

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Simulador de Cargas Não-Lineares Regenerativo para Testes em Transformadores de Potência

Guilherme Monteiro de Rezende

Dissertação de Mestrado 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 Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador : Selênio Rocha Silva
Co-Orientador : Wallace do Couto Boaventura

Belo Horizonte, Março de 2013.

*À minha família e
aos meus amigos.*

“Às vezes, o caminho é claro ... às vezes nem tanto. Cada movimento, cada volta, pode desafiar o seu senso de direção. Mas é a escolha que fazemos ao chegar a uma bifurcação que define quem somos.”

Dexter Morgan

Agradecimentos

Meus agradecimentos,

a Deus por iluminar meu caminho;

aos meus pais, Jane e Saul, pelo amor, carinho e dedicação incondicionais;

aos meus avós por serem exemplos de vida;

aos meus tios que olharam por mim como verdadeiros pais;

aos meus primos pela relação de irmandade;

ao professor Selênio Rocha Silva pela dedicação, companheirismo e orientação. Por compartilhar comigo seu conhecimento e me incentivar nos momentos de difíceis.

ao professor Wallace do Couto Boaventura por toda ajuda e conselhos prestados;

aos amigos do LCCE, Frederico, Leonardo, Silas, Caio, Herverton, Pedro, Ricardo, Tomaz, João Lucas, Gustavo, Lucas, Luiz por toda colaboração prestada, em especial ao Clodualdo e Victor, sem vocês este trabalho teria sido infinitamente mais árduo;

aos colegas e funcionários do CPH, pela companhia e momentos de descontração;

aos colegas e alunos do CEFET-MG, por me darem a oportunidade de iniciar meu sonho de ser professor;

aos todos meus amigos pelas risadas, companhia e camaradagem. Especial-

mente para Tiago, Fernanda, Pedro e Daniel, que sempre estiveram próximos;
por fim ao PPGEE/UFMG e a CAPES, por todo apoio ao meu trabalho.

Sumário

Resumo	xiii
Abstract	xv
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Figuras	xxi
Lista de Símbolos	xxiv
Lista de Abreviações	xxvi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Estado da Arte	1
1.3 Objetivos e Contribuições Pretendidas	3
1.4 Organização Textual	3
2 Fundamentos Teóricos sobre Distorção Harmônica	5
2.1 Considerações Iniciais	5
2.2 Definições e Indicadores	5
2.3 Normas e Padrões	6

2.3.1	IEEE519	7
2.3.2	PRODIST - Módulo 8	9
2.4	Problemas Relacionados à Harmônicos	12
2.5	Mitigação de Harmônicos	15
2.5.1	Filtro Ativo de Potência	16
2.5.2	Teoria de Potências Instantâneas	17
2.6	Considerações Finais do Capítulo	22
3	Bancada de Teste Regenerativa	23
3.1	Introdução	23
3.2	Descrição do Sistema	23
3.2.1	Transformadores de potência	24
3.2.2	Filtro LC	25
3.2.3	Conversor back to back	27
3.2.4	Sistemas de medição e controle	28
3.2.5	Princípio de funcionamento	29
3.3	Estratégias de Controle da Bancada	30
3.3.1	Modelagem matemática	30
3.3.2	Algoritmo PLL	33
3.3.3	Projeto das malhas de controle	33
3.3.4	Estratégia de controle do filtro ativo de potência	46
3.4	Considerações Finais do Capítulo	46
4	Análise do Comportamento da Bancada de Testes de Transformadores	49
4.1	Análise Dinâmica da Malha de Controle de Corrente	49
4.2	Análise Operacional da Bancada de Testes - Simulação Computacional	51
4.2.1	Operação clássica - simulação computacional	51
4.2.2	Operação harmônica - simulação computacional	53

4.3	Análise Operacional da Bancada de Testes - Resultados Experimentais	59
4.3.1	Operação clássica - resultados experimentais	59
4.3.2	Operação harmônica - resultados experimentais	61
4.4	Conclusões Finais do Capítulo	65
5	Conclusões Finais do Trabalho e Propostas de Continuidade	67
5.1	Conclusões	67
5.2	Propostas de Continuidade	68
5.3	Publicações	69
	Referências Bibliográficas	70
A	Transformações de Variáveis	75
B	Parâmetros do Sistema	77

Resumo

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um protótipo de uma bancada regenerativa para aplicação em ensaios de transformadores de potência. A bancada apresentada é caracterizada por sua flexibilidade no controle do carregamento, capacidade de síntese e controle de conteúdo harmônico de corrente e baixo consumo de energia.

O sistema aqui apresentado utiliza-se de uma topologia de conversor "back-to-back", que permite controle individual de cada conversor de frequência. Será visto que esta topologia é responsável pela possibilidade de controle de carregamento, síntese harmônica e capacidade regenerativa.

Ainda sob sua capacidade de síntese harmônica será discutido o uso de controladores do tipo PR (proporcional ressonante). E conclui-se que este tipo controlador é uma alternativa viável ao controle clássico, realizado por controladores proporcional integral, em estratégias de controle de referências alternadas. Detalhes sobre o projeto e implementação deste tipo de controlador serão apresentadas.

Por fim, a metodologia aqui apresentada será comprovada através de resultados de simulação computacional e experimentais.

Abstract

This work presents a prototype of a regenerative power transformer's test bench. The system presented here features loading level flexibility, current harmonic synthesis and control and low energy consumption.

The system uses a back-to-back converter topology, which allows individual control of each frequency converter. It will be shown that this topology is responsible for

It will be discussed the role of the PR (proportional resonant) controller in the harmonic synthesis capability issue. How this controller is more suitable, than the classic PI controller, in control strategies of alternated references. Details about the design and implementation of this type of controller will also be discussed in this work.

Finally, the methodology presented will be compared with computational simulation and experimental results.

Lista de Tabelas

2.1	Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Distribuição (120V até 69kV)	8
2.2	Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Subtransmissão (69kV até 161kV)	8
2.3	Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Transmissão (acima de 161kV), Geração Distribuída e Cogeração	8
2.4	Distorção Harmônica de Tensão permitida no PAC	9
2.5	Valores de Referência Globais das Distorções Harmônicas Totais (em porcentagem da tensão fundamental)	10
2.6	Níveis de Referência para Distorções Harmônicas Individuais de Tensão (em porcentagem da tensão fundamental)	11
B.1	Parâmetros do Sistema	77
B.2	Ganhos do Controladores	77

Lista de Figuras

2.1	Segregação de Perdas em Transformadores de Potência	13
2.2	Filtro Ativo Paralelo de Potência	17
3.1	Bancada Regenerativa de Testes de Transformadores	24
3.2	Transformador de Potência Utilizado na Bancada Regenerativa . .	25
3.3	Esquemático do filtro LC	25
3.4	Fotografia do Filtro LC Construído	27
3.5	Placa de controle	29
3.6	Bancada de Teste Regenerativa	30
3.7	Esquemático da Ligação entre o Conversor e Transformador pelo filtro LC	31
3.8	Estrutura da PLL	33
3.9	Estrutura de Controle do CRA - FONTE: Sousa (2011)	34
3.10	Estrutura de Controle do CI - FONTE: Sousa (2011)	34
3.11	Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Corrente	36
3.12	Resposta em Frequência da Malha de Corrente Simplificada e Completa	37
3.13	Discretização da Malha de Corrente	38

3.14	Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Tensão	39
3.15	Análise da Malha de Tensão	41
3.16	Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Potência	41
3.17	Análise da Malha de Potência	43
3.18	Diagrama de Blocos da Malha de Corrente com Controlador Resonante	43
3.19	Resposta em Frequência do Controlador PR para Diferentes Valores de Ganhos K_{ih}	44
3.20	Discretização do Controlador PR	45
3.21	Discretização do Controlador PR - Zoom da Resposta em Frequência	46
3.22	Diagramas de Blocos da Estrutura de Controle do Filtro Ativo de Potência	47
4.1	Resposta ao Degrau da Malha de Corrente - Simulação Computacional.	50
4.2	Resposta ao Degrau da Malha de Corrente - Resultado Experimental.	50
4.3	Desempenho da Malha de Controle de Potência - Operação Clássica.	52
4.4	Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Clássica.	52
4.5	Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Clássica.	53
4.6	Correntes da Rede Elétrica de Alimentação - Operação Clássica .	54
4.7	Potência Ativa do CI, CRA e da Rede de Alimentação - Operação Clássica	54
4.8	Desempenho da Malha de Controle de Potência - Operação Harmônica.	55
4.9	Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Harmônica.	56
4.10	Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.	56

4.11	Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.	57
4.12	Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.	58
4.13	Potência Ativa do CI, CRA e da Rede de Alimentação - Operação Harmônica	58
4.14	Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.	60
4.15	Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.	60
4.16	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto Harmônico - 3A	62
4.17	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto Harmônico - 5A	62
4.18	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Sétimo Harmônico - 3A	63
4.19	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Sétimo Harmônico - 5A	63
4.20	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 2A	64
4.21	Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 3A	65

Lista de Símbolos

e	Tensão na entrada do filtro
v	Tensão na saída do filtro
E	Tensão no barramento CC
i_{dc}	Corrente no capacitor do barramento CC
i_L	Corrente no barramento CC
L_1	Indutância do filtro LC do lado do conversor
L_f	Indutância do transformador
L	Indutância total do filtro LC
C_f	Capacitância do filtro LC
R_d	Resistência de amortecimento
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
P	Potência ativa
Q	Potência reativa

$h = 1, 3..$	Ordem harmônica
P_T	Perdas totais no transformador
P_{NL}	Perdas à vazio do transformador
P_{dc}	Perdas joulicas do transformador
P_{EC}	Perdas por correntes parasitas por disperção de fluxo magnético nos enrolamentos do transformador
P_{OSL}	Perdas por dispersão do fluxo magnético em outra partes metálicas do transformador
P_{EC-R}	Perdas por correntes parasitas por disperção de fluxo magnético nos enrolamentos do transformador nominais
P_{OSL-R}	Perdas por dispersão do fluxo magnético em outra partes metálicas do transformador nominais
I_h	Corrente RMS de ordem harmônica h

Sobrescritos

*	Valor de referência
—	Parcela Contínua
~	Parcela Oscilante

Subscritos

d	grandezas referidas ao eixo direto
q	grandezas referidas ao eixo em quadratura
0	grandezas referidas a seqüência zero
b	Valores base
abc	Valores trifásicos

Lista de Abreviações

CRA	Conversor Retificador Ativo
CI	Conversor inversor
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
DHT	Distorção Harmônica Total
DHI	Distorção Harmônica Individual
DDT	Distorção Demanda Total
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ONS	Operador Nacional do Sistema
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
ZOH	Amostrador de Ordem Zero
DSP	Processador de Sinais Digitais
B2B	Conversor "Back-to-Back"
A/D	Conversor Analógico-Digital
PLL	Phase Locked Loop
PI	Controlador Proporcional Integral
PR	Controlador Proporcional Ressonante
SFR	Referencial Síncrono Girante
OM	Ótimo por Módulo
OS	Ótimo Simétrico
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia
CPH	Centro de Pesquisas Hídricas e Recursos Hidráulicos
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais

Introdução

1.1 Motivação

É crescente no mundo a preocupação com a utilização de energia, já que problemas com a má utilização desta vão de perdas financeiras até problemas ambientais e afetam toda faixa de consumidores. Esta exigência pelo uso mais consciente de energia gerou a necessidade de processos mais eficientes. Tudo isso conduziu ao aumento de dispositivos baseados em Eletrônica de Potência, que surgiram como uma alternativa, visto sua capacidade de integrar e flexibilizar processos.

O aumento de dispositivos semicondutores melhorou a eficiência de vários aparelhos e processos, porém trouxe consigo um crescimento significativo da circulação de correntes harmônicas bem como distorções na forma de onda de tensão. Este novo cenário afeta vários elementos e processos presentes no sistema elétrico, entre eles o transformador.

1.2 Estado da Arte

A elevação de temperatura nos enrolamentos do transformador é o fator mais importante para determinar as condições operacionais de carregamento aceitáveis que este pode ser submetido. Condições especiais de operação (tensão ou corrente com valores acima do nominal), muitas vezes são necessárias e o transformador

pode assim atingir temperaturas proibitivas que acarretam perda de vida útil do equipamento.

Dessa forma faz-se necessário determinar os impactos sofridos pelo transformador nestas condições de forma prática e eficiente através de ensaios. É desejável que os transformadores durante os testes sejam submetidos a carregamentos reais, métodos diretos, para determinar de maneira concreta seu comportamento térmico. Dentre os métodos diretos destacam-se o ensaio em campo e o ensaio laboratorial com carga variável. O ensaio em campo possui a desvantagem da não possibilidade de controle de carregamento. Os ensaios com carga variável, apesar do controle de carregamento, tem como grande desvantagem a elevada parcela de energia perdida para execução de testes de longa duração, o que é inviável em ensaios de potência elevada. Nesta situação, em ambiente laboratorial, é mais comum a utilização de métodos indiretos, ensaios à vazio e de curto circuito, que apresentam perdas de energia mais moderadas, mesmo sem a possibilidade de controle de carregamento.

Dessa forma, Sousa (2011) propôs uma metodologia para ensaios de transformadores de potência com possibilidade de controle do carregamento de teste e baixo consumo de energia, alinhando as vantagens dos métodos direto e indireto. Esta metodologia foi comprovada através de uma bancada de testes regenerativa de transformadores de potência, capaz de executar ensaios de plena carga por longos períodos, consumindo apenas uma fração da potência de teste. Apesar da possibilidade de controle de carregamento em frequência fundamental, não há a possibilidade do controle de conteúdo harmônico.

Tendo em vista o crescimento de harmônicos no sistema elétrico faz-se necessário a predição dos efeitos que distorções harmônicas podem causar em transformadores de potência. Há na literatura estudos sob estes impactos de correntes harmônicas em transformadores de potência. Elmoudi (2006) realiza um estudo dos efeitos de correntes harmônicas sobre a determinação do ponto mais quente do transformador e a estimativa de perda vida útil do equipamento. Porém, este estudo é realizado sob o escopo de simulação computacional, através de um modelo de elementos finitos (FEM). Já Parentoni (2010) faz um estudo, de caráter experimental, do aumento de perdas provocados por distorções harmônicas de corrente, porém, os ensaios utilizados não são realizados de forma controlada.

1.3 Objetivos e Contribuições Pretendidas

Este trabalho propõe o desenvolvimento de um simulador de cargas não lineares para ensaios controlados e em ambiente laboratorial de transformadores de potência submetidos a distorções harmônicas de correntes de baixa frequência. O simulador deve ser capaz de controlar o conteúdo harmônico de cada frequência, amplitude e ângulo, de forma individual. Além disso, este sistema deve ser capaz de eliminar os harmônicos gerados de forma a não comprometer a qualidade da energia elétrica da rede de alimentação.

Isto deve ser agregado à bancada de testes regenerativa(Sousa, 2011), possibilitando que o sistema seja capaz de conduzir de forma controlada ensaios de carregamento senoidal e não linear apresentando baixo consumo de energia elétrica.

1.4 Organização Textual

Este trabalho se encontra dividido em 5 capítulos.

O capítulo 2 apresenta os fundamentos teóricos utilizados para elaboração deste trabalho. Primeiramente são apresentadas algumas definições sobre harmônicos e alguns indicadores de qualidade de energia. Será discutido o impacto de distorções harmônicas em sistemas elétricos, principalmente em transformadores. Aspectos sobre filtragem harmônica também serão abordadas divididas em duas partes: filtragem passiva e ativa. Por fim serão apresentados os conceitos sobre a teoria de potências instantâneas, necessários para a implementação de filtros ativos de potência.

No capítulo 3, a bancada de teste de transformadores é apresentada. Inicialmente serão descritos individualmente os principais elementos que compõe o sistema assim como seu funcionamento. Posteriormente será apresentada a modelagem matemática do sistema assim como as estratégias de controle utilizadas.

O capítulo 4 apresenta os resultados de simulação e experimentais obtidos deste trabalho.

O capítulo 5 apresenta as conclusões finais do trabalho, algumas propostas de

continuidade e sua produção científica, até então.

Fundamentos Teóricos sobre Distorção Harmônica

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo serão expostos aspectos importantes sobre distorção harmônicas. Definições e normas serão pontuadas como início dos estudos sobre o tema. Depois serão apresentados os indicadores de qualidade de energia mais importantes e os limites que as normas brasileiras e internacionais adotam para manter o sistema elétrico com um nível aceitável de distorção harmônica. Problemas provocados por harmônicos serão discutidos, em especial sob o foco dos transformadores de potência. Uma revisão sobre mitigação harmônica será realizada com foco especial em filtragem ativa e a teoria de potência instantânea, visto que estes fundamentos serão usados neste trabalho. Ao final do capítulo encontram-se as conclusões gerais sobre o tema.

2.2 Definições e Indicadores

Algumas definições e indicadores serão agora explicados, pois são importantes para avaliação de desempenho do sistema ou equipamento sob teste.

- Harmônico (h): Componentes de tensão ou corrente de frequência múltipla inteira da frequência fundamental;

- Inter-harmônico: Componente de tensão e corrente de frequência múltipla não inteira da frequência fundamental;
- Distorção Harmônica Total (DHT): Razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas em relação a componente fundamental de tensão ou corrente;

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} F_h^2}}{F_1} \quad (2.1)$$

- Distorção Harmônica Individual (DHI): Razão entre a componente harmônica pela componente fundamental de tensão ou corrente;

$$DHI_V = \frac{F_h}{F_1} \quad (2.2)$$

- Distorção de Demanda Total (DDT): Razão entre o valor eficaz das componentes de corrente harmônicas em relação a máxima demanda de corrente fundamental.

$$DDT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (2.3)$$

A DHT e a DDT são os indicadores mais utilizados para avaliação de desempenho de sistemas em relação a harmônicos. Normas e guias baseiam-se nestes indicadores para estabelecer critérios e limites para operação adequada do sistema elétrico.

2.3 Normas e Padrões

Com o aumento de distorções harmônicas no Sistema Elétrica de Potência (SEP), foi necessário o estabelecimento de normas e padrões para:

- garantir a operação satisfatória do sistema para todos os agentes do SEP;
- estabelecer terminologias e metodologias de instrumentação e medição para sistemas sob condições harmônicas;

- definir critérios e limites para avaliação do desempenho do sistema.

Nesse aspecto, destaca-se o padrão IEEE-519 (1993), um dos primeiros documentos internacionais a tratar dos problemas de harmônicos em sistemas de energia e referência para vários outros documentos no mundo. No Brasil, o módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - (ANEEL, 2012), elaborado pelo Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) aborda limites para qualidade da energia e dedica uma parte para tratar o problema de harmônicos. Estes dois guias serão discutidos a seguir.

2.3.1 IEEE519

O padrão (?) aborda uma série de práticas a serem adotadas no projeto de sistemas que possuem cargas lineares e não-lineares. Este guia é orientado para manter a qualidade da energia elétrica (QEE) no PAC caracterizando este problema como sendo bilateral, entre consumidores e concessionárias de energia. Por um lado, os consumidores devem adotar uma série de práticas para manter o nível de distorção de sua carga em patamares aceitáveis, por outro é compromisso da concessionária entregar tensões com distorções na forma de onda em níveis aceitáveis. As tabelas 2.1, 2.2 e 2.3 mostram os níveis de distorções individuais de corrente e de distorção total de demanda em função da razão entre a corrente de curto circuito e da corrente de carga (I_{cc}/I_L) para diferentes níveis de tensão no PAC. Já a tabela 2.4 apresenta os níveis de distorção individual e total de tensão para diversos níveis de tensão no PAC.

Sendo:

- I_{cc} - A corrente de curto circuito no PAC,
- I_L - A demanda de corrente total, apenas da frequência fundamental, no PAC.

O guia IEEE519 recomenda que as distorções individuais de harmônicos de ordem par, seja de até 25% dos limites recomendados para os harmônicos ímpares. Além disso, em sistemas de geração com tensão inferior à 161kV os limites de distorção devem seguir os apresentados para $I_{cc}/I_L < 20$.

Tabela 2.1: Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Distribuição (120V até 69kV)

Máxima Distorção de Corrente em Percentagem de I_L						
Ordem Harmônica Individual (Harmônicas Ímpares)						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	DDT
< 20	4,00	2,00	1,50	0,60	0,30	5,00
$20 < 50$	7,00	3,50	2,50	1,00	0,50	8,00
$50 < 100$	10,00	4,50	4,00	1,50	0,70	12,00
$100 < 1000$	12,00	5,50	5,00	2,00	1,00	15,00
> 1000	15,00	7,00	6,00	2,50	1,40	20,00

Tabela 2.2: Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Subtransmissão (69kV até 161kV)

Máxima Distorção de Corrente em Percentagem de I_L						
Ordem Harmônica Individual (Harmônicas Ímpares)						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 = h < 17$	$17 = h < 23$	$23 = h < 35$	$35 = h$	DDT
< 20	2,00	1,00	0,75	0,30	0,15	2,50
$20 < 50$	3,50	1,75	1,25	0,50	0,25	4,00
$50 < 100$	5,00	2,25	2,00	0,75	0,35	6,00
$100 < 1000$	6,00	2,75	2,50	1,00	0,50	7,50
> 1000	7,50	3,50	3,00	1,25	0,70	10,00

Tabela 2.3: Máxima Distorção de Demanda para Sistemas de Transmissão (acima de 161kV), Geração Distribuída e Cogeração

Máxima Distorção de Corrente em Percentagem de I_L						
Ordem Harmônica Individual (Harmônicas Ímpares)						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 = h < 17$	$17 = h < 23$	$23 = h < 35$	$35 = h$	DDT
< 50	2,00	1,00	0,50	0,30	0,15	2,50
> 50	3,00	1,50	1,15	0,45	0,22	3,75

Tabela 2.4: Distorção Harmônica de Tensão permitida no PAC

Nível de Tensão no PAC	DHI _V (%)	DHT _V (%)
abaixo de 69kV	3,0	5,0
entre 69kV e 161kV	1,5	2,5
acima de 161kV	1,0	1,5

2.3.2 PRODIST - Módulo 8

O módulo 8 do PRODIST é destinado a QEE para os sistemas de distribuição. O PRODIST aborda este problema sob dois grandes focos: Qualidade do Serviço e Qualidade do Produto.

No aspecto de qualidade de serviço, o documento define padrões e responsabilidades no que diz respeito à indicadores de continuidade e tempo de atendimentos de ocorrências. Estabelece-se procedimentos relativos à qualidade de serviço prestado pelas distribuidoras e transmissoras detentoras de Demais Instalações de Transmissão (DIT) à consumidoras ou outras distribuidoras acessantes. Além disso, fornece mecanismos para o acompanhamento e controle de desempenho de DIT's e parâmetros à consumidores para avaliação do serviço prestado.

No aspecto de qualidade do produto é realizada a definição de terminologias, caracterização de fenômenos, estabelecimento de valores de referência de conformidade de tensão e critérios de amostragem, fixando padrões para QEE. Os seguintes aspectos são considerados quanto a qualidade do produto:

- tensão em regime permanente;
- fator de potência;
- harmônicos;
- desequilíbrio de tensão;
- flutuação de tensão;
- variação de tensão de curta duração;
- variação de frequência.

Sob a ótica dos harmônicos, o documento define o fenômeno da distorção harmônica, terminologias e expressões de cálculo de distorção harmônica. O documento determina também critérios a serem seguidos durante a realização de medições e dos equipamentos utilizados, como:

- os instrumentos de medição devem atender aos protocolos de medição e às normas técnicas vigentes;
- os sistemas de medição utilizados devem coletar informações que possam ser processadas por meio de recurso computacional;
- a capacidade de armazenamento dos sistemas de medição deve atender aos requisitos de banco de dados do protocolo de medição da ANEEL;
- medições de distorções harmônicas em sistemas trifásicos devem ser realizadas através tensões fase-neutro em sistemas aterrados e tensões fase-fase em outras configurações;
- em cálculos de distorções harmônicas, a faixa de frequência a ser considerada é da fundamental até no mínimo a 25ª ordem harmônica.

Por fim, o documento estabelece valores de referência para distorções harmônicas de tensão para planejamento do sistema elétrico sob o ponto de vista da QEE. Estes valores são apresentados na tabela 2.5 e na tabela 2.6, que determinam os níveis de distorção total e individual de tensão para diversos níveis de tensão do sistema.

Tabela 2.5: Valores de Referência Globais das Distorções Harmônicas Totais (em porcentagem da tensão fundamental)

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão DTT [%]
$V_n < 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_n < 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_n < 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_n < 230\text{kV}$	3

Tabela 2.6: Níveis de Referência para Distorções Harmônicas Individuais de Tensão (em percentagem da tensão fundamental)

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	Vn < 1kV	1kV < Vn < 13,8kV	13,8kV < Vn < 69kV	69kV < Vn < 230kV	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

2.4 Problemas Relacionados à Harmônicos

A circulação de harmônicos no SEP pode causar vários problemas, sendo que os mais comuns são:

- aumento de perdas de energia;
- ressonância em bancos de capacitores;
- funcionamento indevido de equipamentos de proteção;
- interferência em equipamentos de comunicação;
- torques pulsantes em motores elétricos.

As perdas de energia são, em sua maioria, de origem joulica devido à resistência de cabos e/ou bobinas (transformadores e motores). Essas perdas acarretam vários problemas como, diminuição de vida útil do equipamento, redução na capacidade de transmissão de energia e perda de dinheiro.

Sob esta ótica, o transformador é um dos equipamentos do SEP que sofre com aumento dos harmônicos. Assim é importante determinar os impactos causados por distorções na forma de onda de tensão e corrente. O padrão IEEE-C57.100 (2008) apresenta um guia de práticas para estabelecer a capacidade de carregamento de transformadores de distribuição sob correntes não senoidais.

Neste padrão a perda de energia do transformador é segregada, conforme mostrado a seguir:

$$P_T = P_{NL} + P_{dc} + P_{EC} + P_{OSL} \quad (2.4)$$

sendo:

- P_T - são a perdas totais do transformador;
- P_{NL} - são as perdas a vazio do transformador;
- P_{dc} - são as perdas joulicas;

- P_{EC} - são as perdas por correntes parasitas provocadas por dispersão magnética nos enrolamentos do transformador;
- P_{OSL} - são as perdas por dispersão magnética em outras partes metálicas do transformador.

A Figura 2.1 ilustra a segregação de perdas no transformador. A parcela de perdas a vazio do transformador, P_{NL} , não é influenciada por harmônicos de corrente, visto que diz respeito à magnetização do núcleo do transformador. Harmônicos de tensão afeta esta parcela, porém como a DHT_V costuma ser inferior a 5% e seu impacto não é significativa (Elmoudi, 2006).

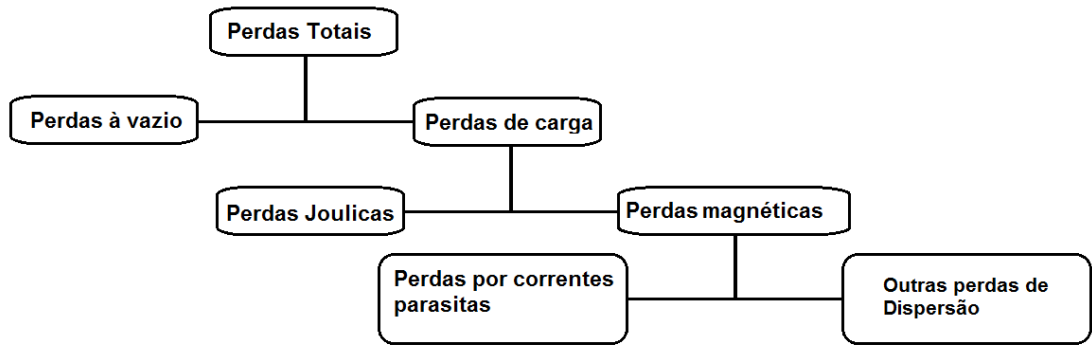


Figura 2.1: Segregação de Perdas em Transformadores de Potência

As parcelas de perdas em carga costumam ser mais influenciadas por harmônicos de correntes. Já as perdas joulicas são proporcionais ao valor eficaz da corrente. Dessa forma as perdas por condução sob condição harmônica será:

$$P_{dc} = \sum_{h=1}^{\infty} RI_h^2 \quad (2.5)$$

A parcela de perdas por correntes parasitas P_{EC} é fortemente influenciada pela frequência da corrente. Percebe-se por (2.6) que esta não só é proporcional ao quadrado do valor eficaz mas também ao quadrado da ordem harmônica. Dessa forma, correntes de ordem harmônica elevada produziram um aumento substancial das perdas. Porém, esta estimativa é muito conservadora, como mostrado

por Elmoudi (2006). Este cálculo é bem próximo do real considerando transformadores de pequeno porte e com condutores de bitola fina. Em transformadores com condutores de maior diâmetro o efeito pelicular é muito importante e deve ser considerado no cálculo de P_{EC} , visto que o fluxo magnético não terá mais a mesma profundidade de penetração, levando a estimativas mais precisas das correntes parasitas e suas perdas.

$$P_{EC} = P_{EC-R} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_R^2} h^2 \quad (2.6)$$

Sendo, P_{EC-R} - é a parcela nominal de perda por corrente parasita e I_R é a parcela nominal da corrente fundamental de carga.

P_{OSL} são perdas que ocorrem por dispersão de fluxo magnético em outras partes metálicas do transformador. Esta parcela também tem seu valor afetado com o quadrado do valor eficaz. Porém, ao contrário de P_{EC} , já prevendo a redução de fluxo disperso pelo efeito pelicular, o guia recomenda a utilização de um fator exponencial de '0,8' para expressar a influência que a ordem harmônica tem sob sua parcela, conforme é mostrado em (2.7).

$$P_{OSL} = P_{OSL-R} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_R^2} h^{0.8} \quad (2.7)$$

Sendo, P_{OSL-R} - é a parcela de perda nominal por dispersão magnética em outras partes metálicas.

O aumento das parcelas de perdas pela presença de harmônicos pode levar os transformadores à operação em sobrecarga e temperaturas proibitivas em alguns pontos, acarretando perda ou diminuição da vida útil do equipamento. Assim, em operações com cargas não-lineares, há duas possibilidades para preservar a vida útil do transformador:

- Projetar o transformador já prevendo conteúdo harmônico através do Fator-K;
- Diminuir a capacidade do transformador (*derating*) através do fator de perda harmônica - (F_{HL}).

Segundo (UL-1561, 1994; UL-1562, 1994), o Fator-K, conforme (2.8), é um indicador que pode ser aplicado a transformadores para indicar uso devido destes sob cargas que drenam correntes não senoidais.

$$Fator - K = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_R^2} h^2 \quad (2.8)$$

O fator F_{HL} é definido no padrão (IEEE-C57.100, 2008), conforme (2.9). Este índice é um multiplicador que indica o aumento de perdas provocada pela circulação de harmônicos e, portanto, fornece uma idéia da redução de carga a qual o transformador deve ser submetido para preservar sua vida útil.

$$F_{HL} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_R^2} h^2}{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_R^2}} \quad (2.9)$$

2.5 Mitigação de Harmônicos

Tendo em vista os problemas decorrentes da circulação de harmônico, os códigos de redes tornaram-se mais rígidos no que diz respeito à presença destes no SEP. Dessa forma, concessionárias e consumidores de energia passaram a ter responsabilidades quanto à eliminação de harmônicos. Há várias formas de mitigação harmônica, podendo citar dentre elas:

- Utilização de Transformadores Defasadores;
- Filtro Passivo;
- Filtro Ativo;
- Filtro Híbrido.

Transformadores defasadores são utilizados geralmente em conversores que apresentam mais de seis pulsos. A topologia mais comum é a de 12 pulsos que utiliza-se do defasamento natural entre transformadores $Y - Y$ e $Y - \Delta$ para eliminar o conteúdo harmônico $\pm 6k + 1$. Conversores com mais de 12 pulsos exigem

transformadores especiais do tipo zig-zag (Hill and Harbourt, 1999), os quais são bem mais incomuns visto que sua defasagem não é inerente as ligações trifásicas em estrela e triângulo. Apesar disto existem disponíveis soluções comerciais baseadas neste princípio, porém são bem menos populares.

A forma mais comum de mitigação de harmônicos é a utilização de filtros. Os filtros são circuitos selecionadores de frequência os quais, em sistemas de potência, são geralmente caminhos de baixa impedância para as correntes harmônicas. Outro motivo pela popularidade dos filtros é sua capacidade inerente de correção de fator de potência. Os filtros podem ser divididos em duas grandes categorias: Filtros passivos e filtros ativos. Os filtros híbridos se encaixam entre estas categorias, visto que são uma mistura entre estas duas topologias.

Os filtros passivos são dispositivos que utilizam apenas elementos armazenadores de energia que, em sintonia, serão um caminho de menor impedância para correntes das frequências selecionadas. Os filtros passivos podem mitigar harmônicos individuais (filtros sintonizados) ou em grupo (filtro amortecido). Os filtros amortecidos, apesar de abrangerem uma faixa de frequência maior, não são utilizados em frequências próximas a fundamental visto que, para não interferirem nesta, devem ser de ordem elevada, o que aumenta o número de componentes e, conseqüentemente, seu custo. Em aplicações industriais é comum a utilização de filtro sintonizado para frequências mais baixas em conjunto com um filtro amortecido passa-altas para frequências mais distantes da fundamental. Apesar dessa estratégia, os filtros sintonizados podem interferir indevidamente no comportamento da frequência fundamental, especialmente filtros de terceiro harmônico, porém, representam uma solução melhor que um único filtro amortecido.

2.5.1 Filtro Ativo de Potência

Filtros ativos são dispositivos baseados em Eletrônica de Potência que conseguem injetar correntes harmônicas no PAC, compensando as correntes geradas pela carga não-linear. Os filtros ativos possuem algumas vantagens sobre os filtros passivos, como:

- Controle preciso e dinâmico dos harmônicos compensados;
- Compensação exata de reativo;

- Eliminação da possibilidade de ressonância em capacitores.

Porém, apresenta vantagens, como:

- Custo mais elevado;
- Necessidade de medições de corrente de carga para determinação instantânea das referências de controle;
- Metodologia de projeto mais complexa.

A Figura 2.2 mostra o esquema básico de um filtro ativo paralelo. O VSC deve sintetizar uma corrente i_c que forneça os harmônicos e o reativo necessários para atender a carga não-linear i_L de forma que a rede elétrica forneça apenas potência ativa pela componente de corrente fundamental i_s .

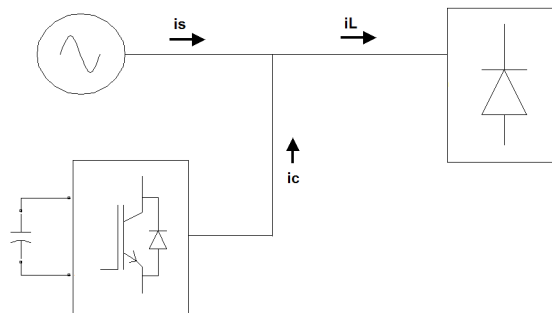


Figura 2.2: Filtro Ativo Paralelo de Potência

Um passo importante na implementação de filtros ativos é a determinação instantânea da referência de corrente i_c do compensador. Esta etapa é possível graças ao desenvolvimento da Teoria de Potências Instantâneas (Akagi et al., 1983) e (Akagi et al., 1984), que será discutida a seguir.

2.5.2 Teoria de Potências Instantâneas

A teoria de potência ativa e reativa instantâneas é a base para o desenvolvimento dos filtros ativos de potência. Essa teoria foge das definições convencionais ao tratar as grandezas elétricas no domínio do tempo ao invés do domínio da

frequência. Quando proposta, a teoria de potências instantâneas tinha como objetivo desenvolver uma metodologia para determinação de referências para controle de filtros ativos de potência (Akagi et al., 1986). A teoria que será apresentada é para sistemas a três fios, conforme a proposta original, já que será utilizada neste trabalho. Porém, (Watanabe et al., 1993) estendeu esta teoria para sistemas elétricos a quatro fios.

O primeiro passo é caracterizar as grandezas elétricas no domínio do tempo de forma genérica, assumindo a presença de harmônicos e de desequilíbrio de fases. Os desbalanços de fases são caracterizados através do teorema de Fortescue que transforma um sistema polifásico desequilibrado em vários sistemas polifásicos equilibrados. Dessa forma, considerando o sistema trifásico, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Sendo:

- $a = 1\angle(120^\circ)$;
- V_+ , V_- e V_0 são as tensões de sequência positiva, negativa e zero;
- V_a , V_b e V_c o conjunto das tensões trifásicas.

As distorções harmônicas são representadas, como em (2.11), a seguir:

$$\begin{aligned} V_a(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_{ah} \sin(h(\omega t) + \phi_{ah}) \\ V_b(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_{bh} \sin(h(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_{bh}) \\ V_c(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_{ch} \sin(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_{ch}) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Considerando que as grandezas não são equilibradas e que podem possuir harmônicos, tem-se uma expressão mais generalizada para as tensões conforme mostrado a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{+h} \text{sen}(h(\omega t) + \phi_{+h}) + V_{-h} \text{sen}(h(\omega t) + \phi_{-h}) \\ \quad + V_{0h} \text{sen}(h(\omega t) + \phi_{0h}) \\ V_b(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{+h} \text{sen}(h(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_{+h}) + V_{-h} \text{sen}(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_{-h}) \\ \quad + V_{0h} \text{sen}(h(\omega t) + \phi_{0h}) \\ V_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{+h} \text{sen}(h(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_{+h}) + V_{-h} \text{sen}(h(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_{-h}) \\ \quad + V_{0h} \text{sen}(h(\omega t) + \phi_{0h}) \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Para simplificar a notação, a dependência senoidal temporal não será mais mostrada, deixando-a implícita. Dessa forma, tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_{+ah} + v_{-ah} + v_{0ah} \\ V_b(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_{+bh} + v_{-bh} + v_{0bh} \\ V_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_{+ch} + v_{-ch} + v_{0ch} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

O mesmo raciocínio utilizado para tensão pode ser estendido para corrente, obtendo-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_{+ah} + i_{-ah} + i_{0ah} \\ I_b(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_{+bh} + i_{-bh} + i_{0bh} \\ I_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_{+ch} + i_{-ch} + i_{0ch} \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Caracterizadas as tensões e correntes apresentadas em (2.13) e (2.14), elas são submetidas a transformação de Clarke como mostrado no apêndice A em (A.1). Essa transformação é importante para realizar o cálculo das potências instantâneas que fluem pela rede como mostrado a seguir em (2.15).

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ P_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ V_\beta & -V_\alpha & a \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Sendo:

- P - potência real instantânea que representa a fluxo de energia que flui pelo sistema elétrico,
- Q - potência imaginária instantânea que representa a troca de energia entre as fases do sistema elétrico,
- P₀ - potência de sequência zero, a qual constitui o fluxo de energia que flui pelo condutor de neutro.

A potência ativa trifásica total é a soma da potência real com a potência de sequência zero. Em sistemas à três fios não há caminho para circulação de componentes de sequência zero. Sendo assim, esta parcela de potência é nula. Este cálculo é importante porque cada componente de potência é composta por duas parcelas, uma contínua e outra oscilante, conforme (2.16).

$$\begin{cases} p = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{Q} + \tilde{Q} \\ p_0 = \bar{P}_0 + \tilde{P}_0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Correntes e tensões de mesma frequência produzem componentes contínuas de potência, mostrados nas parcelas de potências com o sobrescrito "—". A interação entre correntes e tensões de frequências distintas produzem o que se chama de potência de distorção. A potência de distorção é caracterizada pela oscilação no fluxo energia ativa que flue do sistema para carga assim como oscilações no fluxo de energia reativa que é trocada entre fases. Na Teoria de Potência Instantânea aqui apresentada, as parcelas oscilantes, representadas pelo sobrescrito "~", correspondem à potência de distorção da teoria convencional de potência. Dessa forma, a mitigação desta parcela oscilante causará eliminação de harmônicos. Para efeitos de demonstração, será considerado o caso do filtro ativo tipo shunt conforme mostrado na Figura 2.2, onde a determinação das correntes harmônicas

é necessária. O sistema considerado será trifásico equilibrado à três fios, conforme já demonstrado por Akagi et al. (1986).

O primeiro passo é separar a parte oscilante da parte contínua de potência. Um método simples é a utilização de um filtro passa-alta no sinal medido. Filtrando toda componente contínua, o sinal resultante é correspondente à parcela responsável pelo conteúdo harmônico. A referência de corrente pode ser estimada a partir de (2.17) conforme apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Assim, o conversor irá suprir a demanda de corrente harmônica da carga, deixando o sistema responsável apenas pela parcela de corrente fundamental. A metodologia descrita é responsável apenas por compensação harmônica, porém esta topologia pode compensar reativo. Basta que toda componente 'q' (parcela contínua e oscilante) seja fornecida pelo conversor.

Esta estratégia apresentada é realizada em referencial estacionário, sendo necessário o cálculo das referências de correntes a partir das oscilações de potência. Uma outra forma de abordar este problema é utilizando o controle sintetizado em referencial síncrono girante (SFR), (Ku, 1952), através da transformação de Park, como vista em (A.5). Em SFR, as tensões e correntes de sequência positiva e frequência fundamental são retratadas como valores contínuos no tempo e harmônicos são representados por oscilações. Assim as referências de correntes podem ser determinadas diretamente através da eliminação da componente contínua, pela ação de um filtro passa-alta. Apesar da abordagem diferente, a filosofia é idêntica, o que difere cada uma é:

- Em SFR não há necessidade de cálculo de potência;
- para utilização de SFR é necessário a utilização de um dispositivo de sincronismo, como um algoritmo de "Phase Locked Loop"(PLL).

Apesar de várias formas de aplicar a teoria de potências instantâneas, como visto em (Pittorino et al., 1996), (Marques, 1998) e (Cardenas et al., 2003), este trabalho, opta pela utilização do SFR visto que há uma vantagem na estratégia de controle a ser utilizada. Isto será abordado melhor na seção 3.3 do capítulo 3.

2.6 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados alguns fundamentos teóricos sobre distorções harmônicas e seus efeitos. Definiu-se os indicadores de QEE para avaliação de sistemas elétricos sobre condição harmônica e mostrou-se os limites tolerados no Brasil estipulados pelo PRODIST. Discutiu-se o problema do aumento de perdas provocada por distorções harmônicas de correntes em transformadores de potência, assim como o Fator-K e o fator de perdas harmônicas - F_{HL} . Mostrou-se como esses índices são úteis para classificar transformadores expostos à correntes não senoidais. Por fim, este capítulo abordou eliminação de harmônicos, focando na filtragem ativa. A Teoria de Potência Instantânea foi revisada a fim de apresentar a metodologia utilizada na determinação de referências de corrente do filtro ativo.

Bancada de Teste Regenerativa

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta as características básicas da bancada de teste regenerativa utilizada neste trabalho. Primeiramente, cada componente da bancada é descrito e seu princípio de funcionamento explicado. Posteriormente, será abordado o sistema de controle utilizado na bancada de teste, apresentado a modelagem matemática do sistema, o PLL utilizado e as estratégias de controle implementadas.

3.2 Descrição do Sistema

A bancada de teste regenerativa é mostrada na Figura 3.1. Percebe-se que ela é simétrica e composta por dois transformadores, dois filtros LC e um conversor "back to back"(B2B). Essa estrutura, proposta originalmente por Sousa (2011), é capaz de realizar testes em transformadores de potência com controle do perfil de carregamento (potência ativa e reativa), além de consumir apenas uma fração da energia envolvida no teste. Além disso, este sistema consegue realizar testes sob condição harmônica de corrente de forma controlada. Esta condição harmônica não pode poluir à rede elétrica de alimentação, de forma que a bancada deve ser vista no PAC produzir qualquer distorção harmônica.

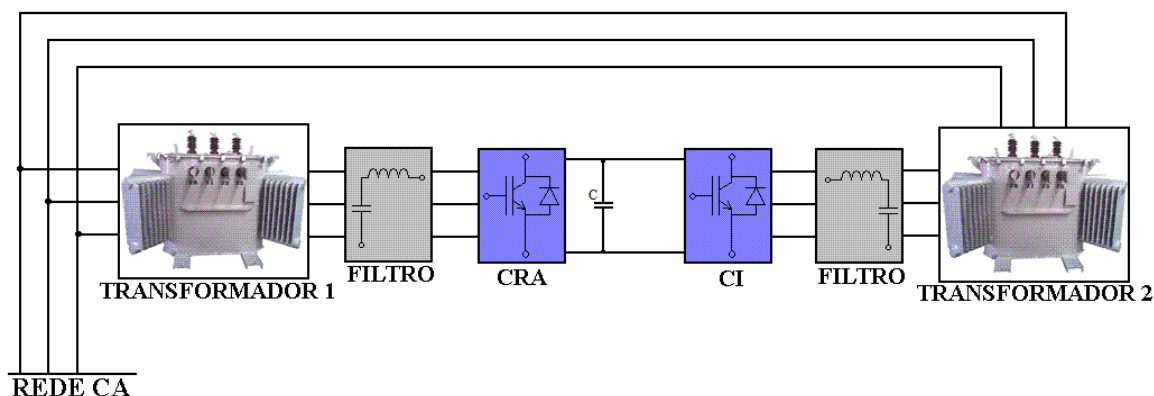


Figura 3.1: Bancada Regenerativa de Testes de Transformadores

3.2.1 Transformadores de potência

Os transformadores de potência utilizados para compor a bancada são de 50kVA, 220V/480V, Δ -Y. Fabricados sob encomenda, os dois transformadores são modelos em escala reduzida de transformadores de subestação distribuidora e apresentam, assim, características construtivas (densidade de corrente, tipo de óleo, formato dos enrolamentos, núcleo ferromagnético e formato do tanque) que se assemelham a transformadores de maior potência. Além disso, esses dois transformadores foram projetados com razões de perdas diferentes, já que foram construídos para trabalharem sob densidades de fluxos magnéticos diferentes e apresentarem comportamento ligeiramente diferente, tanto térmico quanto elétrico. A Figura 3.2 mostra a fotografia de um dos transformadores do sistema.

Estes transformadores ainda são equipados com medidores de temperatura PT100 distribuídos em diversos pontos de seus enrolamentos. Este monitoramento de temperatura tem como objetivo identificar a dinâmica de aquecimento do transformador, bem como rastrear seu ponto mais quente. Possibilita ainda verificar efeitos de sobreaquecimento devido às condições de trabalho mais severas como por exemplo carregamento não-linear ou aplicação de tensão acima da nominal.



Figura 3.2: Transformador de Potência Utilizado na Bancada Regenerativa

3.2.2 Filtro LC

A comutação das chaves semicondutoras dos conversores estáticos produz harmônicos de ordem elevada, geralmente próximos à 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, usualmente LCL. O filtro escolhido no projeto da bancada foi um LC visto que os transformadores do sistema possuem uma indutância considerável e, sendo assim, o efeito global é comparável a de um filtro LCL como mostrado na Figura 3.3.

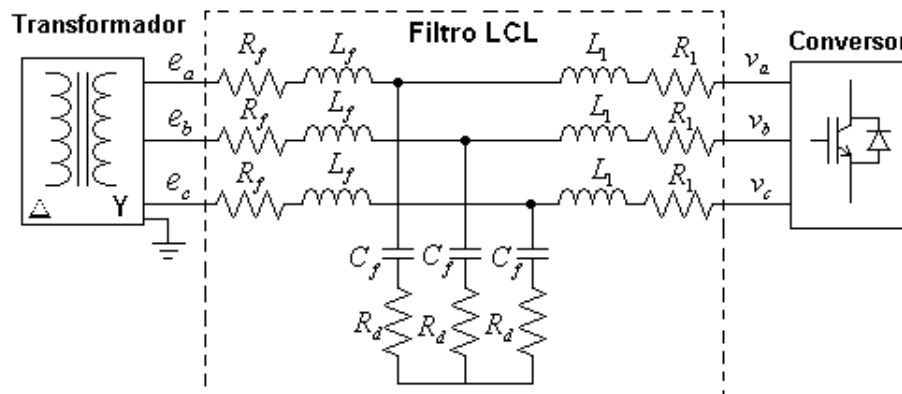


Figura 3.3: Esquemático do filtro LC

Onde:

- L_1 é a indutância do filtro LC,
- R_1 é a resistência do filtro LC,
- C_f é a capacitância do filtro LC,
- R_d é a resistência de armotecimento,
- L_f é a indutância do transformador do sistema,
- R_f é a resistência do transformador do sistema.

O filtro é importante para a modelagem matemática do sistema, visto que sua dinâmica irá interferir no comportamento do sistema de controle. As equações (3.1) e (3.2) mostram as funções de transferência entre a corrente e tensão sintetizadas pelo conversor e a corrente do conversor e a corrente da rede elétrica, respectivamente:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_c(s)}{v_c(s)} = \frac{L_1 C_f s^2 + C_f (R_d + R_1) s + 1}{a s^3 + b s^2 + c s + d} \quad (3.1)$$

$$G_c(s) = \frac{i_c(s)}{i_r(s)} = \frac{R_d C_f s + 1}{L_1 C_f s^2 + C_f (R_d + R_1) s + 1} \quad (3.2)$$

Sendo:

- $a = L_f L_1 C_f$
- $b = C_f L_1 (R_d + R_f) + L_f C_f R_1 + L_f C_f R_d$
- $c = L_1 + (R_f + R_d) R_1 C_f + L_1 + C_f R_d$
- $d = R_1 + R_f$

A Figura 3.4 mostra a fotografia de um dos filtro LC construídos. Esta estrutura é bastante popular e mais detalhes do projeto deste filtro podem ser encontrados em (Liserre et al., 2001), (Blaabjerg et al., 2003) e (Teodorescu et al., 2003).



Figura 3.4: Fotografia do Filtro LC Construído

3.2.3 Conversor back to back

O conversor B2B é uma topologia de conversor que permite fluxo de energia bidirecional. Inicialmente utilizado para realizar frenagem com recuperação de energia em acionamentos elétricos, esta topologia se popularizou em outras aplicações devido a sua flexibilidade. Hoje sua utilização é vasta e contempla várias aplicações como:

- Acionamentos à velocidade variável (Cardenas and Pena, 2004);
- FACTS (Enslin et al., 1996);
- Geração eólica (Bueno et al., 2008);
- Geração distribuída (Iyer et al., 2006).

Esta topologia será responsável por permitir a realização do "loop" de energia e consequentemente pelo baixo consumo de energia deste sistema. Isto será explicado com mais detalhes nas próximas seções.

3.2.4 Sistemas de medição e controle

Para o controle da bancada regenerativa um sistema de medição foi desenvolvido, contemplando:

- 9 medições de corrente c.a. ;
- 6 medições de tensão c.a. ;
- 1 medição de tensão c.c.

As potências ativa, reativa e aparente são calculadas a partir das medições de tensão e corrente. Todas medições são realizadas através de sensores de efeito Hall, sendo o sensor HAS-50 para medições de corrente e o sensor LV25P/SP2 para as medições de tensão. Esses sinais passam por um filtro "anti-aliasing" e tem seu nível de tensão condicionados para a entrada da placa de controle. A placa de controle é mostrada na Figura 3.5. A placa de condicionamento foi projetada no LCCE e construída para a utilização do kit de desenvolvimento da Spectrum para o DSP TMS320F2812. Este conjunto, de condicionamento e controle, possui as seguintes características:

- Clock interno de até 150 MHz;
- 16 canais analógicos de 12 bits;
- Entrada para encoder;
- 12 saídas PWM complementares;
- 2 saídas digitais para chopper de frenagem;

Os conversores operam com frequência de chaveamento de 5940Hz, múltipla inteira da frequência fundamental (60Hz). As medições são adquiridas com o dobro da frequência de chaveamento, a uma taxa de 11880Hz.

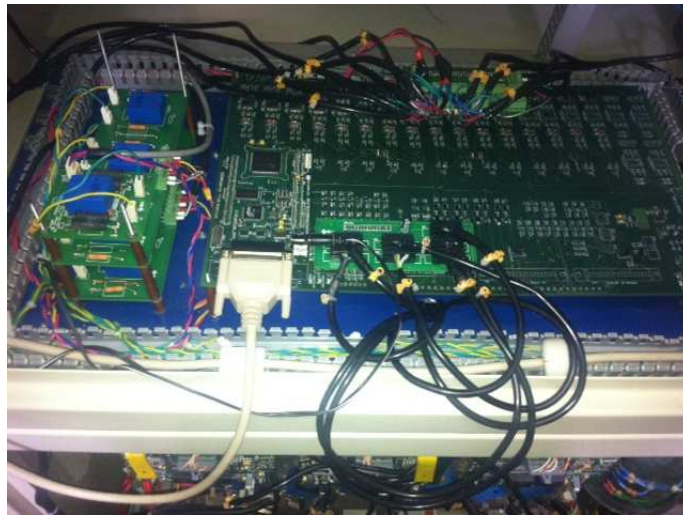


Figura 3.5: Placa de controle

3.2.5 Princípio de funcionamento

O conversor estático operando como inversor (CI) funciona como conversor controlado por potência. Ele controla o nível de potência ativa e reativa ao qual o transformador é submetido retirando energia do elo c.c. para realização do teste. O conversor retificador ativo (CRA) tem como principal função manter o barramento c.c. carregado em um valor determinado. Dessa forma, o CRA irá repor a energia retirada pelo CI. Porém, como os dois conversores compartilham o mesmo ponto de interconexão com a rede elétrica, a energia utilizada para recarregar o elo c.c. é parte daquela que foi utilizada para realização do teste. Parte da energia retirada do elo c.c. é reutilizada para carregá-lo novamente, criando-se, então, um "loop" de potência. Cabe à rede elétrica apenas fornecer uma pequena fração de energia correspondente as perdas intrínsecas da bancada regenerativa: perdas no chaveamento dos semicondutores, perdas nos núcleos dos transformadores e indutores e perdas por efeito Joule nos conversores, nos filtros e nos transformadores. Este processo pode ser melhor visualizado na Figura 3.6, onde o "loop" de potência é sinalizado pelas setas que formam um caminho fechado entre os dois conversores e a seta maior representa o fluxo de energia que vem da rede de alimentação para repor as perdas do sistema.

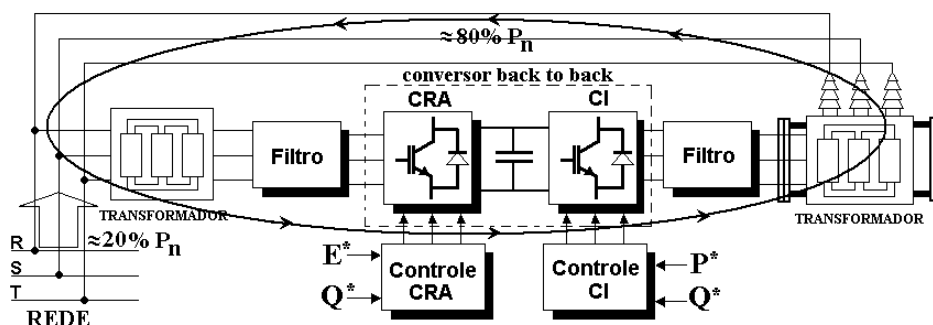


Figura 3.6: Bancada de Teste Regenerativa

3.3 Estratégias de Controle da Bancada

Nesta seção serão apresentadas as estratégias de controle utilizadas pela bancada regenerativa. Primeiramente, um modelo matemático do sistema é apresentado utilizando SFR visto que se faz necessário para o projeto dos controladores utilizados. Para alcançar este sincronismo faz-se necessário um algoritmo PLL, o qual será explicado logo a seguir. Por fim, o projeto dos controladores serão apresentados em duas partes: controle convencional e controle ressonante. O controle convencional, ou clássico, é apresentado, detalhes sobre seu projeto e sintonia são abordados assim como seu desempenho é analisado. Será mostrado como o controlador PI não é ideal para sintetizar referências alternadas e, portanto, há a necessidade de outra técnica de controle. Por fim, será discutido o controlador ressonante como alternativa para concepção de correntes harmônicas. Serão abordados dois aspectos dos controladores PR: projeto e discretização.

3.3.1 Modelagem matemática

Como mencionado anteriormente, a bancada de testes é simétrica. Dessa forma a Figura 3.7 ilustra apenas um lado da conexão do conversor com a rede elétrica pelo filtro LC.

Para fins de projeto das malhas de controle, o filtro LC será considerado apenas como um indutor puro, visto que nas frequências de interesse a impedância do capacitor é bastante alta quando comparada à impedância do indutor. Dessa forma, para modelagem do sistema, o efeito capacitivo será desconsiderado.

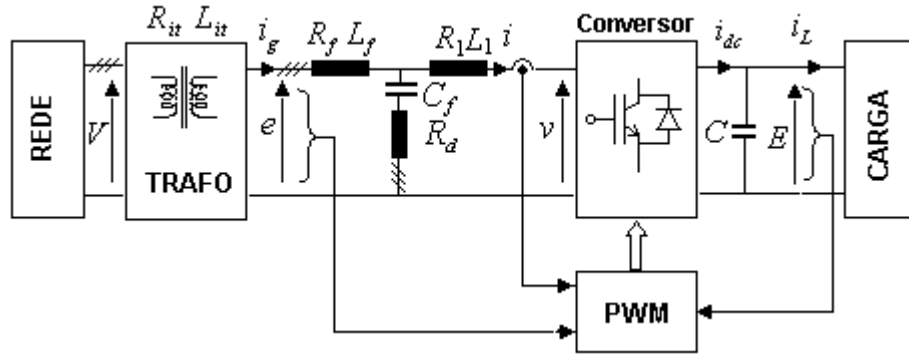


Figura 3.7: Esquemático da Ligação entre o Conversor e Transformador pelo filtro LC

Realizadas todas as considerações, o modelo contempla apenas as dinâmicas mais relevantes do sistema. Pode-se dividir em duas partes: a dinâmica do lado c.a. e a dinâmica do lado c.c. Pelo lado c.a. é importante saber os efeitos da conexão entre conversor e transformador pelo filtro, a qual é expressa por (3.3).

$$e_{abc} = Ri_{abc} + L \frac{di_{abc}}{dt} + v_{abc} \quad (3.3)$$

Onde:

- R - é a soma das resistências do filtro e transformador;
- L - é a soma das indutâncias do filtro e transformador;
- e_{abc} - é a tensão trifásica do transformador;
- v_{abc} - é a tensão trifásica sintetizada pelo conversor;
- i_{abc} - é a corrente trifásica que flue pelo sistema.

Aplicando (A.5) em (3.3) obtém-se o modelo matemático do sistema em SFR, como mostrado a seguir:

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + j\omega Li_q + v_d \quad (3.4)$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - j\omega Li_d + v_q \quad (3.5)$$

As equações (3.4) e (3.5) são semelhantes e representam a dinâmica de corrente do lado c.a. para cada eixo coordenado. Compensando os acoplamentos cruzados e dependência da tensão da rede elétrica por ações "feedforward" no algoritmo de controle e aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência entre a tensão sintetizada pelo conversor e sua corrente de saída expressa por:

$$\frac{v(s)}{i(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.6)$$

A equação representa o modelo do lado c.a. no domínio da frequência e será importante para o projeto dos controladores de correntes utilizados.

Por último, tem-se a modelagem do lado c.c. do conversor, cuja dinâmica é expressa por:

$$i_{dc} - i_L = C \frac{dE}{dt} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) descreve a dinâmica do capacitor do barramento de corrente contínua do conversor B2B. Aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se o modelo no domínio da frequência, expresso por:

$$G_E(s) = \frac{1}{sC} \quad (3.8)$$

A equação (3.8) será utilizada para o projeto dos controladores de tensão do elo c.c.. Por fim, as equações (3.9) e (3.10) expressam, respectivamente, as potências ativa e reativa que fluem pela bancada de testes:

$$P = \frac{3}{2} e_d i_d \quad (3.9)$$

$$Q = -\frac{3}{2} e_d i_q \quad (3.10)$$

3.3.2 Algoritmo PLL

A utilização do sistema em SRF tem como grande vantagem a possibilidade do tratamento de grandezas alternadas como se fossem contínuas, simplificando a estrutura de controle do conversor necessária. Porém, para aplicar a transformação de Park é necessário que haja sincronismo entre a orientação do controle dos conversores e a rede de alimentação. Uma forma de realizar este sincronismo é através de um PLL. A Figura 3.8 mostra uma PLL bastante simples, porém bastante utilizada na literatura (Kaura and Blasko, 1996).

Para conseguir o sincronismo com a rede elétrica, o PLL força a tensão de eixo de quadratura ser nula através de um compensador $H(s)$, geralmente utilizando um controlador PI. Isso faz com que o ângulo estimado esteja em sincronismo a tensão de alimentação, isto é, seja uma estimativa do ângulo desta tensão.

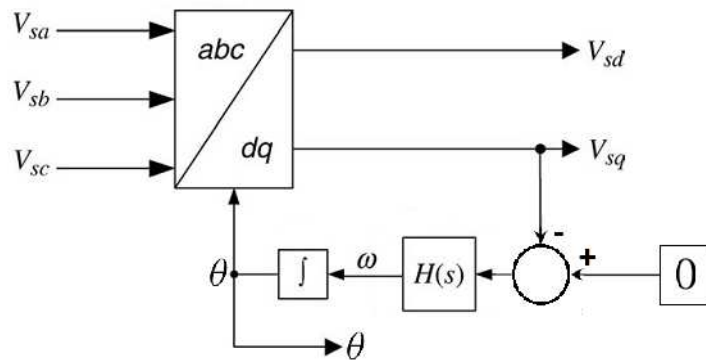


Figura 3.8: Estrutura da PLL

3.3.3 Projeto das malhas de controle

Nesta seção serão descritas as técnicas de controle utilizadas. Primeiramente serão descritas as técnicas de controle convencionais utilizando controladores PI (Silva, 1999) e (Stopa, 1997). O controle dos dois conversores apresentam muitas similaridades, porém se diferem em pequenas coisas. O conversor retificador ativo apresenta controle de tensão do barramento c.c. e controle de potência reativa fornecida a rede elétrica. A Figura 3.9 ilustra o diagrama em blocos da malha do CRA.

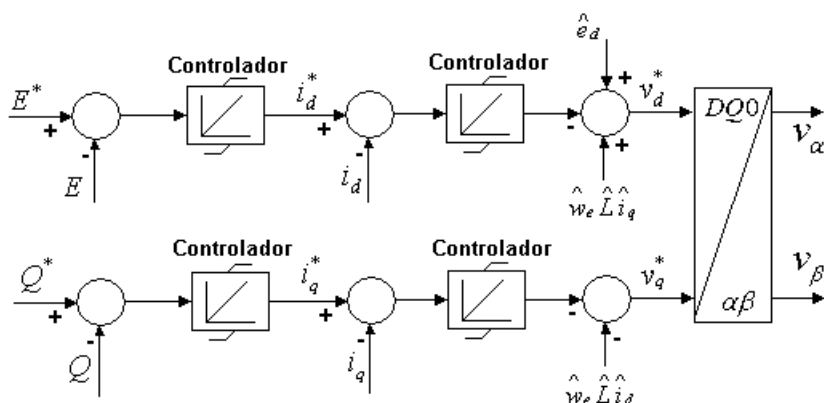


Figura 3.9: Estrutura de Controle do CRA - FONTE: Sousa (2011)

O conversor inversor é responsável pelo controle de carregamento do teste, dessa forma este apresenta malhas de controle de potência ativa e reativa, como mostrado na Figura 3.10.

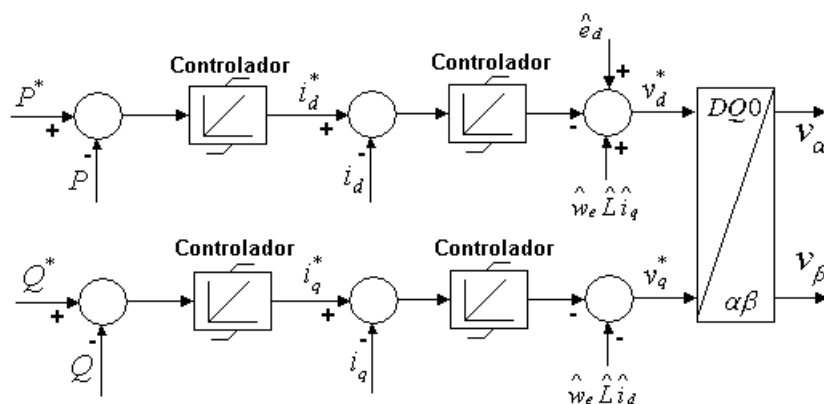


Figura 3.10: Estrutura de Controle do CI - FONTE: Sousa (2011)

Apesar de apresentarem funcionalidades distintas a estrutura de controle é bem parecida. Ambos conversores apresentam malhas internas de corrente e malhas de controle de reativo. A seguir será mostrado o projeto das malhas de controle de corrente, tensão e potência, presentes nos conversores. Por fim será explicada a utilização dos controladores do tipo PR (Teodorescu et al., 2006), que são importantes para garantir a síntese correta dos harmônicos de corrente.

3.3.3.1 Controle Clássico - Malha de Corrente

Como já mencionado, a orientação em referencial síncrono girante transforma as grandezas alternadas de frequência fundamental em grandezas estacionárias, simplificando a estrutura de controle necessária. Dessa forma, os controladores PI tornam-se uma opção interessante em controles de conversores estáticos devido sua simplicidade e robustez. Sua função de transferência é mostrada em (3.11):

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.11)$$

Os controladores de correntes são os primeiros a serem ajustados. Por (3.6), a função de transferência em malha aberta da dinâmica de corrente é:

$$G_{MAcc}(s) = \frac{K_{pc}}{sL} \frac{s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}}}{s + \frac{R}{L}} \quad (3.12)$$

Percebe-se por (3.12) que o pólo do sistema encontra-se em $\frac{R}{L}$. Geralmente 'R' possui valores pequenos, o que aproxima o pólo para perto da origem e, consequentemente, compromete a resposta dinâmica do sistema. Uma forma de melhorar este cenário é forçar o zero do controlador cancelar o pólo dominante da planta. Para isto ocorrer, a razão entre os ganhos proporcional e integral deve obedecer a seguinte relação:

$$\frac{k_{ic}}{k_{pc}} = \frac{R}{L} \quad (3.13)$$

Caso (3.13) seja obedecida, a dinâmica de corrente em malha fechada será descrita por:

$$G_{MFcc}(s) = \frac{1}{1 + \tau_c s} \quad (3.14)$$

Onde τ_c é a constante de tempo do sistema em malha fechada.

Definindo-se o tempo de resposta da malha de corrente os ganhos do controlador PI podem ser calculados por:

$$k_{pc} = \frac{L}{\tau_c} \quad (3.15)$$

$$k_{ic} = \frac{R}{\tau_c} \quad (3.16)$$

Como a bancada regenerativa possui malhas externas às malhas de corrente, esta necessita ser rápida o suficiente para não interferir no funcionamento correto das malhas externas. O método ótimo simétrico (OM) (Suul et al., 2008) é bastante popular e ajusta a malha de corrente para a maior banda de passagem possível para um "overshoot" de 4,7%, considerado aceitável. Porém, na bancada de testes, as malhas externas que controlam a dinâmica do sistema são extremamente lentas (malhas de tensão e potência). Assim, desde de que não interfira no funcionamento destas, a malha de corrente não precisa apresentar *overshoots* e pode ser mais amortecida.

Todos os ganhos foram calculados a partir da simplificação da planta do sistema para um sistema de primeira ordem. Porém, deve-se analisar o sistema completo. A Figura 3.11 mostra um diagrama de blocos do sistema completo considerando o filtro LCL.

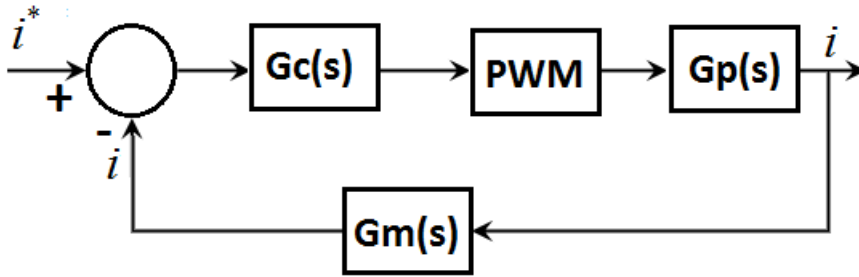


Figura 3.11: Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Corrente

Onde:

- $G_c(s)$ - é a função de transferência do controlador PI conforme (3.11);
- PWM - é a função de transferência de primeira ordem que representa o atraso imposto pelo PWM;

- $G_p(s)$ - é a função de transferência da planta conforme (3.1);
- $G_m(s)$ - é a função de transferência de primeira ordem que representa o atraso imposto pela medição.

A Figura 3.12 mostra o diagrama de Bode da malha fechada de corrente considerando o sistema simplificado sem considerar os efeitos do capacitor de filtro e o sistema completo considerando efeitos do capacitor e de atrasos de medição. Percebe-se que a simplificação do sistema é realmente válida, já que nas frequências de interesse o comportamento dos sistemas é bastante parecido.

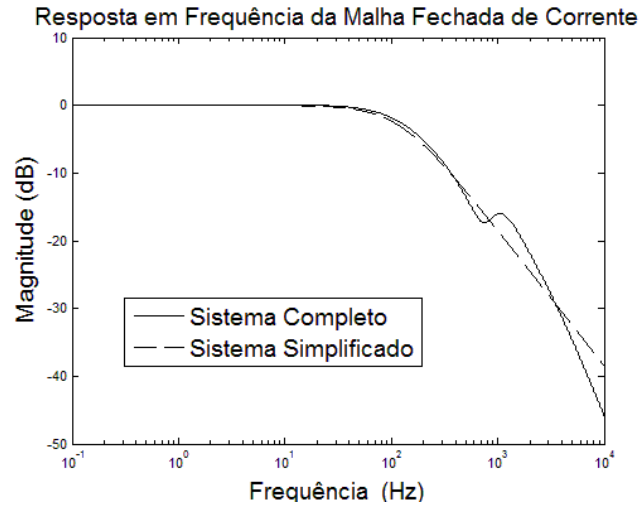


Figura 3.12: Resposta em Frequência da Malha de Corrente Simplificada e Completa

Outro ponto importante é saber os efeitos da discretização sobre o controle, visto que, todo este é realizado via software. Assim, deve-se obter a função de transferência em tempo discreto da planta e do controlador e analisar sua resposta no domínio da frequência. Como o DSP utiliza um conversor A/D para amostrar os sinais medidos, a melhor discretização para a planta do sistema seria a aplicação da transformada Z da função de transferência da planta junto com um amostrador de ordem zero (ZOH), como observado em (3.17). Já a técnica de discretização escolhida para o controlador foi o método de Euler regressivo conforme (3.18).

$$G_p(z) = \mathcal{Z} \left\{ (1 - z^{-1}) \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \right\} \right\} \quad (3.17)$$

$$s = \frac{z - 1}{zT_s} \quad (3.18)$$

Onde T_s é o tempo de amostragem do sistema de aquisição.

A Figura 3.13 apresenta o diagrama de Bode da resposta da malha de corrente em tempo contínuo e em tempo discreto, utilizando os métodos mencionados. Percebe-se que a diferença não é significativa nas frequências de interesse. Assim, os ganhos calculados a partir da simplificação feita são válidos.

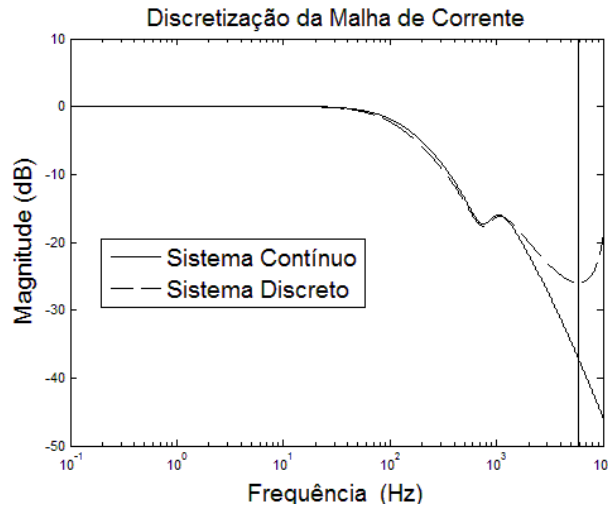


Figura 3.13: Discretização da Malha de Corrente

3.3.3.2 Controle Clássico - Malha de Tensão do Barramento c.c.

A malha de tensão será externa à malha de corrente, logo esta deve ser mais lenta para não interferir no comportamento da malha interna. Assim, os controladores PI serão ajustados para que esta condição seja satisfeita e o sistema funcione corretamente. Como dito anteriormente, o controle de corrente é realizado em SRF e, portanto, a malha de corrente interna não corresponde exatamente a corrente do barramento de corrente contínua. A corrente de eixo direto e a corrente do elo c.c. possuem a seguinte correspondência:

$$i_{dc} = \frac{3}{2} \frac{e_d}{E} i_d \quad (3.19)$$

Percebe-se por (3.19) que a relação entre as correntes é dependente do valor de tensão do barramento de corrente contínua, ou seja, o controle deste é não-linear. Porém, como o conversor irá trabalhar em ponto de operação nominal, pode-se fazer uma linearização em torno deste ponto e admitir que, em torno dele, o controle será linear. Assim, a malha de controle de tensão será como mostrada a seguir na Figura 3.14:

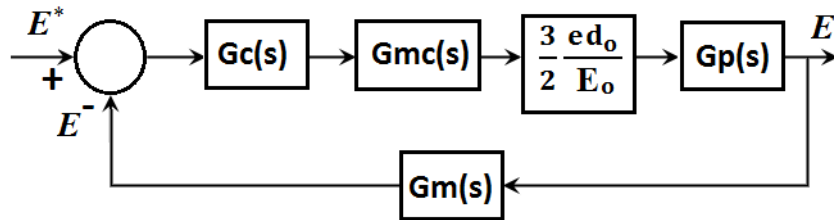


Figura 3.14: Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Tensão

Onde:

- $G_c(s)$ - é a função de transferência do controlador PI, conforme (3.11),
- $G_{mc}(s)$ - é a função de transferência de primeira ordem que representa o atraso imposto pela malha interna de corrente, conforme (3.14),
- e_{do} - é o pico da tensão fase-neutro nominal do lado c.a.,
- E_o - é a tensão nominal de operação do barramento c.c. do conversor,
- $G_p(s)$ - é a função de transferência da planta conforme (3.8),
- $G_m(s)$ - é a função de transferência de primeira ordem que representa o atraso imposto pela medição.

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 a medição. Feita

estas considerações as funções de transferência de malha aberta e malha fechada serão, respectivamente:

$$G_{MA_{ct}}(s) = \frac{(K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})}{s^2} \quad (3.20)$$

$$G_{MF_{ct}}(s) = \frac{(K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})}{s^2 + (K_{pv}K_{mt})s + (K_{iv}K_{mt})} \quad (3.21)$$

Onde: $K_{mt} = \frac{3}{2} \frac{1}{C} \frac{e_{do}}{E_o}$.

A função de transferência de malha fechada (3.21), assemelha-se a uma função típica de segunda ordem como mostrado em (3.22).

$$G_{MF_{ct}}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.22)$$

Sendo:

- ξ - fator de amortecimento,
- ω_n - frequência natural.

A partir da resposta desejada em (3.22), pode-se calcular os ganhos do controlador PI da malha de tensão, conforme mostrado em (3.23) e (3.24):

$$k_{pv} = \frac{2\xi\omega_n}{K_{mt}} \quad (3.23)$$

$$k_{iv} = \frac{\omega_n^2}{K_{mt}} \quad (3.24)$$

Calculados os ganhos, deve-se agora avaliar o efeito das simplificações realizadas e da discretização do sistema, assim como feito na malha de corrente. A Figura 3.15 apresenta a resposta em frequência do sistema simplificado, completo e discretizado. Como na malha de corrente, o modelo completo e discretizado aproxima-se bastante do modelo simplificado nas frequências de interesse.

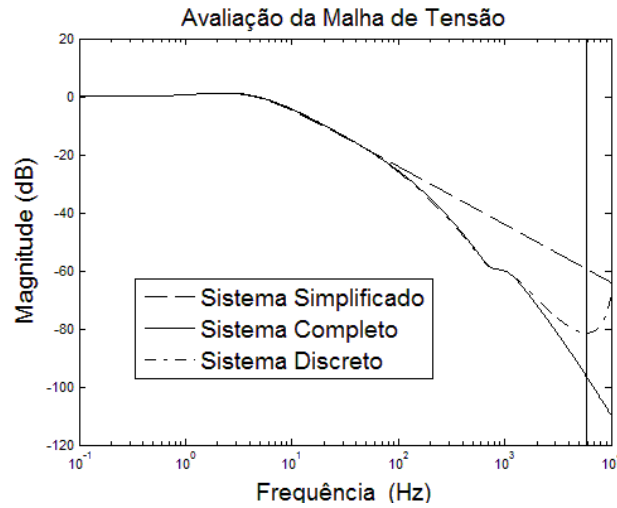


Figura 3.15: Análise da Malha de Tensão

3.3.3.3 Controle Clássico - Malha de Potência

As malhas de potência serão importantes para impor um carregamento controlado ao transformador em teste. Como mencionado anteriormente, a dinâmica de potência não precisa ser rápida, assim esta malha será ajustada para ser no mínimo 20 vezes mais lenta que a malha interna de corrente. A Figura 3.16 mostra o diagrama de blocos da malha de controle de potência.

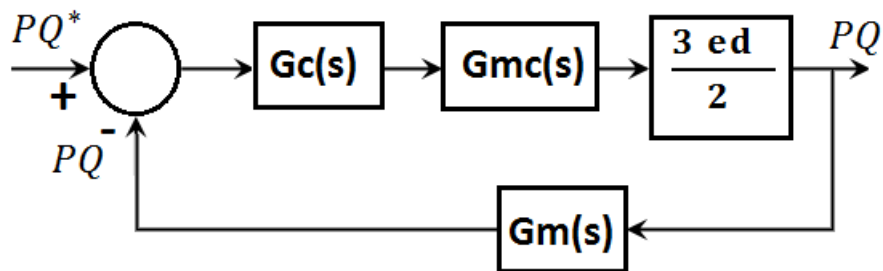


Figura 3.16: Diagrama em Blocos da Malha Fechada de Potência

Para facilitar os cálculos dos ganhos do controlador o efeito dos filtros de medições foram desconsiderados. Dessa forma, a função de transferência em malha aberta será:

$$G_{MA_{cp}}(s) = \frac{(K_p K_{pq})s + (K_i K_{pq})}{s(\tau_c s + 1)} \quad (3.25)$$

Onde: $K_{pq} = \frac{3}{2} e_d$

Utilizando o raciocínio análogo ao utilizado na malha de corrente, de cancelamento de pólo, a razão entre os ganhos integral e proporcional será: $\frac{K_i}{K_p} = \tau_c$. Dessa forma, a função de transferência em malha fechada é:

$$G_{MF_{cp}}(s) = \frac{1}{(\tau_p s + 1)} \quad (3.26)$$

Onde τ_p é constante de tempo da malha de potência.

Escolhida a frequência da malha, pode-se calcular os ganhos do controlador conforme (3.27) e (3.28):

$$k_i = \frac{1}{K_{pq} \tau_p} \quad (3.27)$$

$$k_p = K_i \tau_c \quad (3.28)$$

Como feito anteriormente com as outras malhas de controle, deve-se avaliar o sistema incluindo os atrasos de medição e sua discretização. A Figura 3.17 mostra a resposta da malha de potência em tempo contínuo e discreto.

3.3.3.4 Controle Ressonante PIR

O controlador PI não é ideal para sintetizar referências não contínuas. Caso as referências tenham frequências bem definidas, uma alternativa é o controlador PR (Teodorescu et al., 2006). Este tipo de controlador possui uma ressonância, de forma que o ganho em malha aberta do controlador seja muito alto na frequência selecionada, permitindo anular o erro em regime permanente em malha fechada. A função de transferência do PR é apresentada em (3.29).

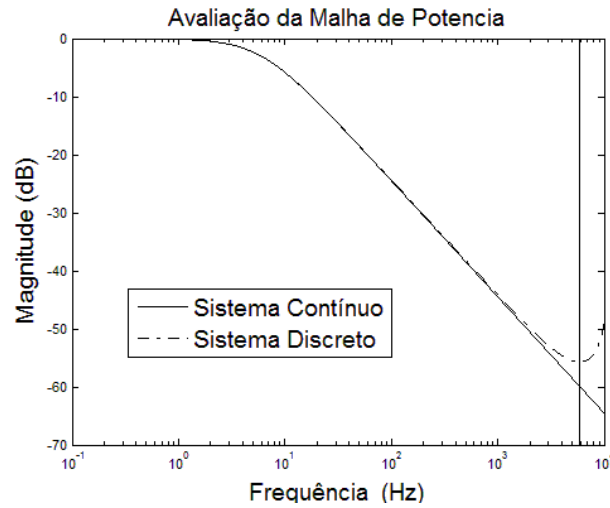


Figura 3.17: Análise da Malha de Potência

$$G_{pr}(s) = K_p + K_{ih} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.29)$$

Outra vantagem do controlador PR é o fato dos harmônicos mais representativos no sistema elétrico serem de ordem $6N \pm 1$. Como o controle dos conversores é realizado em referencial síncrono girante, estes harmônicos característicos são de ordem $6N$. Assim, em coordenadas 'dq', um controlador PR sintonizado em $6N$ é capaz de sintetizar duas componentes harmônicas características de corrente harmônica. O controlador PR será utilizado em paralelo ao PI, formando dessa forma, uma estrutura PIR como mostrado na Figura 3.18.

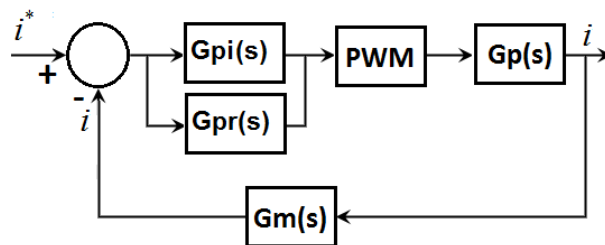


Figura 3.18: Diagrama de Blocos da Malha de Corrente com Controlador Ressonante

O projeto do controlador ressonante é realizado através da resposta em frequência por diagramas de Bode (Yepes et al., 2010). A Figura 3.19 mostra a resposta em frequência para vários ganhos K_{ih} . Quanto maior seu valor, maior é a banda de passagem da parcela ressonante e o ganho na frequência selecionada. Isto significa que quanto maior o ganho ressonante menor é sua seletividade e mais rápida é sua resposta transitória em w_o . O ganho K_{ih} deve então ser selecionado a partir de um compromisso entre seletividade e resposta transitória.

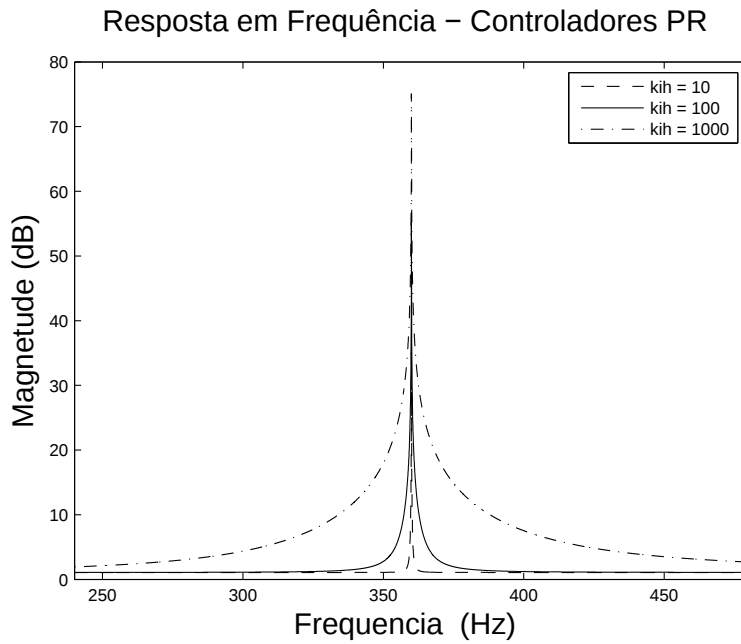


Figura 3.19: Resposta em Frequência do Controlador PR para Diferentes Valores de Ganhos K_{ih}

Definido o ganho do controlador, outra parte importante do projeto é o processo de discretização do controlador. O método de discretização utilizado pode alterar algumas características do controlador e seu desempenho (Yepes et al., 2010) e (Yepes et al., 2011). A Figura 3.20 mostra a resposta em frequência do controlador projetado para três métodos diferentes, mostrados em (3.18), (3.30) e (3.31) que são, respectivamente, Euler regressivo, bilinear e bilinear com pré-distorção.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (3.30)$$

$$s = \frac{w_o}{\tan\left(\frac{w_o T_s}{2}\right)} \frac{2z-1}{T_s z+1} \quad (3.31)$$

Percebe-se pela Figura 3.20 que o método de Euler apresentou uma grande queda de amplitude na frequência de ressonância, o que é inconveniente visto que deseja-se obter erro nulo em regime.

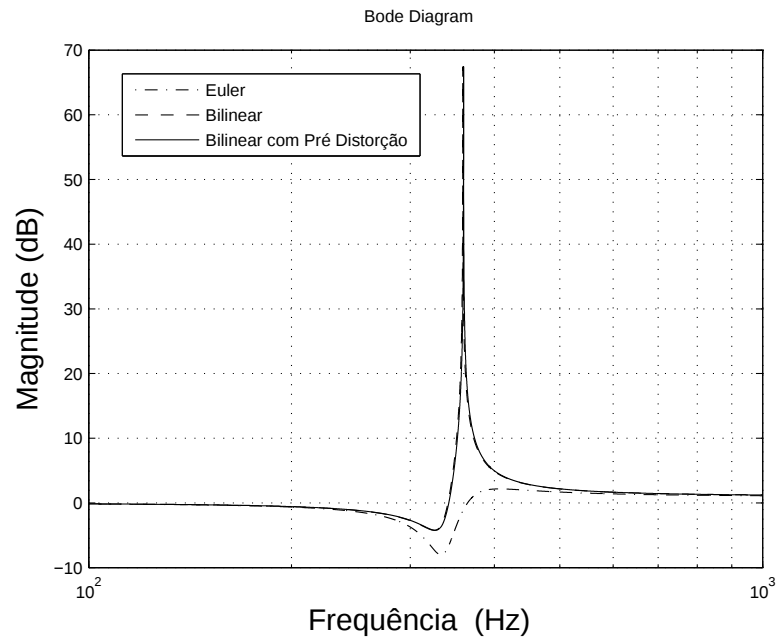


Figura 3.20: Discretização do Controlador PR

Já o método bilinear apresentou um pequeno deslocamento de frequência, como visto na Figura 3.21. Esse pequeno desvio é prejudicial, já que ao redor do pico de ressonância o valor do ganho do controlador reduz consideravelmente, podendo causar erros em regime. O melhor desempenho foi do método bilinear com pré distorção. Neste, a resposta em frequência assimila-se à resposta em tempo contínuo em todo o espectro de interesse de estudo. Dessa forma, este foi o método selecionado para implementação do controlador PR.

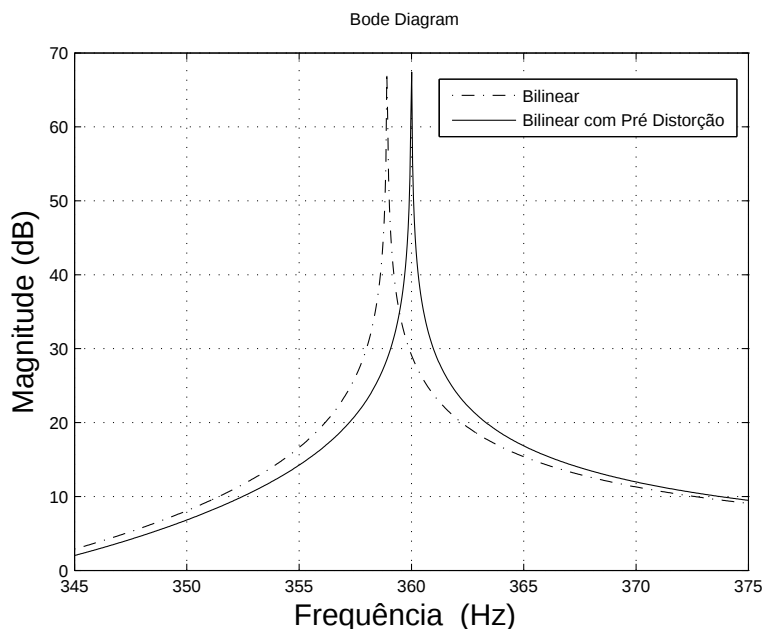


Figura 3.21: Discretização do Controlador PR - Zoom da Resposta em Frequência

3.3.4 Estratégia de controle do filtro ativo de potência

Todas as estruturas de controle apresentadas possibilitam a realização dos testes sob condição não-linear dos transformadores. Falta definir a estrutura de controle do filtro ativo a ser utilizada pelo CRA. Como discutido anteriormente em 2.5.1, as referências devem ser calculados instantaneamente. Uma alternativa para implementação do filtro ativo é forçar as correntes harmônicas da rede serem nulas, assim os controladores ressonantes irão atuar na rejeição desta parcela. A Figura 3.22 representa o diagrama de blocos desta estratégia.

3.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, a bancada de testes regenerativa foi descrita. Seus elementos foram apresentados e seu funcionamento explicado, assim como sua dinâmica exposta. Toda estratégia de controle foi mostrada e descrita passo a passo e por fim avaliada. Mostrou-se que o controlador PI não é ideal para controle de com-

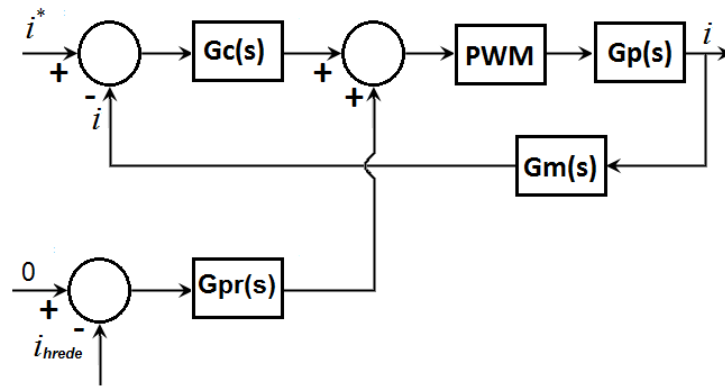


Figura 3.22: Diagramas de Blocos da Estrutura de Controle do Filtro Ativo de Potência

ponentes harmônicas e que o controlador PR surge como alternativa. Ainda a respeito deste, mostrou-se detalhes de seu projeto e a importância de sua discretização. Por fim, definiu-se a estratégia de controle do filtro ativo a ser utilizada e implementada na bancada de testes.

Análise do Comportamento da Bancada de Testes de Transformadores

Neste capítulo será avaliado o comportamento da bancada de testes regenerativa. Primeiro será analisado o comportamento dinâmico das malhas de controle de corrente. Posteriormente será analisado o desempenho operacional do sistema a partir dos testes realizados. Todos estes aspectos serão analisados a partir de resultados extraídos de simulação computacional e experimentais. Ao final do capítulo, as conclusões gerais sobre os resultados encontrados.

4.1 Análise Dinâmica da Malha de Controle de Corrente

Como discutido anteriormente as malhas de controle de corrente devem ser rápidas o suficiente para não atrapalhar o funcionamento das malhas externas. Assim nesta seção será avaliada a resposta dinâmica dos controladores de corrente.

Os testes foram realizados analisando a resposta ao degrau das malhas de corrente de eixo direto e de eixo de quadratura. As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam respectivamente os resultados obtidos a partir de simulação computacional e do protótipo experimental.

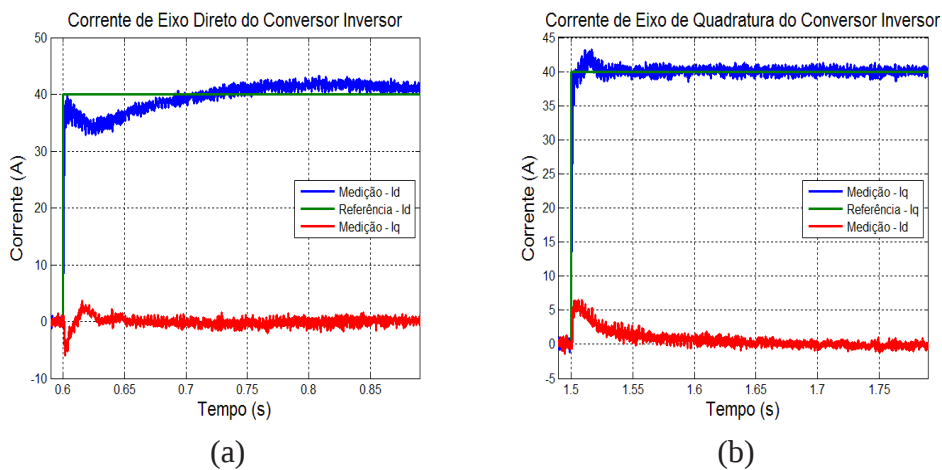


Figura 4.1: Resposta ao Degrau da Malha de Corrente - Simulação Computacional

(a) - Resposta ao Degrau da Malha de Corrente de Eixo Direto

(b) - Resposta ao Degrau da Malha de Corrente de Eixo de Quadratura

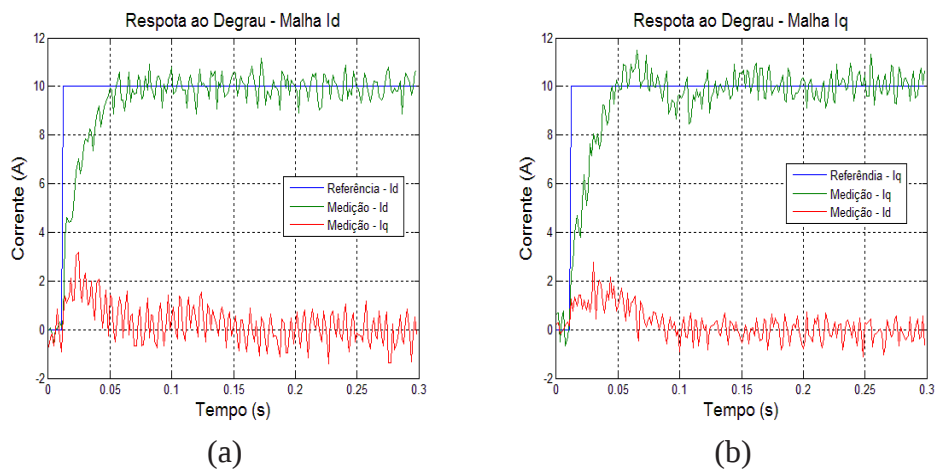


Figura 4.2: Resposta ao Degrau da Malha de Corrente - Resultado Experimental

(a) - Resposta ao Degrau da Malha de Corrente de Eixo Direto

(b) - Resposta ao Degrau da Malha de Corrente de Eixo de Quadratura

As malhas de corrente respondem ao degrau de forma adequada. Não há nenhum "overshoot" proibitivo e o tempo de resposta é rápido o suficiente para não interferir nas malhas externas, visto que estas são ajustadas em frequências muito pequenas, abaixo de 20Hz.

4.2 Análise Operacional da Bancada de Testes - Simulação Computacional

Nesta seção é avaliado o comportamento operacional da bancada de teste a partir de resultados extraídos da simulação computacional. Serão analisados os resultados das correntes sintetizadas pelos conversores e o carregamento que cada transformador é submetido, assim como análise da distorção harmônica apresentada nas formas de onda de corrente. A análise está dividida em duas subseções, a primeira diz respeito ao funcionamento da bancada sem o simulador de cargas não linear, denominada de operação clássica do sistema. A segunda conta com a presença do simulador de cargas não-lineares, chamada de operação harmônica do sistema.

4.2.1 Operação clássica - simulação computacional

A operação clássica do sistema não conta com o simulador de cargas não lineares, assim espera-se que a bancada consiga realizar todos os testes na frequência fundamental sem injetar conteúdo harmônico de baixa frequência de corrente.

A Figura 4.3 ilustra o desempenho do sistema quando sujeito a uma rampa de potência ativa e de potência reativa. Apesar da referência subir em rampa o valor medido não acompanha perfeitamente. Isto ocorre porque a malha aberta do controle de potência possui apenas um elemento integrador. Assim, o controle não é capaz de rastrear referências em rampas, visto que são necessários dois integradores para isso. Porém, não há erro de regime permanente e isto é o mais importante.

A Figura 4.4 mostra, respectivamente, a referência e o valor medido das correntes i_d e i_q do conversor inversor. Percebe-se que o controle funciona perfeitamente, e que não há problemas de rastreamento de referência. Como mencionado,

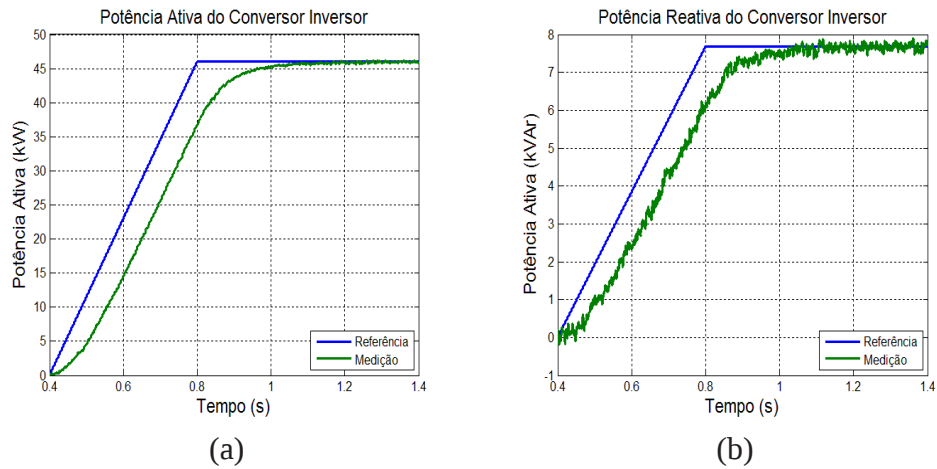


Figura 4.3: Desempenho da Malha de Controle de Potência - Operação Clássica.

(a) - Potência Ativa do Conversor Inversor- Operação Clássica;

(b) - Potência Reativa do Conversor Inversor- Operação Clássica.

as malhas internas são rápidas o suficiente para não influenciar o funcionamento das malhas externas de potência.

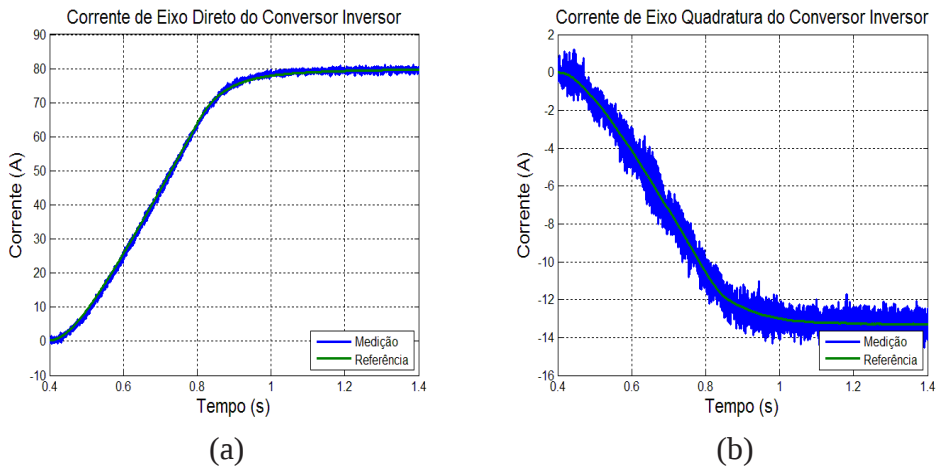


Figura 4.4: Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Clássica.

(a) - Corrente de Eixo Direto do Conversor Inversor- Operação Clássica

(b) - Corrente de Eixo de Quadratura do Conversor Inversor- Operação Clássica

Na Figura 4.5 é ilustrada a forma de onda das correntes sintetizadas pelo CI e seu espectro harmônico. Todas estas são senoidais e com pequeno conteúdo

harmônico como esperado, mostrando que o controlador ressonante não interfere na frequência fundamental.

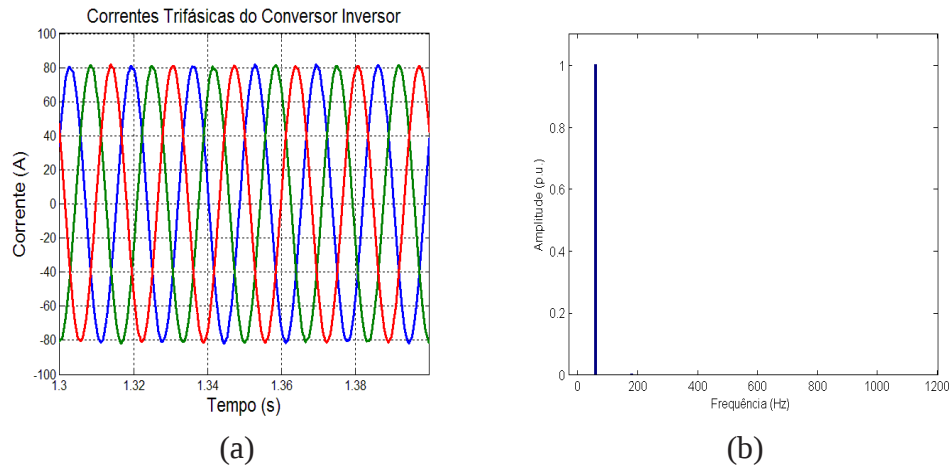


Figura 4.5: Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Clássica.

(a) - Correntes do Conversor Inversor - Operação Clássica

(b) - Espectro Harmônico das Correntes do Conversor Inversor - Operação Clássica

A Figura 4.6 exibe a forma de onda de corrente e seu espectro harmônico das correntes que circulam pela rede elétrica de alimentação. Como nas correntes do CI, não há nenhuma distorção proibitiva e o sistema funciona perfeitamente.

Por fim, é apresentado na Figura 4.7 as potências ativas que fluem pelo CI, pelo CRA e pela rede de alimentação. Percebe-se que o CRA reaproveita uma elevada parcela da energia utilizada pelo CI para realizar o teste, enquanto a rede elétrica é responsável por uma pequena parcela desta, no caso menos de 20%. Essa propriedade regenerativa concede a bancada a capacidade de realizar testes de carregamento pleno com pequeno consumo de energia elétrica.

4.2.2 Operação harmônica - simulação computacional

Nesta seção serão apresentados os resultados encontrados com a utilização do simulador de cargas não-lineares. Esta operação será denominada de operação harmônica da bancada de testes. Buscou-se que o sistema fosse capaz de submeter o transformador sob teste à harmônicos de corrente de baixa frequência de forma controlada.

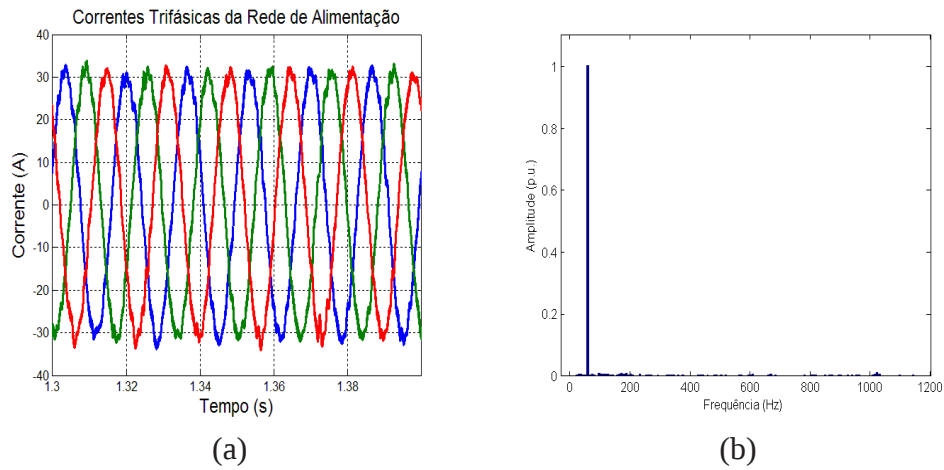


Figura 4.6: Correntes da Rede Elétrica de Alimentação - Operação Clássica

(a) - Correntes da Rede Elétrica - Operação Clássica

(b) - Correntes da Rede Elétrica em Regime Estacionário - Operação Clássica

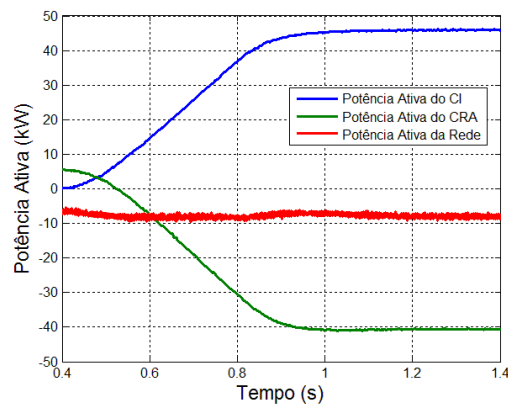


Figura 4.7: Potência Ativa do CI, CRA e da Rede de Alimentação - Operação Clássica

A Figura 4.8 mostra respectivamente a referência e medição das malhas de controle de potência ativa e reativa. Percebe-se que como no caso da operação clássica o controle não consegue rastrear trajetória, visto que o controlador PI possui apenas um integrador e portanto o sistema não consegue acompanhar a rampa de referência. Apesar disto, em regime permanente a potência sintetizada, em média, é igual a referência. A elevada oscilação em torno do valor médio deve-se a presença de conteúdo harmônico de corrente que como mencionado anteriormente em 2.5.2 causa oscilações nos valores instantâneos de potência ativa e reativa.

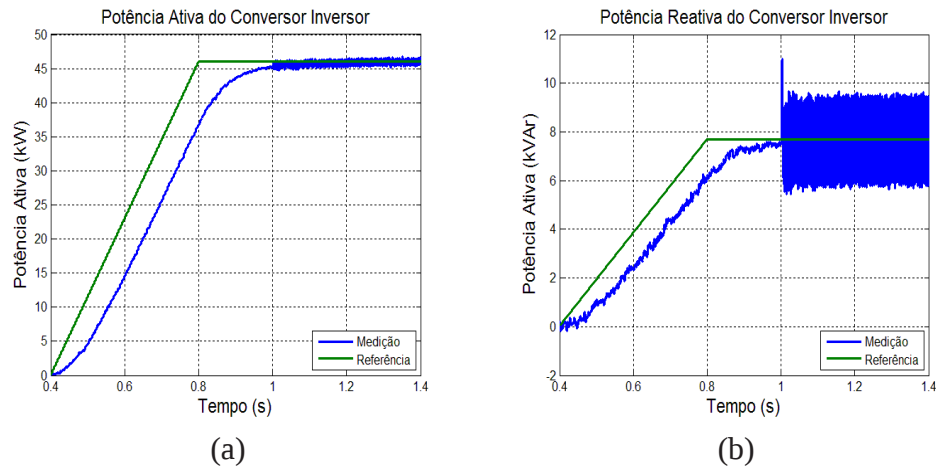


Figura 4.8: Desempenho da Malha de Controle de Potência - Operação Harmônica.

(a) - Potência Ativa do Conversor Inversor- Operação Harmônica;

(b) - Potência Reativa do Conversor Inversor- Operação Harmônica.

A Figura 4.9 apresenta o desempenho das malhas de corrente i_d e i_q do CI. Assim como na operação clássica a atuação da malha é rápida e atua sem prejudicar as malhas externas de potência. Além disso estas malhas são responsáveis pelo teste não-linear, assim, a referência de corrente harmônica é passada diretamente a esta. Pode-se ver este efeito a partir das oscilações, na referência e no valor medido, em torno do valor de médio das corrente i_d e i_q .

O controlador ressonante apresenta ótimos resultados no rastreamento de referências alternadas, como visto em 4.10. Apesar de sua constante variação no tempo, o controle é capaz de acompanhar a referência com pequeno erro de amplitude e fase.

A Figura 4.11 mostra a forma de onda e o espectro harmônico das correntes

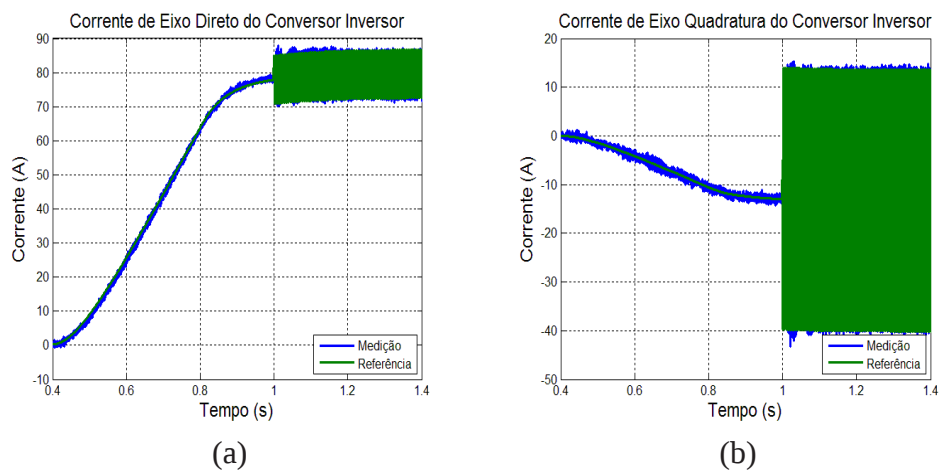


Figura 4.9: Desempenho da Malha de Controle de Corrente - Operação Harmônica.

- (a) - Corrente de Eixo Direto do Conversor Inversor- Operação Harmônica
 (b) - Corrente de Eixo de Quadratura do Conversor Inversor- Operação Harmônica

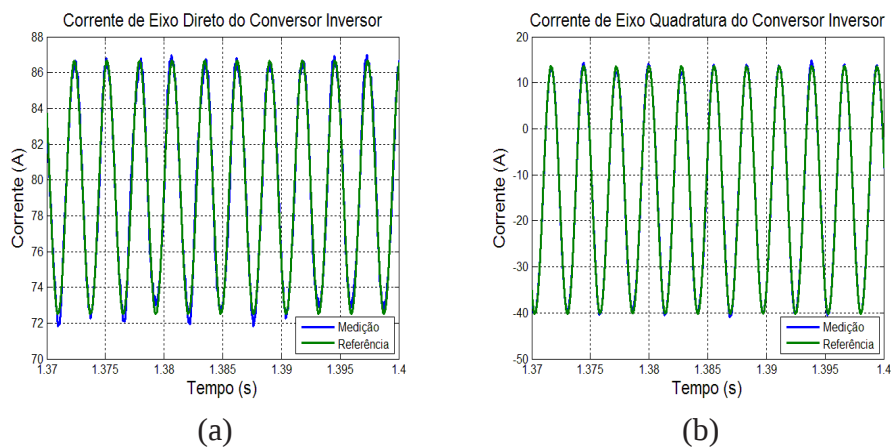


Figura 4.10: Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.

- (a) - Zoom da Corrente de Eixo Direto do Conversor Inversor- Operação Harmônica
 (b) - Zoom da Corrente de Eixo de Quadratura do Conversor Inversor- Operação Harmônica

sintetizadas pelo CI. A presença do quinto e sétimo harmônicos é visível, mostrando a eficiência do controlador PR na síntese das correntes harmônicas.

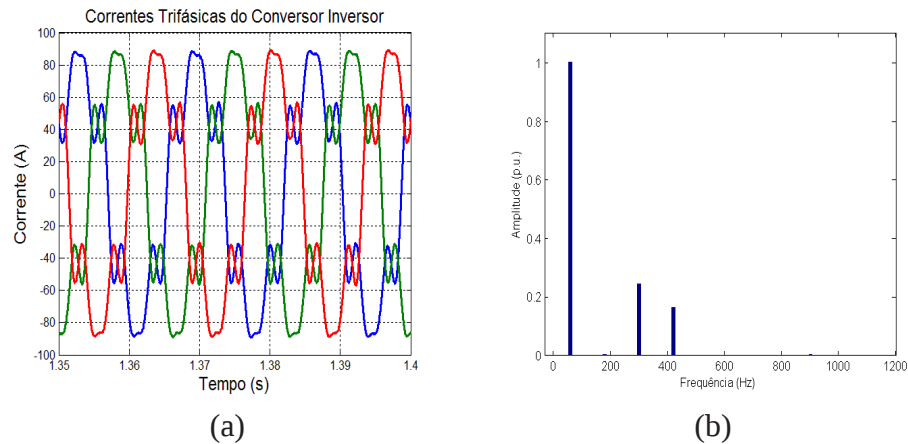


Figura 4.11: Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.

(a) - Correntes do Conversor Inversor - Operação Harmônica

(b) - Espectro Harmônico das Correntes do Conversor Inversor - Operação Harmônica

Como mostrado, o simulador de cargas não-lineares funciona perfeitamente, porém, é desejado que a corrente harmônica sintetizada não flua pela rede de alimentação. Assim a estrutura de filtro ativo, como mostrada na Figura 3.22 foi implementada. A Figura 4.12 mostra a forma de onda e o espectro harmônico das correntes da rede. Apesar de haver algum conteúdo harmônico de baixa frequência, o filtro funciona de forma satisfatória, impedindo que maior parcela desta corrente harmônica flua pela rede de alimentação.

A Figura 4.13 apresenta os valores de potência ativa do CI, CRA e rede de alimentação para a operação harmônica. Percebe-se que mesmo nesta condição a capacidade regenerativa do sistema não é afetada e o CRA continua reaproveitando uma grande parcela da energia utilizada no teste, cabendo a rede, novamente, suprir apenas uma pequena fração da energia total do teste.

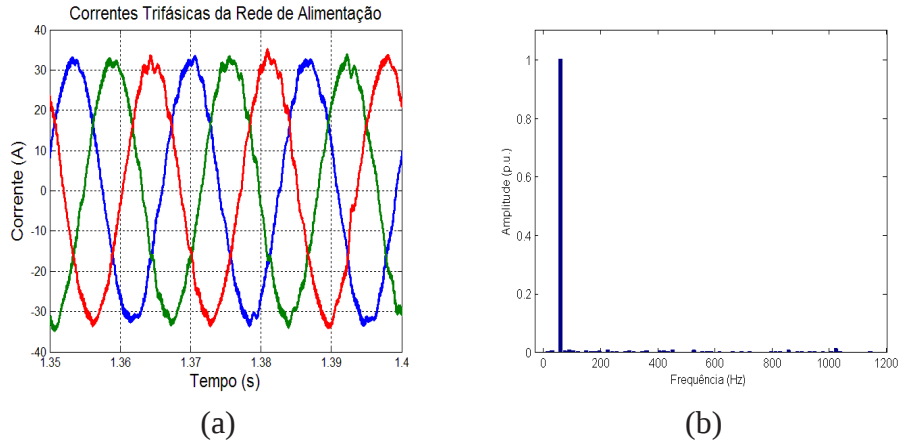


Figura 4.12: Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.

(a) - Correntes da Rede Elétrica - Operação Harmônica

(b) - Espectro Harmônico das Correntes da Rede Elétrica - Operação Harmônica

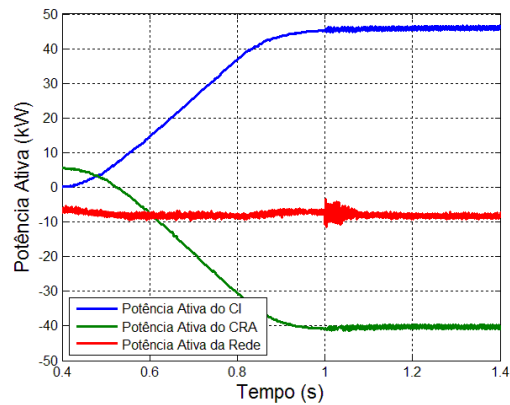


Figura 4.13: Potência Ativa do CI, CRA e da Rede de Alimentação - Operação Harmônica

4.3 Análise Operacional da Bancada de Testes - Resultados Experimentais

Nesta seção são exibidos os resultados experimentais extraídos do protótipo, porém, um adendo deve ser feito, durante a realização deste trabalho ocorreram alguns problemas técnicos e infelizmente por motivos de segurança a potência da bancada de testes foi reduzida. Assim, os resultados exibidos a seguir não correspondem a operação em plena potência da bancada de testes, porém, de forma alguma perdem seu valor visto que a metodologia apresentada continua válida.

Como realizado anteriormente com a simulação computacional, os resultados experimentais também serão divididos em duas partes, a operação clássica e operação harmônica.

4.3.1 Operação clássica - resultados experimentais

Os resultados da operação clássica que serão apresentados, são de uma etapa anterior as contingências sofridas pelo sistema de teste. Estes resultados correspondem ao início deste trabalho de mestrado, que foi realizado em conjunto ao trabalho de Sousa (2011).

A Figura 4.14 mostra a potência ativa e reativa do teste realizado sobre transformadores de distribuição de 45 kVA. O teste realizado possui fator de potência unitário por toda sua duração, assim a referência de potência reativa foi mantida nula. A potência ativa variou sob três patamares (30%, 70% e 100% da potência nominal). A bancada de teste foi capaz impor todos os níveis de carregamento exigidos.

Por fim, mostra-se pela Figura 4.15, a medição e referência de correntes de eixo direto e de quadratura do conversor. Como esperado as correntes acompanham a forma de onda das malhas externas de potência sem prejuízo na realização dos testes.

Os resultados comprovam que metodologia apresentada é capaz de realização de testes de transformadores com carregamento controlado. Mais resultados podem ser encontrados em Sousa (2011).

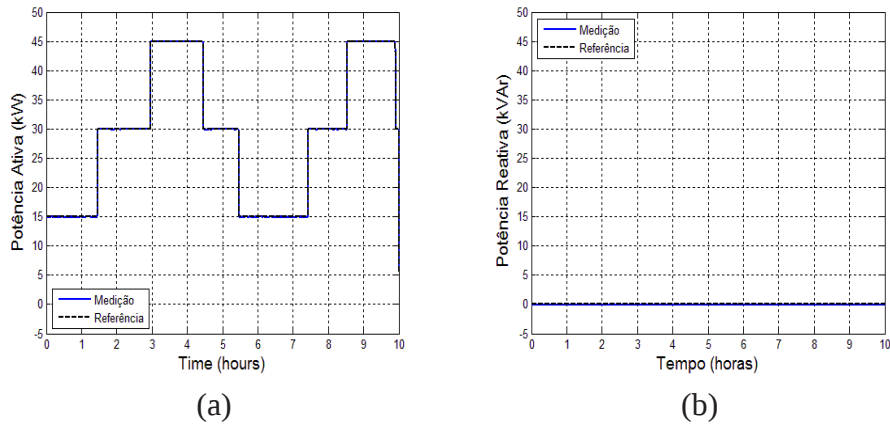


Figura 4.14: Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.

(a) - Potência Ativa de Teste - Operação Clássica

(b) - Potência Reativa de Teste - Operação Clássica

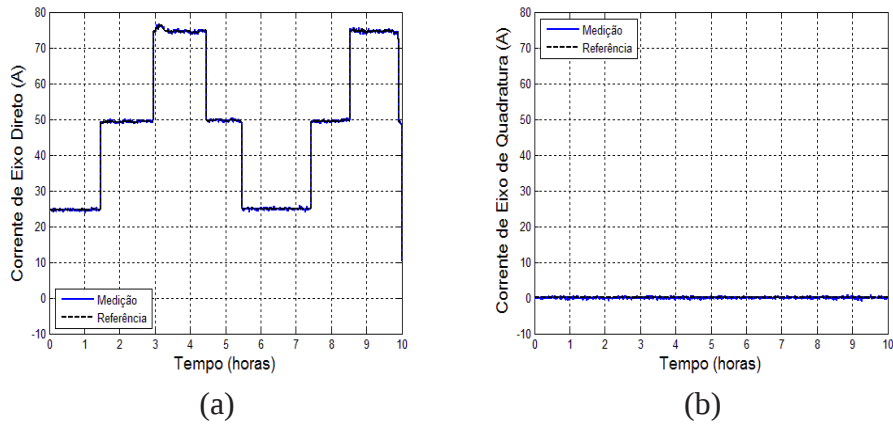


Figura 4.15: Desempenho do Controlador Proporcional Ressonante - Operação Harmônica.

(a) - Corrente de Eixo Direto - Operação Clássica

(b) - Corrente de Eixo de Quadratura - Operação Clássica

4.3.2 Operação harmônica - resultados experimentais

Esta seção destina-se à apresentação dos resultados experimentais do simulador de cargas não-lineares. Como mencionado anteriormente os problemas de ordem técnica enfrentados afetaram o andamento deste trabalho, porém os resultados encontrados com o simulador de cargas não-lineares são válidos, mesmo em potência reduzida. Será dado maior enfoque na apresentação das correntes sintetizadas pelo CI, e o controle de seu nível. Os resultados não apresentam o comportamento do filtro ativo de saída que por motivos técnicos operacionais foi desativado.

Os resultados apresentados três cenários: síntese do quinto harmônico, síntese do sétimo harmônico e síntese do quinto e sétimo harmônicos em conjunto.

4.3.2.1 Simulador de Cargas Não-Lineares - Síntese de Quinto Harmônico

O primeiro passo foi a síntese do quinto harmônico, que devido a sua proximidade com a fundamental, costuma ser o harmônico de maior relevância em sistemas elétricos. Este geralmente é de sequência negativa e, sendo assim, em SRF sua frequência é de seis vezes múltipla da fundamental. O controlador PR, dessa forma, é ajustado para a frequência de 360Hz , visto que todo o controle é realizado em coordenadas $dq0$.

O teste é realizado para dois níveis diferentes de corrente harmônica. As figuras 4.16 e 4.17 mostram, respectivamente, a forma de onda e o espectro harmônico da corrente sintetizada pelo CI para os testes de 3A e 5A de corrente harmônica. Percebe-se que o controlador atua sintetizando os diferentes níveis de quinto harmônico.

4.3.2.2 Simulador de Cargas Não-Lineares - Síntese de Sétimo Harmônico

O próximo passo é a síntese de corrente de sétimo harmônico. Esta harmônica é geralmente de sequência positiva, o que em SFR, resulta em uma harmônica com seis vezes a frequência fundamental. O controlador PR utilizado para o quinto harmônico pode então ser utilizado também na síntese do sétimo. Esta é uma das vantagens da utilização de coordenadas $dq0$ discutida em 3.3.3.4.

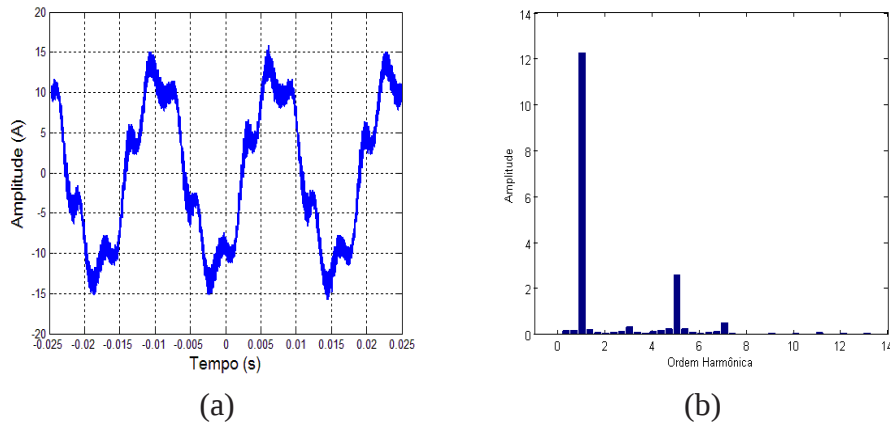


Figura 4.16: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto Harmônico - 3A.

(a) - Corrente do CI - Teste Quinto Harmônico - 3A

(b) - Espectro Harmônico - Teste Quinto Harmônico - 3A

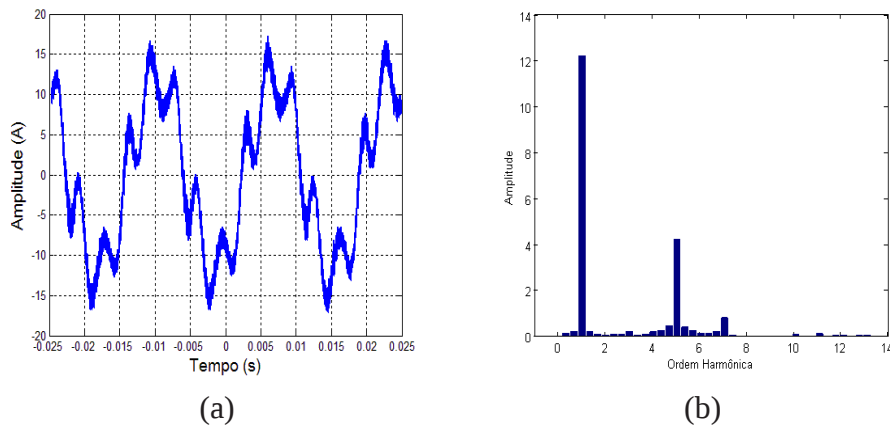


Figura 4.17: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto Harmônico - 5A.

(a) - Corrente do CI - Teste Quinto Harmônico - 5A

(b) - Espectro Harmônico - Teste Quinto Harmônico - 5A

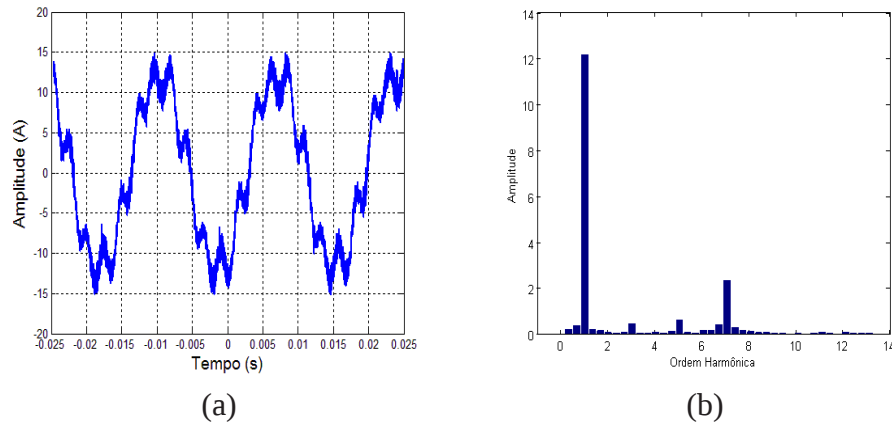


Figura 4.18: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Sétimo Harmônico - 3A.
 (a) - Corrente do CI - Teste Sétimo Harmônico - 3A
 (b) - Espectro Harmônico - Teste Sétimo Harmônico - 3A

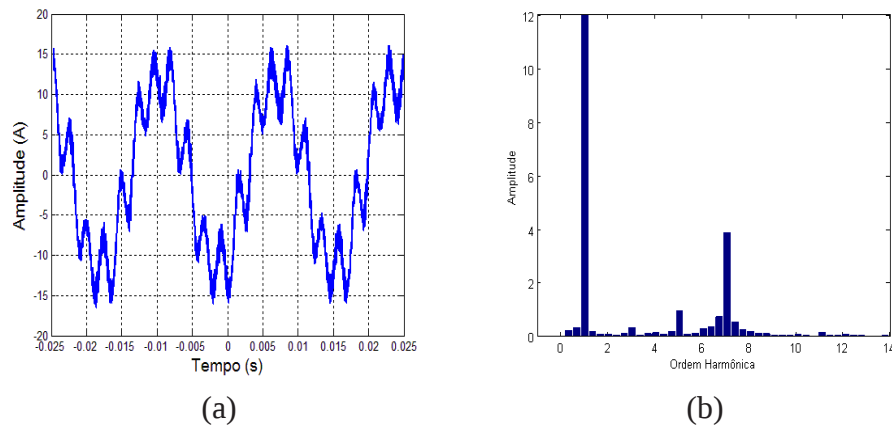


Figura 4.19: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Sétimo Harmônico - 5A.
 (a) - Corrente do CI - Teste Sétimo Harmônico - 5A
 (b) - Espectro Harmônico - Teste Sétimo Harmônico - 5A

Novamente os testes foram realizados em dois níveis distintos de corrente harmônica. As figuras 4.18 e 4.19 mostram respectivamente a forma de onda e o espectro harmônico encontrados para os testes de 3A e 5A de corrente harmônica. Assim como no caso anterior, o controlador PR responde aos diferentes níveis de corrente harmônica, porém com erro na amplitude. Apesar disso, mostrou-se que a bancada consegue realizar testes sob condições não-lineares.

4.3.2.3 Simulador de Cargas Não-Lineares - Síntese de Quinto e Sétimo Harmônicos

O controlador PR ajustado em 360Hz foi capaz de sintetizar correntes de quinto e sétimo harmônico individualmente. O último teste é síntese conjunta destes harmônicos utilizando apenas um controlador. As Figuras 4.20 e 4.21 mostram os resultados encontrados para testes de 2A e 3A de referência de corrente harmônica. A resposta, como esperado, é idêntica ao dos casos de harmônicos individuais, onde há a capacidade de realização do teste.

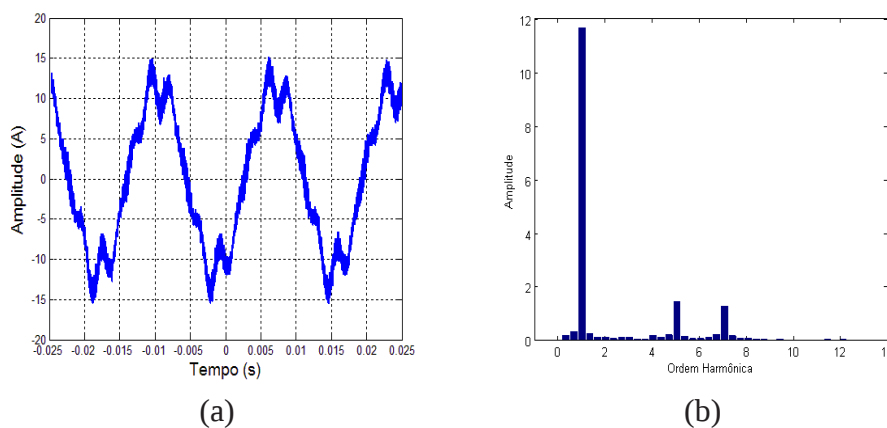


Figura 4.20: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 2A.

(a) - Corrente do CI - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 2A

(b) - Espectro Harmônico - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 2A

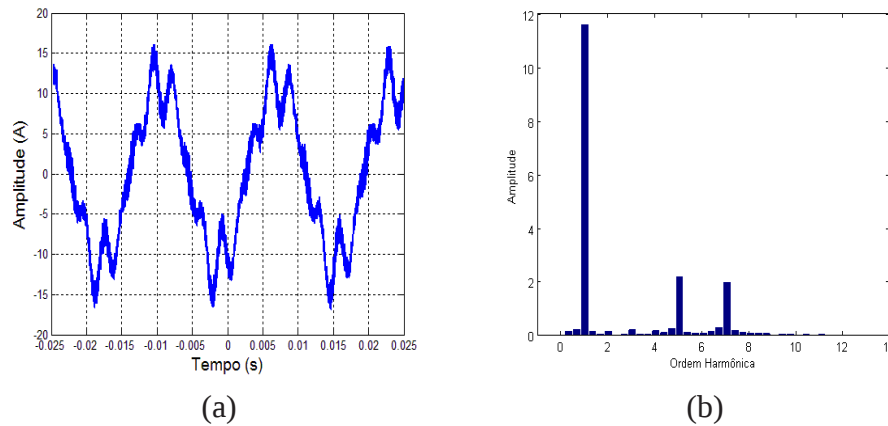


Figura 4.21: Simulador de Cargas Não-Lineares - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 3A.

(a) - Corrente do CI - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 3A

(b) - Espectro Harmônico - Teste Quinto e Sétimo Harmônico - 3A

4.4 Conclusões Finais do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados computacionais e experimentais da bancada de testes regenerativa. Seu comportamento dinâmico foi analisado através da resposta das malhas de controle de corrente. Pode-se observar que a resposta desta é, conforme requerido, rápida o suficiente para garantir funcionamento das malhas externas responsáveis pelo controle de carregamento do transformador.

O desempenho operacional da bancada também foi avaliado e separado sobre duas grandes partes, simulação computacional e resultados experimentais. Na parte de simulação computacional mostrou-se que a operação clássica do sistema é capaz de impor carregamentos de forma controlada em transformadores, além de comprovar sua capacidade regenerativa e seu baixo consumo de energia. Sob o ponto de vista da operação harmônica os controladores do tipo PR foram capazes de sintetizar as correntes harmônicas de forma controlada, além de não alterar as principais qualidades da bancada, controle de carregamento e baixo consumo de energia.

Sobre os resultados experimentais, foi feita a ressalva dos problemas técnicos encontrados durante a realização deste trabalho. Dessa forma, os resultados da operação clássica apresentados antecederam a contingência do sistema realizado

em conjunto com Sousa (2011), que datam do início da execução deste trabalho. Assim, por motivos de segurança a operação do sistema teve sua capacidade reduzida e os resultados da operação harmônica apresentados são com baixa potência. Porém, isto não invalida os resultados encontrados visto que se comprovou a capacidade de síntese de correntes harmônica da bancada de testes.

Este capítulo apresentou as funcionalidades da bancada regenerativa, mostrando sua capacidade e flexibilidade de síntese de carregamentos para testes em transformadores de potência.

Conclusões Finais do Trabalho e Propostas de Continuidade

5.1 Conclusões

Apesar do aumento das preocupações com o crescimento de harmônicos na rede elétrica, ainda faltam estudos experimentais consistentes sobre o efeito destes em transformadores de potência. Há estudos sobre o impacto destes no transformador, porém, a maioria não consegue realizar de forma controlada em ambiente laboratorial. Dessa forma, este trabalho apresenta o desenvolvimento de um simulador de cargas não-linear com capacidade regenerativa, como uma alternativa para realização de ensaios de carregamento de forma controlada.

Este trabalho apresentou, então, o projeto conceitual da bancada de teste, seus principais componentes e seu princípio de funcionamento. Explicou-se o conceito do "loop" de potência, responsável por conceder à bancada a capacidade regenerativa, assim como as estratégias de controle e as técnicas de ajuste de malha. Ressaltou-se a importância do ajuste da malha de corrente, para não interferir de maneira inadequada no funcionamento da malha de controle de tensão e nas malhas de controle de potência. Apresentou-se ainda o modelo simplificado da planta para ser considerado no ajuste dos controladores, visto que nas frequências de interesse o seu comportamento assemelha-se ao modelo real, levando em conta o efeito do capacitor do filtro e da técnica de discretização.

Ainda sobre as estratégias de controle do sistema, apresentou-se os controla-

dores do tipo PR como alternativa ao controle convencional PI em controle com referência alternada. Explicou-se a importância da seleção de seu ganho K_{ih} , através do compromisso entre seletividade e sua resposta dinâmica. A importância da discretização utilizada nesse tipo de controlador e os efeitos que podem ocorrer caso não se selecione uma técnica apropriada foram devidamente apresentados e discutidos.

Por fim, os resultados da bancada de teste, tanto de simulação quanto experimentais, foram apresentados. Mostrou-se a resposta dos controladores de correntes e comprovou-se que a metodologia utilizada no projeto destes é correta e funciona perfeitamente em conjunto.

A respeito dos testes operacionais, toda metodologia descrita pode ser vista através dos resultados extraídos da simulação computacional: capacidade de controle de carregamento linear e não-linear e baixo consumo de energia. Os resultados experimentais, apesar de não contemplarem toda faixa de potência da bancada, têm grande valor, visto que comprovou-se que os procedimentos de projeto e sua concepção estão corretos.

5.2 Propostas de Continuidade

O trabalho realizado, apesar dos problemas encontrados, conseguiu produzir resultados para o teste em transformadores de potência sob condição não-linear. Porém, ainda há melhorias a serem realizadas nesta bancada experimental, como:

1. Reestruturação da bancada de testes, para realização de testes sob potência nominal.
2. Adequar a estratégia de controle para correto funcionamento da função de filtro ativo de potência.
3. Desacoplar os conversores de testes da rede elétrica de alimentação e adicionar a capacidade de controle do nível de tensão de teste.
4. Capacidade de síntese e injeção de componentes de sequência zero de tensão e corrente e consequentemente possibilidade de testes de transformadores monofásicos de forma individual.

5.3 Publicações

O trabalho apresentado rendeu as seguintes publicações em congressos:

1. Rezende, G. M. ; Sousa, C V ; Matos, F. F. ; Toledo, R. A. N. ; Mendes, V. F. ; Silva, S. R. . Simulador de Cargas Não-lineares em Teste de Transformadores de Potência. In: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2010, Belém. Anais do SBSE2010, 2010.
2. Rezende, G. M. ; Sousa, C V ; Matos, F. F. ; Mendes, V. F. ; Cortizo, P. C. ; Boaventura, W. C. ; Silva, S. R. . Simulador de Cargas Não-Lineares Regenerativo em Testes de Transformadores de Potência In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande - PB, Anais do CBA 2012.

Referências Bibliográficas

- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1983). Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits. *Proceedings of the IPEC 83, Int.Power Electronics*.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1984). Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-20(3).
- Akagi, H., Nabae, A., and Atoh, S. (1986). Active Power Filter Using Multiple Voltage source PWM Converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-22.
- ANEEL (2012). *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional*.
- Blaabjerg, F., Chiarantoni, E., Aquila, A. D., and Vergura, S. (2003). Analysis of The Grid Side Behavior of a LCL Filter Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE*, pages 775 – 780.
- Bueno, E., Cobrecas, S., Rodriguez, F., Hernandez, A., and Espinosa, F. (2008). Design of a Back-to-Back NPC Converter Interface for Wind Turbines With Squirrel-Cage Induction Generator. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 23(3).
- Cardenas, R. and Pena, R. (2004). Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 19(1).
- Cardenas, V., Moran, L., Bahamondes, A., and Dixon, J. (2003). Comparative analysis of real time reference generation techniques for four-wire shunt active

- power filters. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2.
- Elmoudi, A. A. (2006). *Evaluation of Power Harmonic Effects on Transformers Hot Spot Calculation and Loss Life Estimation*. PhD thesis, Helsinki University of Technology.
- Enslin, J., Zhao, J., and Spee, R. (1996). Operation of the unified power flow controller as harmonic isolator. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 11(6).
- Hill, W. and Harbourt, C. (1999). Performance of medium voltage multi-level inverters. *Industry Applications Conference*, 2:1186–1192 vol.2.
- IEEE-519 (1993). *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*.
- IEEE-C57.100 (2008). *IEEE Standard Test Procedure for Thermal Evaluation of Liquid-Immersed Distribution and Power Transformers*. IEEE.
- Iyer, S., Ghosh, A., and Joshi, A. (2006). Main System and Microgrid Support using a Distributed Generator through Back-to-back Inverters. *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*.
- Kaura, V. and Blasko, V. (1996). Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, volume 2.
- Ku, Y. (1952). Rotating-Field Theory and General Analysis of Synchronous and Induction Machines. *Proceedings of the IEE - Part IV: Institution Monographs*, 99(4).
- Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2001). Design and Control of an LCL-Filter based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE*.
- Marques, G. (1998). A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions. *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, 1.
- Parentoni, M. F. C. (2010). *Análise Experimental do Acréscimo de Perdas Elétricas Devido à Circulação de Correntes Distorcidas*. PhD thesis, Universidade Federal de Itajubá.

- Pittorino, L., Horn, A., and Enslin, J. (1996). Power theory evaluation for the control of an active power filter. *AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th*, 2.
- Silva, S. M. (1999). Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG.
- Sousa, C. V. (2011). *Projeto e Montagem de uma Bancada Regenerativa para Ensaios de Carregamento em Transformadores de Potência*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Stopa, M. M. (1997). Controle de Motor de Indução por Orientação de Campo: Uma implementação Utilizando um Conversor PWM Reversível. . Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Suul, J., Molinas, M., Norum, L., and Undeland, T. (2008). Tuning of control loops for grid connected voltage source converters. *Power and Energy Conference (PECon)*.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Aquila, A. D. (2003). A stable three-phase LCL-Filter Based Active Rectifier Without Damping. *IEEE Transactions on reliability*, pages 1552 – 1557.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Loh, P. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*
- UL-1561 (1994). *Dry-Type General Purpose and Power Transformers*.
- UL-1562 (1994). *Transformers, Distribution, Dry-Type-Over 600 Volts*.
- Watanabe, E., Stephan, R., and Aredes, M. (1993). New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 8(2).
- Yepes, A., Freijedo, F., Fernandez-Comesana, P., Lopez, J. M. O., and Doval-Gandoy, J. (2010). Performance enhancement for digital implementations of resonant controllers. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- Yepes, A., Freijedo, F., Lopez, O., and Doval-Gandoy, J. (2011). High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators. *IEEE Power Electronics, Transaction*.

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 $\alpha\beta 0/dq0$

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

Transformação $dq0/\alpha\beta0$

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

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 - $dq0/ABC$

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

Parâmetros do Sistema

Tabela B.1: Parâmetros do Sistema

Grandezas Elétricas do Sistema			
	Símbolo	Valor	Unidade
Potência Nominal	Pn	50	kVA
Tensão Nominal do Lado de Alta	E1n	480	V
Corrente Nominal do Lado de Alta	I1n	60	A
Tensão Nominal do Lado de Baixa	E2n	220	V
Corrente Nominal do Lado de Baixa	I2n	131	A
Indutância do filtro	Lf	1,0	mH
Resistência do filtro	Rf	0,01	Ω
Capacitância do filtro	Cf	80	μF
Resistência de arroteamento	Rd	1,5	Ω
Indutância do transformador	Lt	0,541	mH
Resistência do transformador	Rt	0,09	Ω

Tabela B.2: Ganhos dos Controladores

Ganhos dos Controladores						
Corrente			Tensão		Potência	
Kpc	Kic	Kih	Kpv	Kiv	Kp	Ki
1,13	76,15	100	0,14	1,47	0,006	0,06

