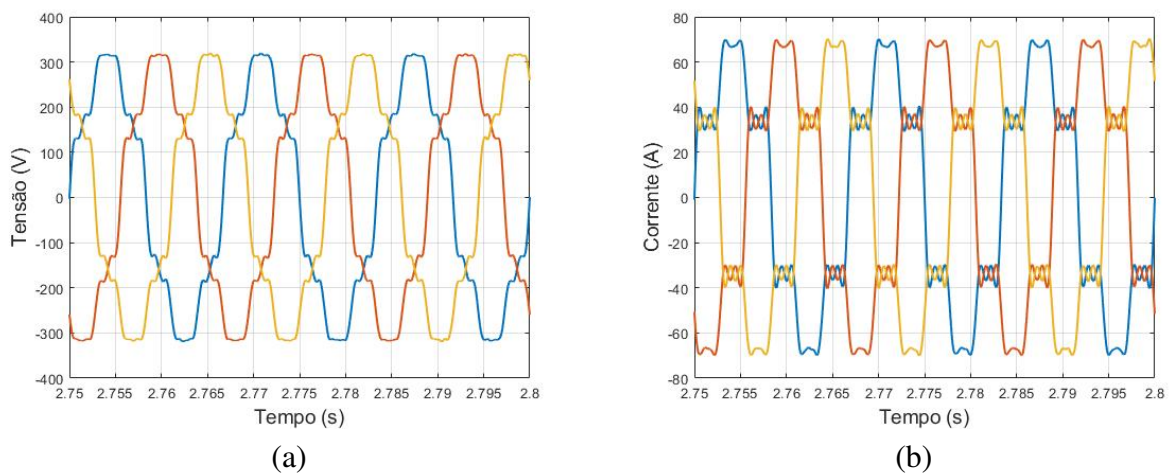
Para os testes harmônicos, foram sintetizadas até a décima terceira ordem, conforme apresentado na Tabela 5.3. Os resultados de tensão e corrente de testes trifásicas são apresentados na figura 5.10.

Tabela 5.3: Valores das referências de tensão e corrente teste

	<i>Valores de pico das referências de teste</i>				
	<b>60 hz</b>	<b>300 hz</b>	<b>420 hz</b>	<b>660 hz</b>	<b>780 hz</b>
<b>Tensão (V)</b>	310,00	31,00	22,14	14,10	13,48
<b>Corrente (A)</b>	64,56	12,91	9,22	5,87	4,97

Figura 5.10: Teste harmônico

- (a) - Forma de onda da tensão de teste  
(b) - Forma de onda da corrente de teste



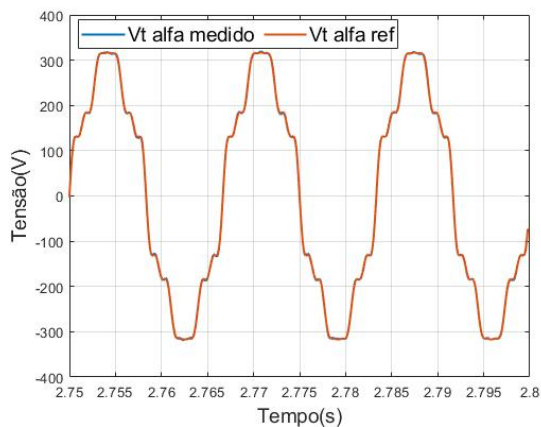
Fonte: Próprio Autor

Pelo formato das formas de onda apresentados na figura 5.10, percebe-se que os harmônicos demandados são sintetizados pelo controlador proposto. Ao analisar os resultados do desempenho de rastreamento de trajetória dos controladores, conforme apresentado nas figuras 5.11 e 5.12, é visto que os controladores respondem às frequências demandadas e que o erro total continua baixo, sendo igual à 0,50% e 0,87%, para tensão e corrente, respectivamente.

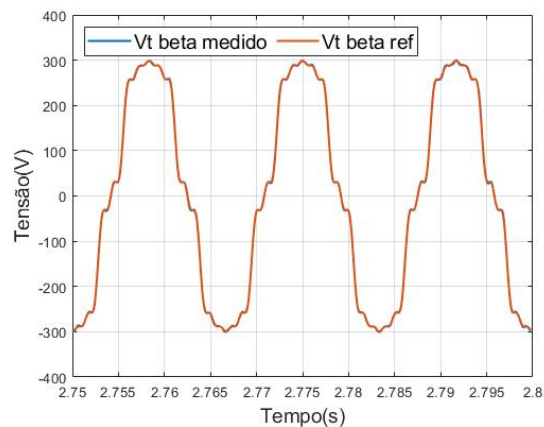
Figura 5.11: Teste harmônico - Resposta do controlador de tensão

(a) - Resposta do controlador de tensão no eixo alfa

(b) - Resposta do controlador de tensão no eixo beta



(a)



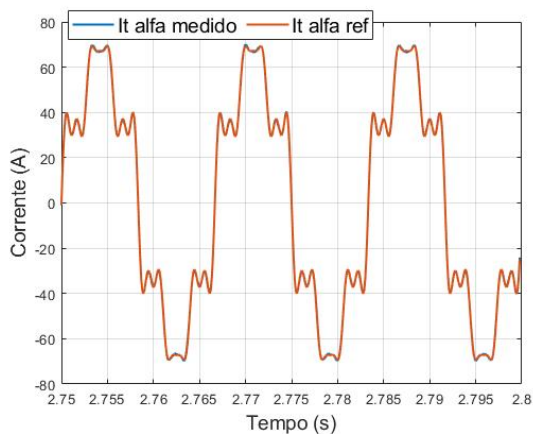
(b)

Fonte: Próprio Autor

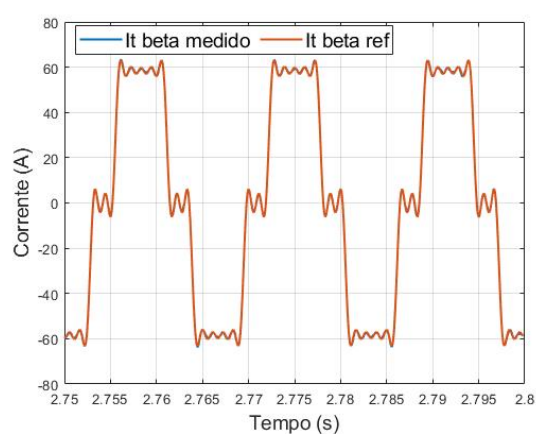
Figura 5.12: Teste harmônico - Resposta do controlador de corrente

(a) - Resposta do controlador de corrente no eixo alfa

(b) - Resposta do controlador de corrente no eixo beta



(a)



(b)

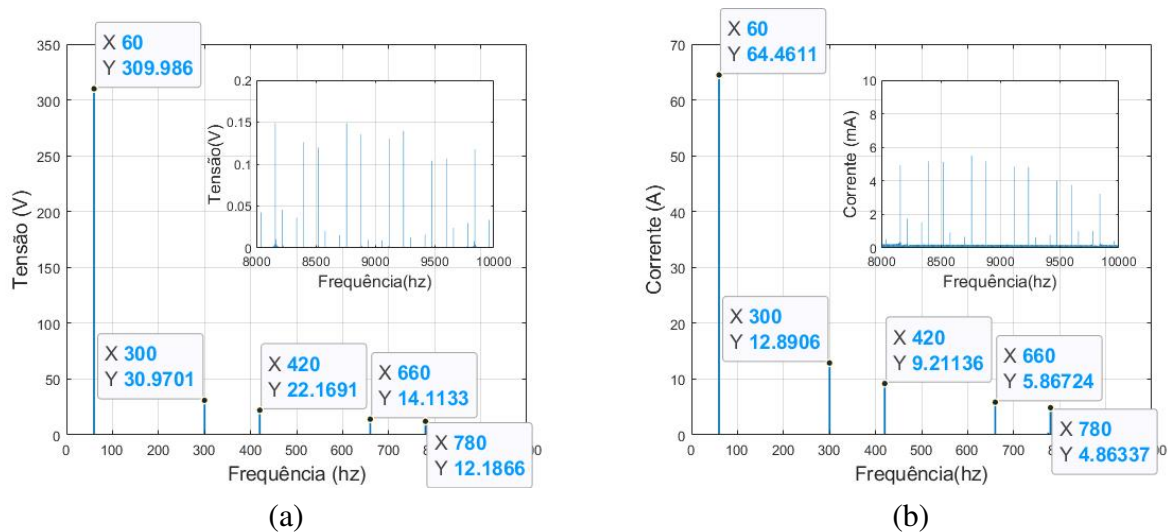
Fonte: Próprio Autor

Continuando a análise de desempenho do sistema, a figura 5.13 apresenta o espectro na frequência das variáveis de teste. Ao avaliar os valores de cada componente de frequência, individualmente, calcula-se os desvios relativos de cada harmônico em relação ao seu valor de referência, conforme apresentado na Tabela 5.4. Com exceção da 13ª harmônica, todas as componentes apresentam erros baixos (menores que 0,5%).

Figura 5.13: Espectro em frequência para teste harmônico

(a) - Espectro em frequência da tensão de teste

(b) - Espectro em frequência da corrente de teste



Fonte: Próprio Autor

Tabela 5.4: Erro dos controladores para cada componente de frequência de teste

<i>Erro dos controladores</i>					
	<b>60 hz</b>	<b>300 hz</b>	<b>420 hz</b>	<b>660 hz</b>	<b>780 hz</b>
<b>Tensão (V)</b>	< 0,5 %	< 0,5 %	< 0,5 %	< 0,5 %	2,12%
<b>Corrente (A)</b>	< 0,5 %	< 0,5 %	< 0,5 %	< 0,5 %	1,92%

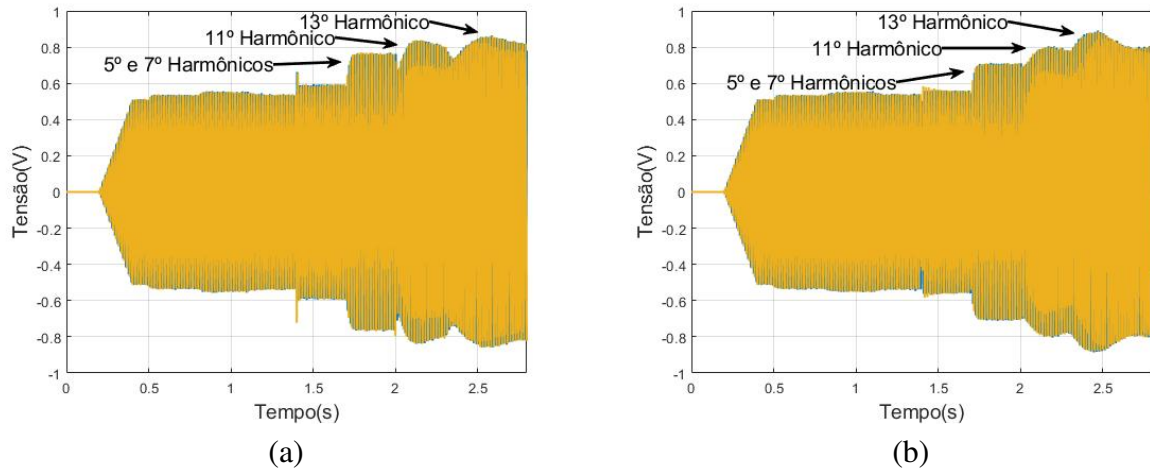
Por último, é apresentado na figura 5.14 os ciclos de trabalho do CRC e CRT durante toda a simulação, destacando-se os momentos onde há a exigência por corrente harmônica no teste. Como esperado, a demanda de tensão cresce rapidamente com o aumento da ordem harmônica, mesmo considerando valores de referência menores. Dessa forma, para o transformador sob teste em questão, a capacidade de imposição harmônica da bancada vai até a 13ª ordem (780 Hz).

Com os resultados apresentados, percebe-se que um grande limitador do sistema são os valores elevados dos elementos passivos dos filtros de saída, visto que a queda de tensão nos indutores e a fuga de corrente pelo capacitores aumentam demasiadamente com a ordem harmônica sintetizada. Essa exigência maior dos conversores é um dos preços pagos para que o sistema de testes consiga realizar os ensaios de longa duração em uma ampla faixa de transformadores.

Figura 5.14: Ciclos de trabalhos dos conversores durante o teste harmônico

(a) - Ciclo de trabalho do CRC

(b) - Ciclo de trabalho do CRT



Fonte: Próprio Autor

## 5.5 Considerações Finais do Capítulo

Esse capítulo apresentou o projeto de um controlador LQR ressonante para o sistema de testes de transformador proposto, utilizando uma abordagem MIMO que considera a atuação simultânea dos conversores de testes. O controlador LQR ressonante apresentou capacidade de realizar testes controlados com imposição de tensões e correntes harmônicas até a décima terceira ordem, apresentando um baixo erro. Assim, o LQR confere ao simulador de cargas eletrônico maior robustez durante os testes harmônicos, quando comparado às estruturas clássicas apresentadas na seção 3.1.2.

Apesar da melhora apresentada pela estrutura de controle, os componentes passivos ainda representam um fator altamente limitante da banda de passagem do sistema de testes. Uma solução para esse problema envolve a utilização de conversores multiníveis, visto que a frequência de chaveamento aparente em sua saída é reduzida por fator proporcional ao número de células do conversor. Essa solução permite trabalhar com as chaves semicondutoras operando com a mesma frequência de chaveamento do conversor de 2 níveis, ao mesmo tempo, os componentes passivos dos filtros de saída são reduzidos. Esse é próximo passo para a melhoria do simulador de cargas proposto, porém, estes estudos serão conduzidos futuramente.

## Capítulo 6

# Conclusões do Trabalho e Propostas de Continuidade

### 6.1 Conclusões Finais do Trabalho

Este trabalho apresentou uma nova configuração de carga eletrônica ativa para testes em transformadores de potência, seus principais componentes e seu princípio de funcionamento. O sistema proposto reúne uma grande flexibilidade para impor perfis de carregamento ao equipamento ensaiado juntamente com a capacidade de reaproveitar a energia do teste.

Os resultados de simulação e experimentais validam a metodologia, visto que os testes nos transformadores foram realizados com controle das principais variáveis elétricas. O trabalho apresentado representa um claro avanço às metodologias apresentadas por Sousa (2011) e Rezende (2013), visto que nestes trabalhos não havia a possibilidade do controle direto de tensão.

Em relação a outros SEC's presentes na literatura, a metodologia apresentada reúne mais capacidades de controle. Como por exemplo, nos trabalhos de Heerd et al. (2014) e Mengatto, Zimman e Heerd (2015) os testes podem ser realizados com recuperação de energia e controle de corrente, linear e não-linear. Porém, não há a capacidade de controle da amplitude e frequência da tensão do teste. Já a topologia apresentada por Galvão e Simonetti (2019) apresenta como vantagem em relação à carga eletrônica proposta, o fato de seus conversores possuírem apenas uma fração da potência de teste. Entretanto, como desvantagem, há o fato de não possuir controle direto da tensão e frequência de testes, visto que os transformadores estão diretamente conectados ao sistema elétrico.

Por fim, mesmo com os erros apresentados pelos controladores nos testes experimentais

para imposição conjunta de distorção de corrente e tensão, o erro apresentado não é significativo para anular o ensaio, visto que as formas mais tradicionais de aplicação de cargas não-lineares não possuem o ajuste contínuo e fino apresentado pela bancada de testes proposta nessa tese. Dessa forma, o simulador de cargas eletrônico para realização de ensaios de transformadores de potência proposto é a maior contribuição deste trabalho de doutorado.

Considerando as particularidades do SEC, uma metodologia de projeto dos filtros de saída também foi proposta nesta tese. A metodologia baseia-se nas equações de projeto de filtros LC para conversores e realiza uma avaliação iterativa da escolha dos elementos em função das restrições de *ripple* e THD e análise de banda passante pela resposta em frequência. A vantagem é utilizar de princípios simples para determinar os elementos de um filtro de ordem elevada. A metodologia proposta foi validada através de resultados computacionais que confirmam a melhora dos indicadores de qualidade de energia e aumento de banda passante do sistema.

Por último, foi apresentado o desenvolvimento de uma estrutura LQR ressonante com objetivo de encontrar um sistema de controle mais rápido que a estrutura PR utilizada no protótipo experimental. O LQR apresenta um projeto robusto e otimizado para as escolhas das matrizes de penalização de estados “Q” e entradas “R”. Assim, o projeto do sistema de controle apresentado nessa tese é realizado considerando os limites operacionais dos conversores de teste e, apesar da elevada complexidade do sistema, criar critérios que permitam explorar melhor a capacidade da bancada de ensaios.

Com todos os resultados obtidos, pode-se concluir, que essa tese avança na área dos simuladores eletrônicos de cargas, principalmente para aplicação em ensaios de transformadores, visto sua flexibilidade no controle das variáveis de testes. Além disso, as discussões sobre o projeto do filtro de saída ajudam a estabelecer melhor os critérios que devem ser utilizados na metodologia de projeto, com base nas características inerentes do sistema. Critérios como queda de tensão máxima e potência reativa podem ser abandonados em prol de se obter a maior banda passante que atenda os requisitos de qualidade de energia. E por fim, os critérios de projeto do controlador LQR ressonante utilizados apresentam uma abordagem diferente das funções de sensibilidade comumente utilizadas, sendo baseados nos limites operacionais do sistema de testes. Dessa forma, a abordagem utilizada tem uma característica mais prática, que simplifica a seleção das matrizes “Q” e “R” e, conseqüentemente, a utilização da estrutura LQR para controle de conversores de potência.

## 6.2 Propostas de Continuidade

O trabalho realizado conseguiu produzir resultados para o teste em transformadores de potência sob condição não-linear. Porém, ainda há melhorias a serem realizadas para aprimorar a metodologia de testes de transformadores. Como propostas de continuidade para este trabalho sugere-se:

1. Caracterizar o sistema proposto quanto às suas perdas.
2. Sintetizar componentes harmônicas de ordem mais elevada.
3. Implementar no protótipo experimental as modificações no filtro de saída e o controle LQR ressonante.
4. Desenvolver estratégias de controle adaptativo para funcionamento automático da bancada de testes para diferentes transformadores.
5. Expandir os estudos do SEC para ensaios de transformadores utilizando conversores multiníveis/multicélulas. Isto permitirá a redução dos filtros de saída e consequente aumento da banda de passagem dos conversores.

A utilização de conversores multiníveis é continuação direta dos trabalhos desenvolvidos no doutorado sanduíche realizado no laboratório LAPLACE na *Université Toulouse - Paul Sabatier III*. Os estudos realizados culminaram na publicação do artigo científico no periódico *IEEE Transactions on Power Electronics* e serviu de motivação para o reprojeto do filtro.

- T. de Sá Ferreira et al., "Novel Multirate Modulator for High-Bandwidth Multicell Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4887-4900, April 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3032118.

## 6.3 Outras Publicações

A seguir outros trabalhos científicos publicados durante o doutoramento, que não estão diretamente relacionados a essa tese, mas contribuíram para seu desenvolvimento:

1. Fonseca, M. H. F. C. H. ; Nagatome, A. Y. M. ; Ramos, H. O. ; Fonseca, F. A. F. C. H. F. ; Macieira, G. L. ; SOUSA, C. V. ; MENDES, VICTOR FLORES ; REZENDE,



- G. M. . Controle de um Sistema de Conversão de Energia Eólica utilizando um Gerador de Indução Duplamente Excitado frente aos Impactos de AMT's. In: XII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2017, Curitiba. Anais da XII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2017.
2. R. M. Silva, C. L. M. Paula, F. F. V. Matos, G. M. Rezende, C. V. Souza and V. F. Mendes, "Design and commissioning of wind generation system studies workbench using permanent magnet synchronous machine,"2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017, pp. 1-7, doi: 10.1109/COBEP.2017.8257218.
  3. Gilvan M. Santos, Guilherme M. Rezende, Paulo G. Souza, Clodualdo V. Sousa, Tiago S. Ferreira, Rafael M. Silva and Victor F. Mendes, "Development of a 10 kVA wind energy conversion system prototype using the DFIG technology,"2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SBSE.2018.8395846.
  4. Rafael M. Silva, Frederico F. V. Matos, João L. Silva, Waner W. A. Gonçalves, Guilherme M. Rezende, Clodualdo V. Souza and Victor F. Mendes, "Parameter determination of permanent magnet synchronous machine and sensorless algorithm implementation based on sliding mode observer,"2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/SBSE.2018.8395767.
  5. Rafael M. Silva, Allan F. Cupertino, Guilherme M. Rezende, Clodualdo V. Sousa, Victor F. Mendes, Power control strategies for grid connected converters applied to full-scale wind energy conversion systems during LVRT operation, Electric Power Systems Research, Volume 184, 2020, 106279,ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106279>.

## Referências Bibliográficas

ALMEIDA, P. M. de et al. Systematic design of a dlqr applied to grid-forming converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, v. 1, n. 2, p. 200–210, 2020.

ARRUDA, L.; SILVA, S.; FILHO, B. Pll structures for utility connected systems. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2655–2660 vol.4.

AYRES, C. A.; BARBI, I. Power recycler for dc power supplies burn-in test: design and experimentation. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 72–78 vol.1.

BLAABJERG, F. et al. Analysis of The Grid Side Behavior of a LCL Filter Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE*, p. 775 – 780, 2003.

BOJOI, R. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, 2005.

BRIZ, F.; DEGNER, M.; LORENZ, R. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 817–825, 2000.

BRYSON, A. E.; HO, Y.-C. *Applied optimal control: optimization, estimation, and control*. rev. print. Cambridge: Cambridge University Press, 1975. ISBN 978-0-89116-228-5.

BUENO, E. et al. Design of a Back-to-Back NPC Converter Interface for Wind Turbines With Squirrel-Cage Induction Generator. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 3, sept. 2008.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital control in power electronics*. 2nd edition. ed. San Rafael, Calif.: Morgan & Claypool Publishers, 2015. (Synthesis lectures on power electronics, #7). ISBN 978-1-62705-753-0.

CARDENAS, R.; PENA, R. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 1, march 2004.

CARDENAS, R. et al. Overview of control systems for the operation of dfigs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 7, p. 2776–2798, 2013.

CESPEDES, M.; SUN, J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 3, p. 1254–1261, 2014.

CHEN, N.; CHUNG, H. S. Energy-recyclable burn-in technology for electronic ballasts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 9, p. 2550–2562, Sept 2011. ISSN 0885-8993.

- CHENGHU, J.; HONGGUANG, X.; DAKE, Z. A practical compound control strategy for electro-hydraulic load simulator. In: *2015 International Conference on Fluid Power and Mechatronics (FPM)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1228–1233.
- CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A.; MENDES, V. F. Modeling, Design and Control of a Solar Array Simulator Based on Two-Stage Converters. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 28, n. 5, p. 585–596, out. 2017. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s40313-017-0333-z>>.
- ENSLIN, J.; ZHAO, J.; SPEE, R. Operation of the unified power flow controller as harmonic isolator. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 6, nov 1996.
- FANTINO, R. A.; BUSADA, C. A.; SOLSONA, J. A. Optimum pr control applied to LCL filters with low resonance frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 1, p. 793–801, 2018.
- FERREIRA, T. de S. et al. Novel multirate modulator for high-bandwidth multicell converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 4, p. 4887–4900, 2021.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. 3rd ed. ed. Menlo Park, Calif: Addison-Wesley, 1998. ISBN 978-0-201-33153-0.
- FREITAS, S. P. et al. An improved solar array simulator topology based on lcl filter. In: *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7. ISSN 2329-5767.
- GALVÃO, T.; SIMONETTI, D. A Low-Power Setup Proposal for Power Transformer Loading Tests. *Energies*, v. 12, n. 21, p. 4133, out. 2019. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/21/4133>>.
- GARCIA-CERRADA, A. et al. Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 151, n. 6, p. 734, 2004. ISSN 13502352. Disponível em: <[https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa\\_20040804](https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_20040804)>.
- GENG, H.; LIU, C.; YANG, G. LVRT capability of dfig-based wecs under asymmetrical grid fault condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 6, p. 2495–2509, 2013.
- GENG, Z. et al. Novel control architecture for programmable electronic ac load to achieve harmonic load profiles. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2888–2893. ISSN 2470-6647.
- GENG, Z. et al. Programmable electronic ac load based on a hybrid multilevel voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 5512–5522, Sept 2018. ISSN 0093-9994.
- HEERDT, J. A. et al. Control strategy for current harmonic programmed ac active electronic power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 3810–3822, Aug 2014. ISSN 0278-0046.
- HOGAN, D. J. et al. Load and source electronic emulation using resonant current control for testing in a microgrid laboratory. In: *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. ISSN 2329-5759.

- HSIEH, G.-C.; LI, J.-C. Design and implementation of an ac active load simulator circuit. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 29, n. 1, p. 157–165, Jan 1993. ISSN 0018-9251.
- HUANG, S.-J.; PAI, F.-S. Design and operation of burn-in test system for three-phase uninterruptible power supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 256–263, Feb 2002. ISSN 0278-0046.
- HUERTA, F. et al. Lqg servo controller for the current control of *lcl* grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 11, p. 4272–4284, 2012.
- HUERTA, F. et al. Frequency-adaptive multiresonant lqg state-feedback current controller for *LCL*-filtered vses under distorted grid voltages. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 11, p. 8433–8444, 2018.
- IEEE-519. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, 2014.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, 2004.
- KASHIF, M. et al. A comparative study of two current-control techniques applied to a three-phase three-level active power filter. In: *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 357–362.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997.
- LEM. *HAS-50S Datasheet*. 2020. 3 p. <[https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/has\\_50\\_\\_600-s.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/has_50__600-s.pdf)>. Acesso em: 20 jan. 2022.
- LEM. *LV 25-600/SP2 Datasheet*. 2020. 3 p. Disponível em: <[https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/lv\\_25-600\\_sp2.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-600_sp2.pdf)>. Acesso em: 20 jan. 2022.
- LIN, C. E. et al. Consumption power feedback unit for power electronics burn-in test. In: *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 284–289 vol.1.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE*, 2001.
- MATOS, F. F. et al. Projeto e construção de filtro *lcl* para conversores pwm. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1568–1575.
- MENDES, V. F. et al. Low voltage ride-through capability solutions for permanent magnet synchronous wind generators. *Energies*, v. 9, n. 1, 2016. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/9/1/59>>.
- MENDES, V. F. et al. Doubly-fed induction generator control during unbalanced grid conditions. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

- MENGATTO, A.; ZIMMAN, F. J.; HEERDT, J. A. High current harmonic control strategy for a t-npc interleaved ac active electronic power loads. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- OGATA, K. *Discrete-time control systems*. Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1987. ISBN 978-0-13-216102-2.
- REZENDE, G. M. de. *Simulador de Cargas Regenerativo para Testes em Transformadores de Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Março 2013.
- RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, March 2007. ISSN 0885-8993.
- SOUSA, C. V. *Projeto e Montagem de uma Bancada Regenerativa para Ensaios de Carregamento em Transformadores de Potência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro 2011.
- SOUZA, L. M. de. *Inteligência Computacional Aplicada à Modelagem Térmica e Avaliação de Vida Útil de Transformadores de Distribuição*. Tese de Doutorado, Julho 2011.
- TEODORESCU, R. et al. A stable three-phase LCL-Filter Based Active Rectifier Without Damping. *IEEE Transactions on reliability*, p. 1552 – 1557, 2003.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 2006.
- TIMBUS, A. et al. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - an overview and evaluation. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2474–2481.
- TOLEDO, R. A. N. *Harmônicos em Transformadores de Potência: Metodologia de Avaliação do Desempenho Térmico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Outubro 2011.
- XAVIER, L. S. et al. Partial harmonic current compensation for multifunctional photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 12, p. 11868–11879, 2019.
- YADONG, C. et al. Surplus torque research on electric motor loading simulator using active disturbance rejection controller. In: *2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 5124–5130. ISSN 1948-9447.
- YEPES, A. et al. Performance enhancement for digital implementations of resonant controllers. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010.
- YEPES, A. et al. High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators. *IEEE Power Electronics, Transaction*, 2011.
- YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

ZHAO, Y. et al. Analysis and design of power hardware-in-the-loop testing for 400-hz inverters. In: *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1122–1126. ISSN 2158-2297.

ZHONG, Q.-C. et al. Self-synchronized synchronverters: Inverters without a dedicated synchronization unit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 617–630, 2014.

## Apêndice A

### Transformações de Variáveis

**Transformada de Clarke -  $ABC/\alpha\beta 0$**

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

**Transformada Inversa de Clarke -  $\alpha\beta 0/ABC$**

$$\begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

**Transformação  $\alpha\beta 0/dq 0$**

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

**Transformação  $dq 0/\alpha\beta 0$**

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta & 0 \\ \text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

**Transformada de Park - ABC/dq0**

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

**Transformada Inversa de Park - dq0/ABC**

$$\begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$