

Universidade Federal de Minas Gerais
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Contribuição ao Estudo de Técnicas de Controle para Retificadores Ativos em Sistemas de Média Tensão

por

Marconi de Oliveira Júnior

Dissertação submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Engenharia de Potência

Linha de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes

Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil.

Fevereiro - 2012.

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 728

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS
DE CONTROLE PARA RETIFICADORES
ATIVOS EM SISTEMAS DE MÉDIA TENSÃO**

Marconi de Oliveira Júnior

DATA DA DEFESA: 29/02/2012

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE
PARA RETIFICADORES ATIVOS EM SISTEMAS DE MÉDIA
TENSÃO**

Marconi de Oliveira Júnior

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcos Antônio Severo Mendes

Belo Horizonte - MG

Fevereiro de 2012

"Contribuição ao Estudo de Técnicas de Controle para Retificadores Ativos em Sistemas de Média Tensão"

Marconi de Oliveira Júnior

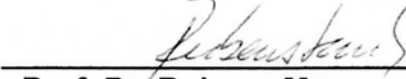
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

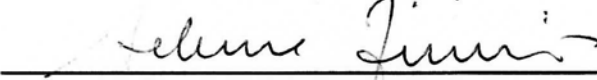
Aprovada em 29 de fevereiro de 2012.

Por:


Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT/UFMG) - Orientador


Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT/UFMG)


Prof. Dr. Rubens Marcos dos Santos Filho
DEII/CEFET/MG)


Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT/UFMG)

*“O que vale na vida não é o ponto de partida e sim a caminhada.
Caminhando e semeando, no fim terás o que colher.”*

Cora Coralina.

“Se você pensa sobre isso tempo suficiente, perceberá que isso é óbvio.”

Saul Gorn.

“Aos meus pais por me darem o privilégio de fazer escolhas.

Aos meus irmãos pela parceria.

À querida Caroline pela torcida.”

Agradecimentos

Diversas pessoas fizeram parte, direta ou indiretamente, desta jornada. Por isso meus sinceros agradecimentos.

Primeiramente ao professor Marcos Antônio Severo Mendes por acreditar no meu potencial e ter aceite a tarefa de me orientar.

Aos meus pais, Marconi de Oliveira e Maristânea Maciel G. Oliveira, pelo amor e dedicação incondicionais. Ao meu irmão pela presença e amizade ao nosso modo. A minha amada irmãzinha Carolina por me suportar na hora do estresse e a minha namorada, Caroline Picq, que esteve sempre tão presente e teve papel fundamental para me livrar dos momentos de estresse.

Aos amigos: Alípio Monteiro Barbosa, Bruno Randazzo, Frederico Ferreira Matos, Guilherme Monteiro de Rezende, Hugo Monteiro Matoso, Leonardo Tameirão Ferreira Soares, Luiz Gustavo Oliveira Gonçalves, Matheus Palha, Sergio Alejandro Diaz Contreras, Thiago Ribeiro de Oliveira, Wanderson Ferreira de Souza e Welbert Alves Rodrigues, obrigado pelos momentos de descontração e auxílio no projeto.

Ao professor Ricardo de Oliveira Duarte pela compreensão e orientação no projeto Reuni.

À Bianca e Helen por abrir minha mente em relação ao processo de ensino/aprendizagem e pelos momentos vivenciados no curso de Iniciação à Docência no Ensino Superior.

Agradeço ainda aos professores Ary Divino Soares, Antônio Nogueira Starling, Francisco E. Magalhães e Rubens Marcos dos Santos Filho do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais pela oportunidade em iniciar minha carreira como docente.

Pelo conhecimento adquirido, fundamental ao andamento deste trabalho, agradeço aos professores Hélder de Paula, Porfírio Cabaleiro Cortizo, Selênio Rocha Silva, Seleme Isaac Seleme Jr. e Wallace do Couto Boaventura da Universidade Federal de Minas Gerais.

Por fim, mas não menos importante, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG pela estrutura fornecida para o desenvolvimento deste trabalho e a CAPES pelo apoio financeiro.

Sumário

Resumo	12
Abstract	13
Lista de Figuras	14
Lista de Tabelas	19
Nomenclatura	20
1 Introdução	23
1.1 Motivação	24
1.2 Objetivos Gerais	25
1.3 Organização do Trabalho	25
2 Avaliação dos Métodos de Controle	27
2.1 Estado da Arte	27
2.2 Definição dos Métodos de Controle	30
2.3 Conclusão do Capítulo	31
3 Limites de distorção harmônica e critério de amostragem	32
3.1 Padrão IEEE 519-1992 para análise harmônica em sistemas elétricos de potência .	33
3.2 Qualidade da Energia Elétrica segundo o Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional	34
3.3 Considerações sobre inter-harmônicos	35
3.4 Considerações sobre o cálculo da THD	36
3.5 Critério utilizado para avaliação da distorção	40
3.6 Conclusão do Capítulo	41
4 Cálculo dos elementos passivos e resistor virtual	42
4.1 Capacitor do barramento CC	43

4.2	Indutor de entrada do retificador.....	44
4.3	Filtro LCL.....	44
4.3.1	Apresentação do Filtro LCL convencional	45
4.3.2	Apresentação do Filtro LCL sintonizado	47
4.3.3	Análise e projeto dos componentes do Filtro LCL sintonizado	48
4.4	Resistor Virtual.....	59
4.5	Valores dos elementos passivos	60
4.6	Conclusão do Capítulo	62
5	Análise e Simulação dos Métodos de Controle.....	63
5.1	Retificador com Controle VOC.....	64
5.1.1	Resultados obtidos com a técnica VOC	68
5.2	Retificador com Controle VFDPC-SVM	81
5.2.1	Estimação do Fluxo Virtual	82
5.2.2	Estimação das potências ativa e reativa.....	84
5.2.3	Obtenção da referência para o modulador SVM	84
5.2.4	Resultados obtidos com a técnica VFDPC-SVM.....	85
5.3	Retificador com Controlador Ressonante.....	94
5.3.1	Estrutura do Controlador Proporcional Ressonante	95
5.3.2	Resultados obtidos com o Controlador Proporcional Ressonante	97
5.4	Conclusão do Capítulo	107
6	Modulador com Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE).....	109
6.1	Obtenção dos ângulos de chaveamento	110
6.2	Resultados obtidos.....	115
6.3	Conclusão do Capítulo	118
7	Considerações Finais	119
7.1	Conclusão Geral	119

7.2	Propostas de Continuidade.....	121
A.	Retificadores a Diodo	122
A.1	Retificador a diodo com fonte de corrente no lado CC	122
A.2	Retificador a diodo com carga de 1000HP	124
A.3	Retificador a diodo 12 pulsos.....	127
A.4	Conclusão	128
B.	Transformada de Clark e Park	129
B.1	Transformada de Clark.....	129
B.2	Transformada inversa de Clark	129
B.3	Transformada de Park.....	129
B.4	Transformada de inversa de Park	129
B.5	Relações da transformada de Park	130
	Referências Bibliográficas.....	131

Resumo

Retificadores trifásicos constituídos por pontes de diodo resultam em fluxo unidirecional de energia, baixo fator de potência e alta distorção harmônica.

A correção do fator de potência se faz necessária pois, quanto mais próximo da unidade, menos potência aparente deverá ser drenada pela rede elétrica. Ou seja, se o fator de potência for baixo, uma parcela de potência reativa, que não realiza trabalho, deverá ser fornecida pela rede. A circulação de correntes harmônicas no sistema elétrico também é indesejável pois implica diversos problemas como perdas nos condutores, distorção da tensão e interferências eletromagnéticas. Por isso, o nível de distorção harmônica é limitado por padrões, como exemplo, o padrão IEEE519-1992 e normas como o PRODIST e a IEC61000.

Os retificadores ativos (*AFE – Active Front End*) surgem como uma alternativa haja visto a baixa distorção harmônica, controle do fator de potência, fluxo bidirecional de potência, controle do nível de tensão e redução do tamanho do capacitor no barramento CC.

Neste trabalho serão analisadas três técnicas de controle para retificadores ativos com modulação PWM e uma técnica utilizando modulação com eliminação seletiva de harmônicos. O propósito é encontrar um compromisso entre a operação do conversor em baixas frequências de chaveamento, visando a redução da potência dissipada nas chaves, e a utilização de filtros maiores para reduzir os níveis de THD abaixo dos limites aceitáveis.

Palavras - chave: retificadores ativos, sistemas de média tensão, técnicas de controle, baixa frequência de comutação, filtros.

Abstract

Three-phase diode rectifiers results in unidirectional flow of energy, low power factor and high harmonic distortion.

The power factor correction is necessary because the more close to unity, less apparent power will be drained by the grid. That means, if the power factor is low a portion of reactive power, which does not perform work, shall be provided by the network. The circulation of harmonic currents in the electrical system is also undesirable because it involves several problems such as losses in the conductors, voltage distortion and electromagnetic interference. Therefore, the level of harmonic distortion is limited by standards, for example, the IEEE519-1992 and normative guidelines such as PRODIST and IEC61000.

Active Front End Rectifiers appears as an alternative as they have low harmonic distortion, power factor control, bidirectional flow of power, control the voltage level and reduced size of the DC bus capacitor.

This work will analyze three control techniques for active front end rectifiers using PWM modulation and one analysis will be performed using selective harmonic elimination. The purpose is to find a compromise between the low switching frequency of the converter, aiming the reduction of the power dissipated in the switches, and the use of larger filters to reduce the THD levels below acceptable limits..

Keywords: active front end, medium voltage systems, control methods, low switching frequency, filters.

Lista de Figuras

Figura 1.1 Classificação Geral dos Retificadores - Adaptado de [1].	23
Figura 2.1 Retificador NPC 3 Níveis.	28
Figura 3.1 Sinal amostrado contendo segundo e terceiro harmônicos.	37
Figura 3.2 Conteúdo espectral para o sinal considerado contendo segundo e terceiro harmônicos.	38
Figura 3.3 Sinal amostrado contendo somente inter-harmônicos.	39
Figura 3.4 Conteúdo espectral para o sinal considerado contendo inter-harmônicos.	40
Figura 4.1 Ênfase no capacitor do barramento CC e componentes dos filtros L (a) e LCL (b) do retificador NPC.	42
Figura 4.2 a) Modelo por fase do filtro LCL. b) Modelo do filtro considerando os harmônicos.	45
Figura 4.3 Resposta do filtro LCL convencional sem (a) e com (b) amortecimento.	46
Figura 4.4 a) Modelo por fase do filtro LCL sintonizado. b) Modelo do filtro considerando os harmônicos.	47
Figura 4.5 Resposta em frequência do filtro LCL convencional (a) e sintonizado (b).	48
Figura 4.6 Variação dos resistores R1 e R2. ($L_1=L_2=1,87\text{mH}$; $C=47,78\mu\text{F}$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=87,6\mu\text{H}$).	49
Figura 4.7 Variação dos indutores L1 e L2. ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $C=47,78\mu\text{F}$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=87,6\mu\text{H}$).	50
Figura 4.8 a) Ramo série do filtro para projeto de L1 e L2. b) Utilização da resistência e indutância equivalente.	50
Figura 4.9 Circuito NPC modelado como Buck.	51
Figura 4.10 Detalhe do <i>ripple</i> de corrente no conversor para $L_1=L_2=1,87\text{mH}$.	52
Figura 4.11 Variação do capacitor C. ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $L_1=L_2=1,87\text{mH}$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=1/(\omega_{anti_res2}\times C)$).	53
Figura 4.12 Esboço do conteúdo harmônico do sinal do conversor em torno da frequência de chaveamento.	54
Figura 4.13 Resposta em frequência do filtro LCL sem amortecimento.	55

Figura 4.14 Variação do resistor de amortecimento R_d . ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $L_1=L_2=1,87mH$; $C=47,78\mu F$; $L_3=87,6\mu H$).	56
Figura 4.15 Resposta em frequência do filtro LCL com amortecimento.....	58
Figura 4.16 Circuito utilizado como referência para desenvolvimento do resistor virtual.	59
Figura 4.17 Diagrama em blocos do filtro LCL com resistor passivo (a) e resistor virtual (b)..	59
Figura 4.18 Implementação do resistor virtual a partir da tensão V_x (a) e a partir da corrente I_c (b).	60
Figura 5.1 Sistema de coordenadas (abc, $\alpha\beta$, dq).	64
Figura 5.2 Modelo reduzido do retificador.	65
Figura 5.3 Diagrama em blocos da malha de controle para o método VOC.....	68
Figura 5.4 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	69
Figura 5.5 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	70
Figura 5.6 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	70
Figura 5.7 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	71
Figura 5.8 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33s$ para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	72
Figura 5.9 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	72
Figura 5.10 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	73
Figura 5.11 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	73
Figura 5.12 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$	74
Figura 5.13 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=2220Hz$	75
Figura 5.14 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=2220Hz$	76
Figura 5.15 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=2220Hz$	76
Figura 5.16 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=2220Hz$	77
Figura 5.17 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33s$ para a técnica VOC com $f_{ch}=2220Hz$	78

Figura 5.18 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VOC com fch=2220Hz.....	79
Figura 5.19 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VOC com fch=2220Hz.	79
Figura 5.20 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VOC com fch=2220Hz.....	79
Figura 5.21 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VOC com fch=2220Hz.....	80
Figura 5.22 Diagrama em blocos da malha de controle para o método VFDPC-SVM.	81
Figura 5.23 Retificador NPC 3 Níveis com lado da rede representado como uma máquina AC.	83
Figura 5.24 Diagrama em blocos da malha de potência	86
Figura 5.25 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em t=1,33s para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.	87
Figura 5.26 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz. ..	88
Figura 5.27 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.....	88
Figura 5.28 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.....	88
Figura 5.29 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.	89
Figura 5.30 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em t=1,33s para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.	91
Figura 5.31 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz. ..	91
Figura 5.32 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.....	92
Figura 5.33 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.....	92
Figura 5.34 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.	93
Figura 5.35 Diagrama em blocos da malha de controle para o controlador proporcional ressonante.....	94
Figura 5.36 Resposta do controlador ressonante ideal (a), e não ideal (b) – Adaptado de [45].	96

Figura 5.37 Estrutura da implementação digital do controlador PR.....	96
Figura 5.38 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.	98
Figura 5.39 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.	98
Figura 5.40 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica PR com fch=7680Hz.	99
Figura 5.41 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica PR com fch=7680Hz.	99
Figura 5.42 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em t=1,33s para a técnica PR com fch=7680Hz.	100
Figura 5.43 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica PR com fch=7680Hz.	101
Figura 5.44 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=7680Hz.	101
Figura 5.45 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.	101
Figura 5.46 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica PR com fch=7680Hz.....	102
Figura 5.47 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.	103
Figura 5.48 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.	103
Figura 5.49 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica PR com fch=2220Hz.	104
Figura 5.50 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica PR com fch=2220Hz.	104
Figura 5.51 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em t=1,33s para a técnica PR com fch=2220Hz.	105
Figura 5.52 Tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=2220Hz.	106
Figura 5.53 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=2220Hz.	106
Figura 5.54 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.	106
Figura 5.55 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica PR com fch=2220Hz.....	107
Figura 6.1 Esboço do espectro de um sinal hipotético. (a) Modulação PWM sem filtro LCL. (b) Modulação PWM com filtro LCL. (c) Modulação SHE sem filtro LCL. (d) Modulação SHE com filtro LCL.	110

Figura 6.2 Ângulos de disparo e tensão de saída do retificador.	111
Figura 6.3 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica de modulação SHE.	116
Figura 6.4 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica de modulação SHE.	116
Figura 6.5 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica de modulação SHE.	116
Figura 6.6 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica de modulação SHE.....	117
Figura 6.7 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica de modulação SHE. Destaque para a perda de controle em $t=4,28s$. $THDi=4,49\%$, Nível Inter-Harmônico de até 12%, 2º harmônico de 3,29%.....	118
Figura A.1 Retificador a diodo com fonte de corrente.....	123
Figura A.2 Tensão de linha e tensão no barramento CC.	123
Figura A.3 Corrente na rede para o retificador com fonte de corrente.....	123
Figura A.4 THD de corrente para o retificador a diodo com fonte de corrente ideal.....	124
Figura A.5 Tensão de saída do retificador a diodo. Azul - Sem capacitor; Vermelho - Com capacitor.	125
Figura A.6 Retificador a diodo com carga de 1000HP.....	126
Figura A.7 Corrente na rede para o retificador com carga de 1000HP.....	126
Figura A.8 THD de corrente para o retificador a diodo com carga de 1000HP.....	126
Figura A.9 Retificador 12 pulsos.....	127
Figura A.10 THD de tensão e corrente para o retificador 12 pulsos.	127
Figura A.11 Tensão de fase e corrente de linha para o retificador 12 pulsos.....	128

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 IEEE 519-1992: Limites para distorção em corrente em sistemas de distribuição de 120V a 69kV.....	33
Tabela 3.2 IEEE 519-1992: Limites para distorção em tensão.	33
Tabela 3.3 Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.	34
Tabela 3.4 Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.	34
Tabela 5.1 Parâmetros utilizados para a técnica VOC com fch=7680Hz.....	68
Tabela 5.2 Parâmetros utilizados para a técnica VOC com fch= 2220Hz.....	75
Tabela 5.3 Parâmetros utilizados para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.	85
Tabela 5.4 Parâmetros utilizados para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.	89
Tabela 5.5 Parâmetros utilizados para a técnica PR com fch=7680Hz.....	97
Tabela 5.6 Parâmetros utilizados para a técnica PR com fch=2220Hz.....	103
Tabela 5.7 Resumo dos componentes do filtro LCL e THD de corrente para fch=2220Hz.	108
Tabela 6.1 Parâmetros utilizados para a técnica de modulação SHE.	115

Nomenclatura

Símbolos

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
a, b, c	Fases do sistema trifásico
dq	Vetores ortogonais síncronos
$\alpha\beta$	Vetores ortogonais estacionários
x	Subscrito relativo às fases ($x \in \{a, b, c\}$)
V_{gx}	Tensão da rede (<i>grid</i>)
V_x	Tensão de fase no PCC
U_x	Tensão de fase no conversor
V_{abc}	Tensão no PCC em coordenadas abc
U_{abc}	Tensão no conversor em coordenadas abc
V_{DC}	Tensão no barramento CC
C_{CC}	Capacitor do barramento CC
L_g	Indutância da rede
L_f	Indutância do filtro L
$L_{1,2}$	Indutâncias do ramo série do filtro LCL
L_3	Indutância do ramo anti-ressonante do filtro LCL
C	Capacitância do ramo anti-ressonante do filtro LCL
R_g	Resistência da rede
R_f	Resistência do indutor L_f
$R_{1,2}$	Resistências dos indutores L_1 e L_2
R_d	Resistor de amortecimento
S	Chaves estáticas (0 = chave desligada; 1 = chave ligada)
S_{ab}, S_{bc}, S_{ca}	Diferença entre o estado das chaves ($S_{ab}=S_a-S_b$; $S_{bc}=S_b-S_c$; $S_{ca}=S_c-S_a$)
V_p	Tensão positiva na metade do barramento CC
V_n	Tensão negativa na metade do barramento CC

P	Potência ativa
Q	Potência reativa
ω	Frequência dada em rad/s
f	Frequência dada em Hz
f_{ch}	Frequência de chaveamento
K_{p_Vdc}	Ganho proporcional da malha de tensão
K_{i_Vdc}	Ganho integral da malha de tensão
K_{p_I}	Ganho proporcional da malha de corrente
K_{i_I}	Ganho integral da malha de corrente
K_{p_PQ}	Ganho proporcional da malha de potência
K_{i_PQ}	Ganho integral da malha de potência

Abreviações

<i>AFE</i>	<i>Active Front End</i>
<i>CSR</i>	<i>Current Source Rectifier</i>
<i>DPC</i>	<i>Direct Power Control</i>
<i>DPC – SVM</i>	<i>DPC baseada no Space Vector Modulator</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>NPC</i>	<i>Neutral Point Clamped</i>
<i>PCC</i>	Ponto de Conexão Comum
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i>
<i>PI</i>	Controlador Proporcional - Integral
<i>PR</i>	Controlador Proporcional – Ressonante
<i>PRODIST</i>	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>P – DPC</i>	DPC preditivo
<i>QEE</i>	Qualidade da Energia Elétrica

<i>SHE</i>	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>VFOC</i>	<i>Virtual Flux Oriented Control</i>
<i>VOC</i>	<i>Voltage Oriented Control</i>
<i>VSR</i>	<i>Voltage Source Rectifier</i>
<i>VF – DPC</i>	<i>Virtual Flux - Direct Power Control</i>

Capítulo 1

Introdução

Conversores CA/CC, ou retificadores, podem ser classificados em duas categorias: os que operam com a frequência da rede e os que operam com alta frequência de chaveamento [1]. A Figura 1.1 mostra a classificação geral de tais retificadores.

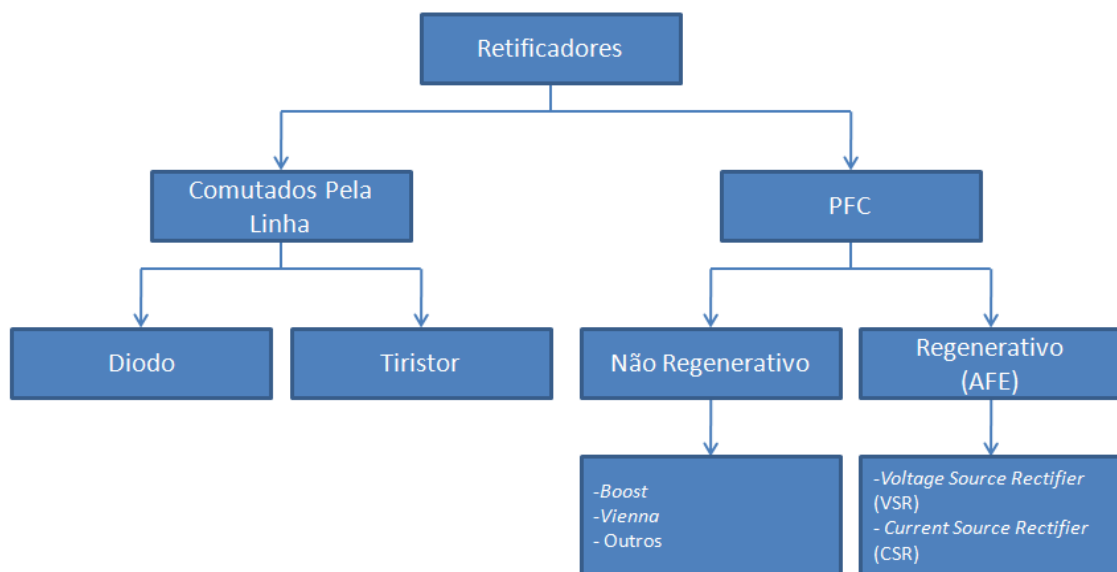


Figura 1.1 Classificação Geral dos Retificadores - Adaptado de [1].

Os retificadores comutados pela rede são constituídos basicamente por pontes de diodo e capacitores no barramento CC. Tais sistemas resultam em fluxo unidirecional de energia, baixo fator de potência e uma alta distorção harmônica [2]-[4].

A correção do fator de potência se faz necessária pois quanto mais próximo da unidade menos corrente deverá ser drenada pela rede elétrica. Ou seja, se o fator de

potência for baixo uma parcela de potência reativa, que não realiza trabalho, deverá ser fornecida pela rede. A circulação de correntes harmônicas no sistema elétrico também é indesejável pois implica em diversos problemas, como perdas nos condutores, distorção da tensão e interferências eletromagnéticas [4],[5]. Por isso, o nível de distorção harmônica é limitado por padrões, como exemplo, a IEEE519-1992 [4], [6], [7] e normas como o PRODIST [9] e IEC61000 [4], [6], [8].

Os retificadores com correção do fator de potência (PFC – *power factor correction*) não regenerativos, embora sejam capazes de fazer a correção do fator de potência e reduzir a THD (*total harmonic distortion*) da corrente da rede, não apresentam fluxo bi-direcional de energia [1]. Dessa forma, os retificadores ativos (AFE – *active front end*) surgem como uma alternativa haja visto a baixa distorção harmônica, controle do fator de potência, fluxo bidirecional de potência, controle do nível de tensão e redução do tamanho do capacitor no barramento CC [10]-[12]. Além disso, tais retificadores podem ser utilizados como filtro ativo [13].

Conforme pode ser observado na Figura 1.1 os AFEs são subdivididos em dois grupos: VSR (*voltage source rectifier*) e CSR (*current source rectifier*). Como proposta deste trabalho serão analisados os métodos de controle para retificadores ativos do tipo VSR.

1.1 Motivação

Com o avanço da eletrônica de potência a utilização de retificadores ativos tem se tornado cada vez mais comum devido às vantagens apresentadas anteriormente. Uma busca no banco de dados do IEEE [14] pela palavra “*Active Front End*” resulta em 1160 artigos dos quais 83,6% foram publicados a partir do ano 2000. Para o termo “*Active Rectifiers*” temos 2069 resultados dos quais 79,12% foram publicados na última década. A partir de tais resultados percebe-se a importância que esse retificador vem ganhando nos últimos anos.

Outro ponto a destacar e que servirá de critério para avaliação das técnicas de controle e modulação analisadas nesse trabalho é a qualidade da energia resultante da utilização de AFEs em baixa frequência. A qualidade de energia, também entendida como qualidade de tensão [6], é uma característica de sistemas elétricos nos quais a forma de onda de tensão não apresenta distorções de amplitude, frequência ou fase. Uma das

maneiras de se qualificar a tensão é através dos limites de distorção harmônica (THD). Tal assunto vem ganhando cada vez mais importância na engenharia de potência como mostrou o resultado de uma busca no site IEEE pela expressão “*Harmonic Limits*” que resultou em 1882 artigos dos quais 64,3% foram publicados na última década. A preocupação pelos inter-harmônicos mostra-se ainda mais recente: uma pesquisa pelo termo “*Inter Harmonics*” resultou em apenas 352 fontes das quais 87,8% foram publicadas na última década, destes, 64,7% nos últimos 5 anos.

Dessa forma, o estudo dos retificadores ativos bem como a análise harmônica do sinal obtido, são assuntos de grande relevância para a área de eletrônica de potência tanto na academia quanto fora dela, pois parte das referências estudadas possui ligação com a indústria e/ou fabricante de equipamentos. Como exemplo cita-se aplicações em energias alternativas, mesa de teste de motores na indústria automobilística, correias transportadoras em mineradoras e laminadores [15]-[19].

1.2 Objetivos Gerais

Este trabalho compreende o estudo e simulação de técnicas de controle para retificadores ativos em média tensão e potência operando com baixas frequências de chaveamento a fim de minimizar as perdas nas chaves. Escolheu-se trabalhar com sistema de média tensão por ser uma demanda interna do grupo de eletrônica de potência da UFMG. Para avaliar a eficácia dos métodos implementados, serão feitas análises através da THD de corrente e tensão na rede e da qualidade da energia obtida. Posteriormente pretende-se implementar a técnica de controle que apresentar os melhores resultados de acordo com os estudos e simulações realizadas.

1.3 Organização do Trabalho

Neste capítulo foram apresentadas a relevância dos retificadores ativos e a necessidade crescente na área de eletrônica de potência de se considerar a qualidade de energia dos sinais de tensão e corrente obtidos.

No capítulo 2 será apresentada uma análise qualitativa das principais técnicas de controle para retificadores ativos encontradas na literatura. Posteriormente serão escolhidas três técnicas para uma análise mais profunda através de simulações.

No capítulo 3 serão apresentados os critérios adotados neste trabalho para se avaliar a qualidade da tensão e corrente obtidos com cada uma das técnicas simuladas. Tais critérios foram selecionados a partir de normas e recomendações presentes na literatura.

No capítulo 4 são apresentadas as equações utilizadas para o projeto dos elementos passivos do circuito, a saber: capacitor do barramento CC, filtro L utilizado nas simulações para alta frequência de chaveamento, e filtro LCL necessário ao se utilizar uma baixa frequência de chaveamento.

No capítulo 5 serão apresentados os resultados obtidos com cada um dos métodos de controle selecionados no capítulo 2 considerando-se, respectivamente, frequências de chaveamento de 7680Hz e 2220Hz e a utilização da técnica de modulação PWM (*pulse width modulation*).

Com o desenvolvimento do trabalho percebeu-se a necessidade de se estudar outras técnicas de modulação. Por isso, serão apresentados no capítulo 6 os resultados alcançados com a utilização do modulador com eliminação seletiva de harmônicos (SHE – *selective harmonic elimination*).

As contribuições ao estudo dos retificadores ativos serão apresentadas nas conclusões gerais do capítulo 7 bem como as propostas de continuidade do trabalho.

Capítulo 2

Avaliação dos Métodos de Controle

Neste capítulo serão descritos alguns métodos de controle presentes na literatura. O objetivo é estabelecer critérios para escolha de três deles através de uma comparação qualitativa. Um estudo mais aprofundado dos métodos aqui selecionados será apresentado no capítulo 5.

2.1 Estado da Arte

Diversas técnicas de controle de retificadores PWM encontradas na literatura foram avaliadas levando-se em consideração distúrbios na carga e na tensão da rede. Além disso, optou-se por utilizar um retificador NPC (*neutral point clamped*) 3 níveis (Figura 2.1) devido a suas vantagens em relação ao retificador 2 níveis convencional, a saber: tensões menores sobre os semicondutores, formas de onda mais suaves, menor distorção harmônica e capacidade de operar com frequências de chaveamento menores [20]-[23], fator esse de extrema relevância em aplicações de média tensão.

O controle de retificadores ativos divide-se basicamente em dois grupos: controle direto e indireto da potência [25]. A técnica de controle mais disseminada é a VOC (*voltage oriented control*). Sendo assunto de diversas análises encontradas na literatura tal técnica baseia-se na orientação do vetor de corrente em relação ao vetor de tensão da rede para controle indireto da potência ativa e reativa [10]. Em contraste com o VOC, o DPC (*direct power control*) é a técnica mais comumente utilizada para controle direto da potência [26].

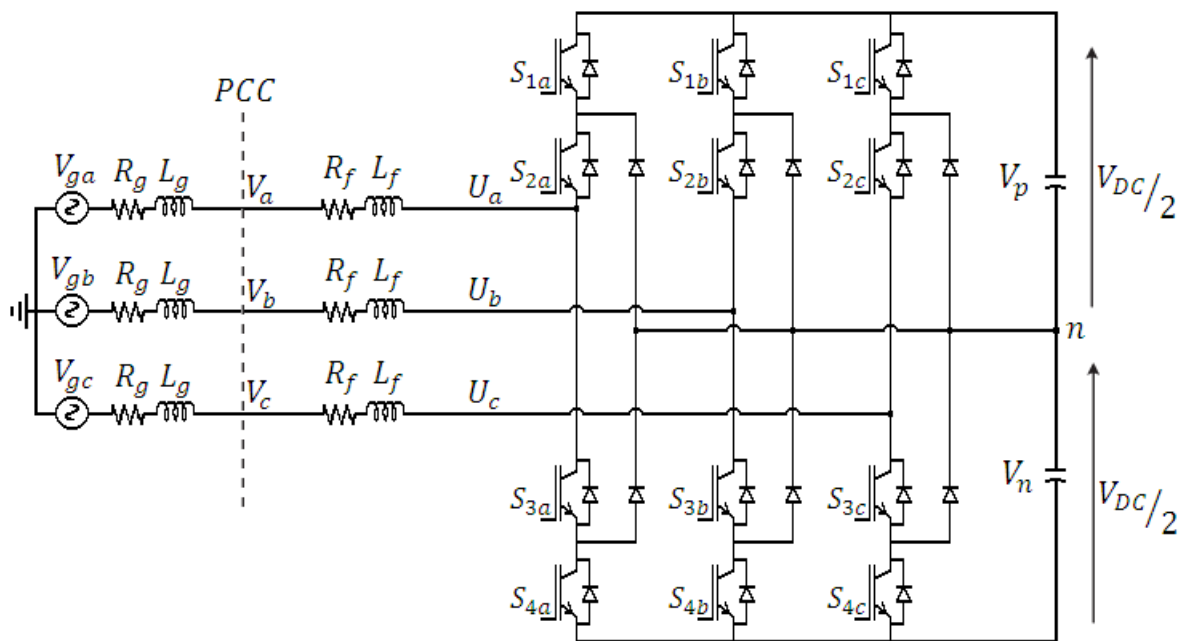


Figura 2.1 Retificador NPC 3 Níveis.

De acordo com [10], [27] e [28], a técnica VOC tem como vantagens um bom desempenho estático e dinâmico, possui um baixo custo computacional (o que permite sua implementação em processadores de baixo custo), apresenta frequência de chaveamento fixa (o que facilita o projeto de filtros e utilização de técnicas de modulação avançadas), além de ser uma técnica que possui grande aplicação industrial. Como desvantagens temos que o desempenho depende fortemente do controle aplicado, não apresenta corrente senoidal se a tensão for distorcida e necessita de transformação de coordenadas (abc-dq0) e de desacoplamento entre as componentes de eixo 'd' e 'q'.

A técnica DPC, ao contrário da VOC, não necessita de modulador nem controle de corrente haja visto que este é feito a partir de um *switching table* e controlador por histerese, o que elimina a necessidade de transformação de coordenadas. Também não necessita de uma PLL (*Phase Locked Loop*). Além disso, possui um algoritmo simples, de fácil implementação, e apresenta uma rápida estimação das potências ativa e reativa. Em contrapartida esta técnica apresenta algumas desvantagens: 1. Não apresenta corrente senoidal se a tensão for distorcida; 2. Possui alto custo computacional, pois requer uma alta frequência de amostragem no processamento digital; 3. Apresenta frequência de chaveamento variável, o que dificulta o projeto de filtros devido ao espectro de frequências

não ser bem definido; 4. Necessita de valores altos de indutância de filtro; 5. Boa parte dos controladores baseados na técnica DPC assumem que a tensão da rede é equilibrada, o que não é sempre verdade. Por fim, é difícil construir um *switching table* otimizado para o retificador 3 níveis, haja visto que boa parte das pesquisas concentram-se no retificador 2 níveis. [10], [28]-[31].

No controle baseado nas técnicas VOC e DPC são necessários três conjuntos de sensores: Um para a corrente no lado CA, um para a tensão no lado CA e outro para a tensão no barramento CC [32]. Uma maneira de se eliminar o sensor da tensão do lado CA é a utilização do conceito de fluxo virtual, no qual a tensão do lado CA é estimada a partir da corrente que circula nas indutâncias do filtro [10], [24]. Os controles VFOC (*Virtual Flux Oriented Control*) e VF-DPC (*Virtual Flux – Direct Power Control*) baseiam-se na implementação dos métodos VOC e DPC, respectivamente, utilizando-se o conceito de fluxo virtual.

A técnica VFOC, segundo [10] e [28], possui um baixo custo computacional, frequência de chaveamento fixa e não necessita do sensor de tensão CA. A desvantagem é que a técnica necessita de transformação de coordenadas (abc-dq0), desacoplamento entre as componentes 'd' e 'q' e apresenta um fator de potência menor que o VF-DPC.

Segundo [10] e [11], o controle DPC baseado no fluxo virtual (VF-DPC) apresenta as seguintes vantagens: corrente senoidal (baixa THD) mesmo quando a tensão é distorcida, é fácil de ser implementado no DSP (*Digital Signal Processor*), não necessita de transformação de coordenadas, não necessita de controle de corrente e não necessita do sensor de tensão CA. Como desvantagens temos: frequência de chaveamento variável e alto custo computacional, pois requer uma alta frequência de amostragem no processamento digital.

A fim de se eliminar o problema da frequência de chaveamento variável inerente à técnica DPC, foi desenvolvida a técnica DPC-SVM (*Direct Power Control* baseada no *Space Vector Modulator*) e P-DPC (DPC Preditivo).

A técnica DPC-SVM substitui o controlador por histerese por um controlador PI o que gera a necessidade de transformação de coordenadas (abc-dq0). Como pontos positivos ela apresenta frequência de chaveamento fixa devido ao SVM, baixo custo computacional e corrente senoidal em casos da tensão estar, ou não, distorcida [10], [30].

Segundo [26], a técnica P-DPC, além da frequência de chaveamento constante, apresenta uma resposta dinâmica melhor que a DPC e pode ser uma alternativa para a técnica VOC pois mantém o espectro harmônico no mesmo nível que a técnica VOC.

Uma alternativa aos controles apresentados até o momento, a saber: VOC, DPC, VFOC, VF-DPC, DPC-SVM e P-DPC, é a técnica baseada em controlador ressonante. De acordo com [13], enquanto um controlador síncrono (ex: VOC) necessita de duas transformações de coordenadas ($abc-\alpha\beta-dq0$), o controlador ressonante necessita somente de uma transformação ($abc-\alpha\beta$) além disso, ele pode ser aplicado em sistemas monofásicos, no qual a transformação $abc-dq0$ não se aplica. Em [33] é apresentado uma versão do controlador proporcional ressonante (PR) operando em paralelo com um controlador por compensação de harmônicos (HC) cuja resposta apresenta uma THD menor que o PI e PR.

Alguns autores utilizam outros métodos tais como: controle não linear por espaço de estados [22], [23], [34]; redes neurais, que operam com uma alta frequência de amostragem a fim de rastrear o sinal e seu desempenho depende fortemente do fator de aprendizagem [13] e lógica fuzzy [35], [36]. Em [22] o controle não linear por espaço de estados foi testado e apresentou boa resposta com carga nominal, entretanto, o autor não garante a robustez do método para cargas desbalanceadas. Em [37] a proposta de controle é substituir os dois sensores de corrente do lado CA por um único sensor de corrente no lado CC e em [29] é apresentada uma variação da técnica DPC para casos em que a tensão na rede é desequilibrada, porém os resultados mostraram que, embora o controlador tenha conseguido fazer a correção do fator de potência, a corrente da rede apresentou uma alta distorção harmônica.

2.2 Definição dos Métodos de Controle

Um problema relatado freqüentemente na literatura é a utilização de técnicas de controle com frequências de chaveamento variável. A variação da frequência de chaveamento dificulta o projeto de filtros devido ao espectro de frequência não ser bem definido e, além disso, inviabiliza a utilização de técnicas de modulação avançadas. Dessa forma, um dos critérios para escolha dos métodos de controle a serem estudados foi que a frequência de chaveamento deveria se manter fixa.

A primeira técnica escolhida para estudos mais profundos e simulação a fim de verificar suas características foi a VOC visto que é uma técnica bastante utilizada no ambiente industrial. Em segundo lugar escolheu-se a técnica DPC-SVM tendo em vista que é uma técnica que apresenta baixa distorção na corrente de entrada mesmo nos casos em que a tensão da rede esteja distorcida. Por fim escolheu-se a técnica baseada no controlador ressonante devido a suas vantagens e a possibilidade de ser aplicada em circuitos monofásicos.

2.3 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados vários métodos de controle para retificadores ativos considerando-se seus pontos positivos e negativos. Para a escolha de três técnicas a serem melhor estudadas no capítulo 5 estabeleceu-se que a frequência de chaveamento deveria se manter fixa e optou-se por trabalhar com uma técnica de controle indireto de potência e outra com controle direto de potência. A técnica de controle indireto escolhida foi a VOC e para o controle direto de potência escolheu-se a técnica DPC com modulador SVM e o conceito de fluxo virtual (VFDPC-SVM). O controlador proporcional ressonante foi adotado como sendo a terceira técnica a ser avaliada.

Capítulo 3

Limites de distorção harmônica e critério de amostragem

Antes de passar para a análise e simulação das técnicas de controle selecionadas na seção 2.2 serão definidos os limites de distorção harmônica da tensão e corrente considerados neste trabalho como critério de avaliação da qualidade da energia obtida

Os limites de distorção total e individual serão caracterizados a partir de uma leitura do padrão IEEE519-1992, do Procedimento de Distribuição de Energia no Sistema Elétrico Nacional Brasileiro (PRODIST) e uma discussão sobre sub e inter-harmônicos.

Para melhor compreensão do texto considerem-se as seguintes definições:

1. Harmônico: Componente senoidal de uma onda periódica cuja frequência é múltipla da fundamental. [7]

2. Inter - Harmônicos: Componente de tensão e/ou corrente cuja frequência não é múltipla da fundamental. [6]

3. Sub - Harmônico: Componente senoidal de uma onda periódica cuja frequência é inferior à frequência fundamental.

4. THD: Taxa de distorção harmônica total de um sinal de tensão ou corrente. Seu cálculo é realizado pela razão entre a raiz quadrada da soma do quadrado das componentes harmônicas pela componente fundamental (3.1) [6]-[7].

$$\text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} ; \text{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (3.1)$$

3.1 Padrão IEEE 519-1992 para análise harmônica em sistemas elétricos de potência

O padrão IEEE 519-1992 [7] é um documento que trata sobre fontes e efeitos de harmônicos nos sistemas, métodos de análise e medição, e estabelece limites de distorção harmônica para consumidores e fornecedores.

Segundo o documento, as práticas apresentadas consideram a responsabilidade por parte do usuário em não afetar a tensão no PCC (ponto de conexão comum) ao solicitar do sistema uma corrente distorcida devido a cargas não-lineares. Essa consideração é importante pois outras cargas também poderão estar conectadas ao PCC e apresentar falhas caso a tensão do sistema esteja distorcida. A recomendação do IEEE reconhece ainda a responsabilidade por parte do fornecedor em fornecer uma tensão próxima a uma onda senoidal pura. No capítulo 10 são sugeridos os limites de distorção gerados por consumidores individuais enquanto o capítulo 11 descreve a qualidade da energia que deve ser entregue pelo fornecedor. Para este trabalho foram utilizados os limites de distorção em corrente (Tabela 3.1) e tensão (Tabela 3.2) presentes no capítulo 10.

Tabela 3.1 IEEE 519-1992: Limites para distorção em corrente em sistemas de distribuição de 120V a 69kV.

Máxima distorção harmônica da corrente (% da fundamental)						
Ordens Harmônicas Individuais (Harmônicos Ímpares)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Harmônicos pares são limitados em 25% dos limites estabelecidos acima para harmônicos ímpares.
 Distorções de corrente que resultam em componente CC não são permitidas.
 * Todos equipamentos geradores são limitados a esses valores independentemente da razão I_{sc}/I_L .

I_{sc} = Corrente de curto circuito máxima no PCC.
 I_L = Frequência fundamental.

Tabela 3.2 IEEE 519-1992: Limites para distorção em tensão.

Tensão no PCC	Distorção de Tensão individual (%)	Distorção Harmônica Total de tensão THD (%)
<69kV	3,0	5,0
69kV a 161kV	1,5	2,5
≥ 161kV	1,0	1,5

3.2 Qualidade da Energia Elétrica segundo o Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional

O módulo 8 do Procedimento de Distribuição é uma resolução com caráter normativo que tem por objetivo estabelecer os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica (QEE) abordando a qualidade do produto e do serviço prestado.

A seção 8.1 do PRODIST abrange a qualidade do produto levando em consideração, dentre outros aspectos, os níveis de distorção total (Tabela 3.3) e individual (Tabela 3.4) de tensão.

Tabela 3.3 Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1kV$	10
$1kV < V_N \leq 13,8kV$	8
$13,8kV < V_N \leq 69kV$	6
$69kV < V_N < 230kV$	3

Tabela 3.4 Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	
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	

Vale ressaltar que a norma não cita limites de distorção harmônica de corrente, sejam individuais ou total.

3.3 Considerações sobre inter-harmônicos

O cálculo analítico do espectro do sinal de corrente em um retificador resulta no aparecimento de apenas frequências harmônicas, independentemente se tal retificador é comutado pela rede ou chaveado. Entretanto, retificadores chaveados necessitam de um sistema de controle para acionamento das chaves. O controle digital por sua vez implica na discretização do sistema e amostragem de sinais. E, quando isso ocorre, a análise espectral não apresentará mais somente frequências harmônicas. Devido à amostragem, discretização do sistema, tempo morto e resolução numérica, a utilização de retificadores chaveados resulta no aparecimento de sub e inter-harmônicos

Conforme mencionado anteriormente o estudo sobre qualidade de energia vem ganhando cada vez mais importância e parte dessa atenção tem se voltado para a análise de inter harmônicos. Apesar disso, nem a recomendação IEEE 519-1992 nem o PRODIST abordam explicitamente os limites aceitáveis de inter harmônicos.

Segundo [4], a norma IEC 61000 4-7 possui uma subseção para tratar dos inter-harmônicos como sendo uma extensão do problema sobre harmônicos. Apesar disso, deixa várias questões em aberto e recomenda que cada caso deve ser analisado separadamente. Como exemplo de problemas causados por inter-harmônicos cita a questão do *flicker*.

Das análises realizadas, somente o documento 3-6 da série IEC 61000, que estabelece limites de distorção harmônica para consumidores conectados em redes de média, alta e extra-alta tensão, limita em 0,2% os sub-harmônicos cuja frequência é inferior a metade da frequência fundamental, e em 0,5% os inter-harmônicos de tensão até 2,5kHz [58].¹

Além dos limites para inter-harmônicos outro ponto que merece destaque é a forma de sua avaliação pois, dependendo da janela utilizada para a FFT e da resolução utilizada no espectro de frequências, os níveis obtidos para os harmônicos e inter-harmônicos podem variar.

¹ Embora não tenham sido encontradas referências sobre os inter-harmônicos de corrente eles também serão avaliados nas simulações do capítulo 5.

Na seção 3.4 serão mostrados os problemas inerentes à resolução da FFT e a forma de se fazer a amostragem dos sinais de acordo com a norma IEC 61000-4-7.

3.4 Considerações sobre o cálculo da THD

Esta seção foi baseada na análise apresentada em [59] e servirá como referência para o entendimento do processo de amostragem estabelecido pela IEC 61000-4-7.

Para se evitar o vazamento espectral, a frequência de amostragem de um sinal (F_s) deve ser múltipla inteira (K) da frequência fundamental (f), conforme mostrado em (3.2). Além disso, o número de pontos (N_p) é obtido através da amostragem de um número completo de ciclos (N_c) da onda fundamental (3.3).

$$F_s = Kf \quad (3.2)$$

$$N_p = \frac{1/f}{1/F_s} N_c = K * N_c \quad (3.3)$$

A resolução espectral de um sinal amostrado (3.4) é obtida através da manipulação algébrica de (3.2) e (3.3).

$$\Delta f = \frac{F_s}{N_p} = \frac{(f * K)}{K * N_c} = \frac{f}{N_c} \quad (3.4)$$

Considerando (3.4) e uma frequência fundamental de 60Hz, a amostragem de um ciclo implica em uma resolução de 60Hz. Se forem amostrados 2 ciclos tem-se uma resolução espectral de 30Hz. Para 12 e 60 ciclos a resolução passará a ser de 5Hz e 1Hz, respectivamente.

Como exemplo é apresentado um sinal (Figura 3.1) composto por uma frequência fundamental de 60Hz e componentes harmônicas de 2ª e 3ª ordem, dado por (3.5):

$$x(t) = 1\text{sen}(2 * \pi * 60 * t) + 0,5\text{sen}(2 * \pi * 120 * t) + 0,5\text{sen}(2 * \pi * 180 * t) \quad (3.5)$$

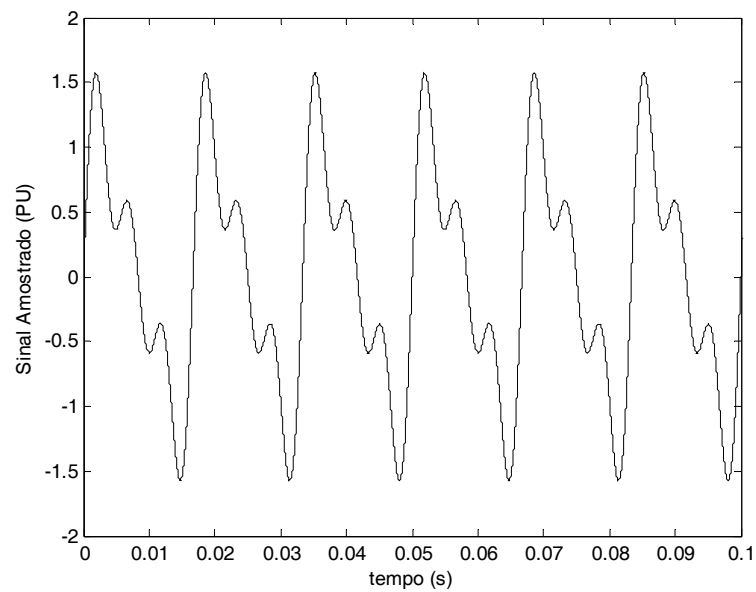


Figura 3.1 Sinal amostrado contendo segundo e terceiro harmônicos.

Sabe-se que a THD esperada é dada por (3.6):

$$\text{THD} = \sqrt{0,5^2 + 0,5^2} = 70,71\% \quad (3.6)$$

Para este sinal foram feitas amostragens de 1, 2, 12 e 60 ciclos resultando em uma resolução de frequência de 60Hz, 30Hz, 5Hz e 1Hz, cujos espectros harmônicos estão mostrados na Figura 3.2. Pode-se perceber que, para o caso em que o sinal apresenta apenas harmônicos, a THD não se alterou independentemente da resolução adotada.

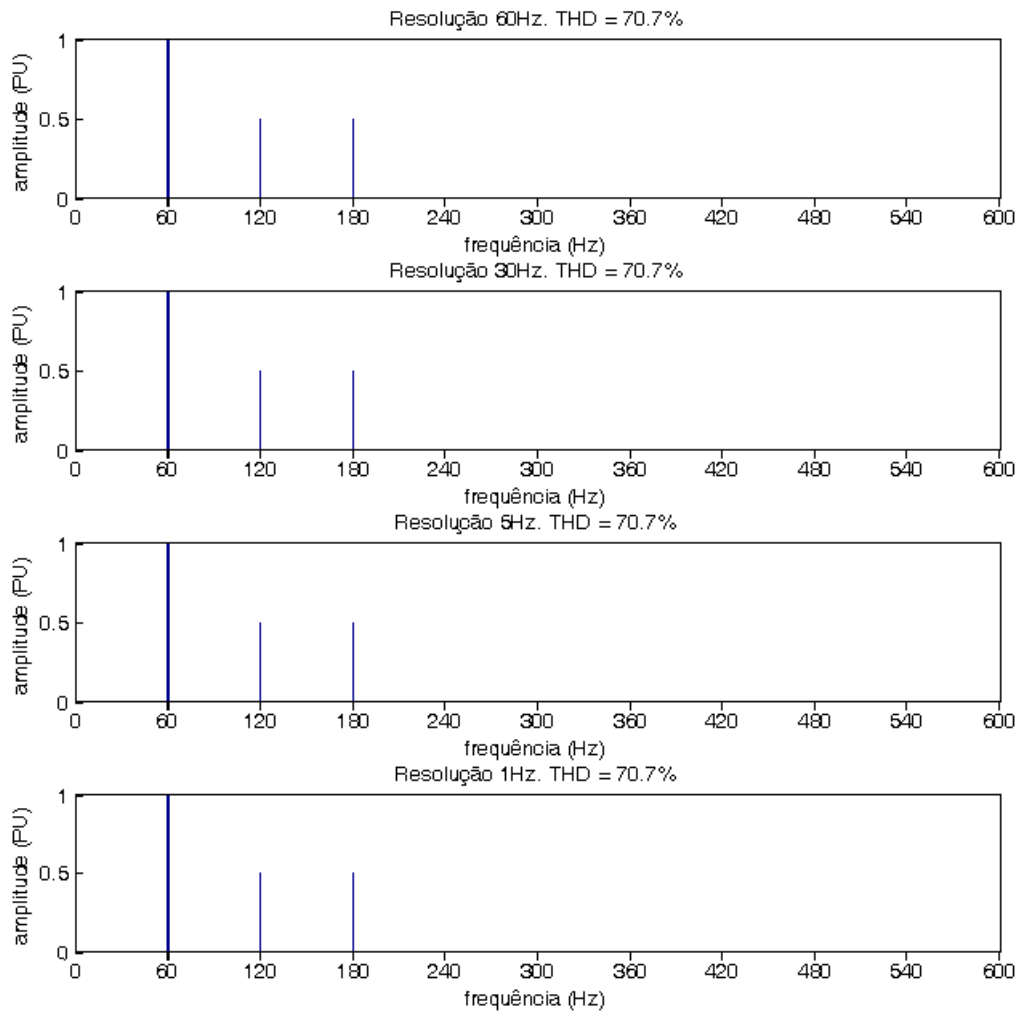


Figura 3.2 Conteúdo espectral para o sinal considerado contendo segundo e terceiro harmônicos.

Considerando-se outro sinal (Figura 3.3), dessa vez contendo somente inter-harmônicos e dado por (3.7), a THD esperada é nula, apesar do sinal ser visivelmente distorcido.

$$x(t) = 1\text{sen}(2 * \pi * 60 * t) + 0,5\text{sen}(2 * \pi * 150 * t) + 0,5\text{sen}(2 * \pi * 200 * t) \quad (3.7)$$

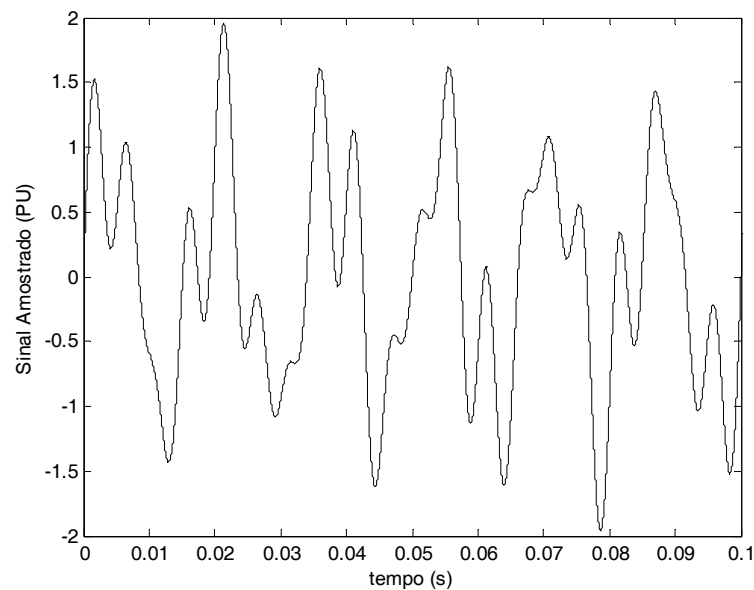


Figura 3.3 Sinal amostrado contendo somente inter-harmônicos.

Novamente foram feitas amostragens de 1, 2, 12 e 60 ciclos resultando em uma resolução de frequência de 60Hz, 30Hz, 5Hz e 1Hz, cujos espectros harmônicos estão mostrados na Figura 3.4. Observa-se que, dependendo da resolução escolhida, ocorrerá um vazamento espectral.

Para as simulações com 60Hz e 30Hz de resolução, parte da energia de 150Hz e 200Hz contida no sinal original aparece como se fosse harmônicos, fazendo com que a THD seja diferente de zero. Para as resoluções de 5Hz e 1Hz os inter-harmônicos não interferiram na THD do sinal, resultando em um valor nulo, conforme esperado.

A partir dessa análise fica claro que deve-se ter cautela na avaliação do conteúdo espectral pois, se for utilizada uma resolução baixa, por exemplo 60Hz, a informação poderá ser enganosa. Em contrapartida, a resolução de 1Hz, para avaliação de cada frequência do espectro, resulta em um processamento elevado.

Tendo em vista o problema da resolução espectral, a norma IEC 61000-4-7 estabelece que a medição dos sinais para monitoramento da qualidade de energia deve ser feita com uma resolução de 5Hz. Dessa forma, deve-se considerar 10 ciclos caso o sinal seja de 50Hz ou 12 ciclos para sinais cuja fundamental seja 60Hz [4].

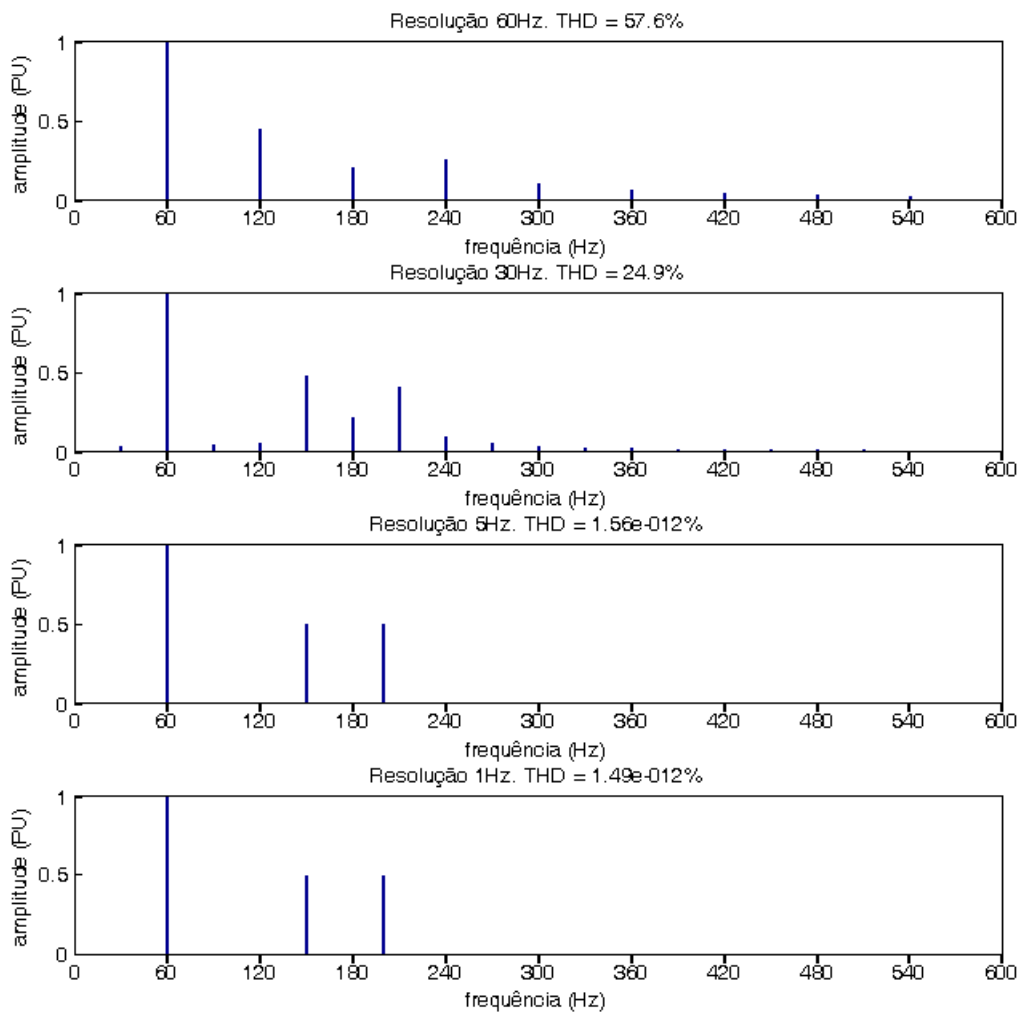


Figura 3.4 Conteúdo espectral para o sinal considerado contendo inter-harmônicos.

3.5 Critério utilizado para avaliação da distorção

Neste trabalho serão utilizados os limites de corrente (Tabela 3.1) e tensão (Tabela 3.2) apresentados na seção 3.1 pois a IEEE519-1992, embora não tenha caráter normativo, apresenta mais restrição quanto a THD total de tensão (5%) do que o PRODIST (8%). Além disso, o PRODIST não apresenta limites para a THD de corrente.

Para efeito de inter-harmônicos de tensão serão utilizados os valores de 0,2% e 0,5% para os sub e inter-harmônicos, respectivamente, estipulados pela IEC 61000-3-6.²

² Apesar de não terem sido encontrados limites para os inter-harmônicos de corrente eles também serão contemplados no capítulo 5.

Por fim, a análise espectral será obtida considerando-se a IEC 61000-4-7 que estabelece uma amostragem de 12 ciclos para o sinal de 60Hz.

3.6 Conclusão do Capítulo

Foram definidos neste capítulo os limites individuais e totais para distorção harmônica de tensão e de corrente. Com o intuito de avaliar além da distorção harmônica, foi apresentada uma análise sobre sub e inter-harmônicos, pois acredita-se que a energia contida nesses sinais também deve ser considerada no cálculo da distorção. Estabeleceu-se ainda o critério de amostragem para se obter uma resolução espectral de 5Hz.

Capítulo 4

Cálculo dos elementos passivos e resistor virtual

Neste capítulo será calculado o valor do capacitor utilizado no barramento CC, bem como os valores dos componentes do filtro L e LCL, utilizados nas simulações de alta e baixa frequências de chaveamento, respectivamente, cujos resultados são apresentados no capítulo 5. Será mostrado ainda o comportamento da resposta do filtro LCL frente à variação de cada um de seus parâmetros e, no final do capítulo, será apresentada uma seção abordando o conceito de resistor virtual. A Figura 4.1a mostra os componentes a serem calculados para a situação de alta frequência de chaveamento, com a utilização do filtro L. Na Figura 4.1b, são mostrados os componentes do filtro LCL, necessário nas situações de baixa frequência de chaveamento.

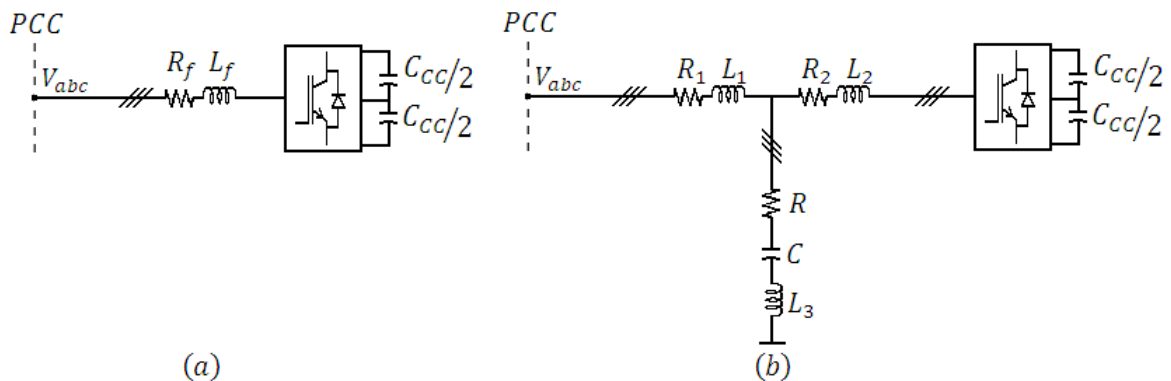


Figura 4.1 Ênfase no capacitor do barramento CC e componentes dos filtros L (a) e LCL (b) do retificador NPC.

4.1 Capacitor do barramento CC

Antes de realizar o cálculo do capacitor do barramento deve-se definir qual tensão será aplicada no mesmo. De acordo com [60] a tensão mínima do barramento é dada por:

$$V_{CC,\min} = \sqrt{2} V_{ll,rms} = \sqrt{2} * 4160 = 5883V \quad (4.1)$$

Na prática, utiliza-se uma tensão do barramento de 10 a 15% maior [60], o que resulta em (4.2). Nas simulações optou-se por estabelecer a tensão do barramento em 6,8kV, pois abaixo desse valor fica difícil realizar o controle de corrente, principalmente em baixas frequências de chaveamento.

$$V_{CC} \geq 5883 * 1,15 \cong 6800V \quad (4.2)$$

O cálculo do capacitor do barramento foi baseado na equação de energia (4.3):

$$E = \frac{1}{2} C_{CC} V_{CC}^2 \quad (4.3)$$

A potência fornecida pelo capacitor (4.4) é obtida derivando-se (4.3) em relação ao tempo.

$$P = C_{CC} V_{CC} \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta t} \quad (4.4)$$

Sendo Δt o instante de tempo considerado, o capacitor mínimo que garante um *ripple* máximo de tensão no barramento (ΔV_{CC}) é dado por (4.5).

$$C_{CC} \geq \frac{\Delta t P}{V_{CC} \Delta V_{CC}} \quad (4.5)$$

Para um tempo de resposta da tensão do barramento CC (Δt) igual a 20 períodos de modulação³, *ripple* de 5% e a hipótese na qual o capacitor deverá fornecer toda a potência à carga⁴ temos (4.6):

$$C_{CC} \geq \frac{\left(20 * \frac{1}{7680}\right) * (745700)}{6800 * (0,05 * 6800)} \cong 1\text{mF} \quad (4.6)$$

Como as simulações foram feitas para um retificador NPC o valor de cada um dos capacitores utilizados no barramento foi de 2mF/3,4kV.

4.2 Indutor de entrada do retificador

De acordo com [60], a mínima indutância de entrada do retificador que garante um *ripple* máximo de corrente igual a 30% do valor de pico, na frequência de 7680Hz, é dado por (4.7):

$$L_f = \frac{V_{ll,rms} / \sqrt{3}}{2 * \sqrt{6} * f_{ch} \Delta I_{max}} = \frac{4160 / \sqrt{3}}{2 * \sqrt{6} * 7680 (0,3 * 146)} = 1,5\text{mH} \quad (4.7)$$

O valor de 1,5mH foi utilizado como ponto de partida para as simulações apresentadas no capítulo 5, considerando-se uma frequência de chaveamento de 7680Hz. Para a resistência, considerou-se $R_r=0,05\Omega$. Nas simulações com frequência de chaveamento de 2220Hz a utilização de filtros LCL foi necessária e sua análise é apresentada na seção 4.3.

4.3 Filtro LCL

Conforme pode ser observado em (4.7), o indutor no lado CA é inversamente proporcional à frequência. Dessa forma, um aumento considerável no indutor se faz necessário à medida que baixamos a frequência de chaveamento com o intuito de reduzir as perdas por comutação nas chaves.

³ Para o cálculo do capacitor considerou-se uma frequência de chaveamento de 7680Hz. O motivo de tal escolha será justificado no capítulo 5.

⁴ Nas simulações deste trabalho considerou-se uma carga de 1000Hp.

Uma alternativa para satisfazer o compromisso entre a baixa frequência de chaveamento e eliminação de harmônicos da corrente da rede é a utilização de filtros LCL haja visto que sua topologia permite reduzir o tamanho e o custo dos componentes em comparação com filtros do tipo L [61]-[63].

4.3.1 Apresentação do Filtro LCL convencional

A Figura 4.2a mostra o modelo por fase de um filtro LCL. Sendo a impedância da rede desprezível em relação à impedância do filtro, e considerando-se que a tensão na rede não possui harmônicos, pode-se substituí-la por um curto circuito para frequências diferentes da fundamental conforme mostrado na Figura 4.2b [57].

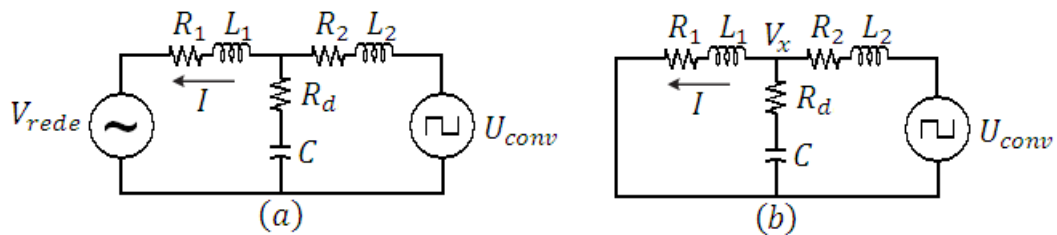


Figura 4.2 a) Modelo por fase do filtro LCL. b) Modelo do filtro considerando os harmônicos.

As resistências R1 e R2 representam as perdas, os indutores L1 e L2 os filtros de corrente de linha, o capacitor C atua como um filtro passa altas e a resistência Rd é um amortecimento (*damp*) inserido com o intuito de reduzir a ressonância inerente ao filtro LCL.

Sendo a tensão no conversor a entrada, e a corrente de linha da rede a saída da planta a ser analisada, pode-se extrair a função de transferência do filtro LCL de acordo com as equações que se seguem.

Aplicando a Lei de Kirchoff das correntes ao nó V_x da Figura 4.2b, tem-se:

$$\frac{U_{conv} - V_x}{sL_2 + R_2} = \frac{V_x}{R_d + \frac{1}{sC}} + \frac{V_x}{sL_1 + R_1} \quad (4.8)$$

$$\frac{U_{conv}}{sL_2 + R_2} = V_x \left(\frac{1}{sL_2 + R_2} + \frac{1}{R_d + \frac{1}{sC}} + \frac{1}{sL_1 + R_1} \right) \quad (4.9)$$

Substituindo V_x por $I(sL_1 + R_1)$ em (4.9):

$$U_{\text{conv}} = I \left(\frac{\left(R_d + \frac{1}{sC} \right) (sL_1 + R_1) + (sL_2 + R_2)(sL_1 + R_1) + \left(R_d + \frac{1}{sC} \right) (sL_2 + R_2)}{\left(R_d + \frac{1}{sC} \right)} \right) \quad (4.10)$$

Após algumas manipulações algébricas em (4.10) obtém-se a função de transferência do filtro:

$$G_{\text{LCL}} = \frac{I}{U_{\text{conv}}} = \frac{sN_1 + 1}{s^3D_3 + s^2D_2 + sD_1 + D_0} \quad (4.11)$$

Onde:

- $N_1 = CR_d$;
- $D_3 = CL_1L_2$;
- $D_2 = C(R_dL_1 + L_2R_1 + R_2L_1 + R_dL_2)$;
- $D_1 = C(R_dR_1 + R_1R_2 + R_dR_2) + L_1 + L_2$;
- $D_0 = R_1 + R_2$.

A resposta em frequência para o filtro LCL desconsiderando-se o amortecimento ($R_d = 0$) é mostrada na Figura 4.3a. Percebe-se que o pico de ressonância foi reduzido com a inclusão do resistor de amortecimento ($R_d \neq 0$) na Figura 4.3b.

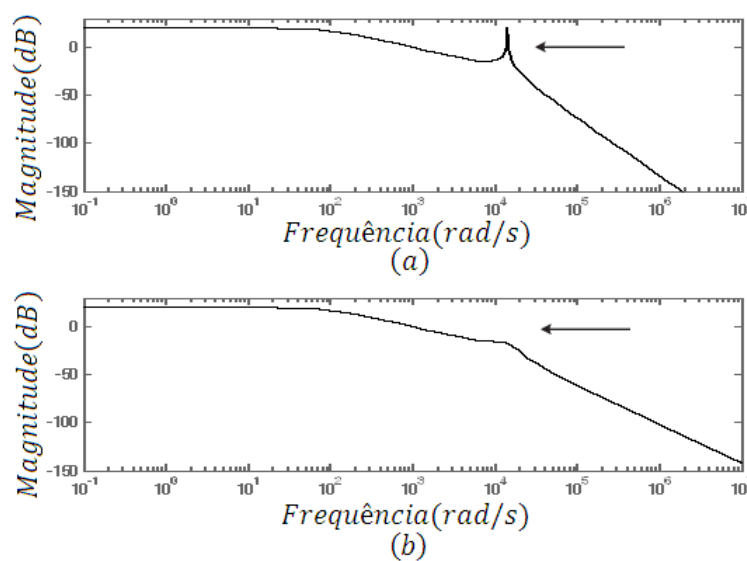


Figura 4.3 Resposta do filtro LCL convencional sem (a) e com (b) amortecimento.

O cálculo da frequência de ressonância que aparece na Figura 4.3a é mostrado em (4.12) [56],[57] e [63]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4.12)$$

4.3.2 Apresentação do Filtro LCL sintonizado

O filtro LCL sintonizado consiste em inserir uma indutância em série com o capacitor do filtro LCL convencional (Figura 4.4). A finalidade de utilização de tal filtro é a criação de uma anti-ressonância na tentativa de atenuar o conteúdo harmônico na frequência de chaveamento.

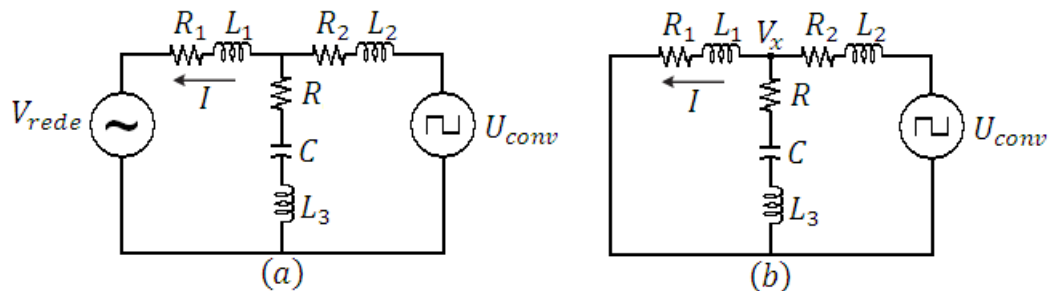


Figura 4.4 a) Modelo por fase do filtro LCL sintonizado. b) Modelo do filtro considerando os harmônicos.

Realizando os mesmos procedimentos utilizados para obtenção da função de transferência do filtro LCL convencional, obtém-se a função de transferência para o filtro sintonizado (4.13).

$$G_{LCL\ Sintonizado} = \frac{I}{U_{conv}} = \frac{s^2 N_2 + s N_1 + 1}{s^3 D_3 + s^2 D_2 + s D_1 + D_0} \quad (4.13)$$

Onde:

- $N_2 = CL_3;$
- $N_1 = CR_d;$
- $D_3 = C(L_1 L_3 + L_1 L_2 + L_2 L_3);$
- $D_2 = C(R_d L_1 + L_3 R_1 + L_2 R_1 + R_2 L_1 + R_d L_2 + R_2 L_3);$
- $D_1 = C(R_d R_1 + R_1 R_2 + R_d R_2) + L_1 + L_2;$
- $D_0 = R_1 + R_2.$

Percebe-se que, adotando $L_3=0$ em (4.13), a função de transferência se torna exatamente igual à obtida para o filtro LCL convencional mostrada em (4.11).

Pela Figura 4.5b verifica-se o ponto de anti-ressonância criado pelo filtro na frequência desejada. Tal frequência é obtida com o auxílio da equação (4.14).

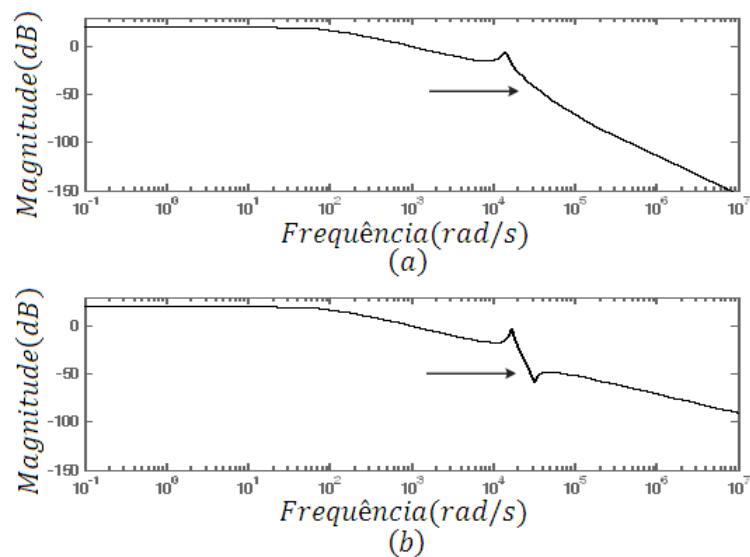


Figura 4.5 Resposta em frequência do filtro LCL convencional (a) e sintonizado (b).

$$\omega_{\text{anti-res}} = \sqrt{\frac{1}{L_3 C}} \quad (4.14)$$

O cálculo da frequência de ressonância para o filtro sintonizado é mostrado em (4.15). Assumindo $L_3=0$, a equação se torna igual à obtida para o filtro convencional mostrada em (4.12).

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)}} \quad (4.15)$$

4.3.3 Análise e projeto dos componentes do Filtro LCL sintonizado

A presente seção tem por objetivo analisar o efeito da variação de cada componente do filtro LCL sintonizado mostrado na Figura 4.4 e mostrar como cada um foi projetado. As análises foram realizadas variando-se um parâmetro de cada vez. Primeiramente variou-se

as resistências e indutâncias do ramo série do filtro. Posteriormente a capacitância e, por conseqüência, a indutância do ramo anti-ressonante, e finalmente o resistor de amortecimento. Os valores de projeto aqui mencionados servirão como ponto de partida para as técnicas de controle apresentadas no capítulo 5 operando com frequência de chaveamento de 2220Hz.

Passo 1: Projeto dos resistores e indutores do ramo série do filtro

A variação das resistências R_1 e R_2 do filtro influencia no ganho⁵ do sistema em baixas frequências, como pode ser observado na Figura 4.6. Quanto menores forem essas resistências, menos perdas haverá no filtro. Entretanto, existe um valor mínimo a ser considerado que representa a resistência real inerente aos indutores. Sendo assim esse parâmetro não pode ser alterado e, para fins de estudo, será considerado o valor apresentado em (4.16).

$$R_1 = R_2 = 0,05\Omega \tag{4.16}$$

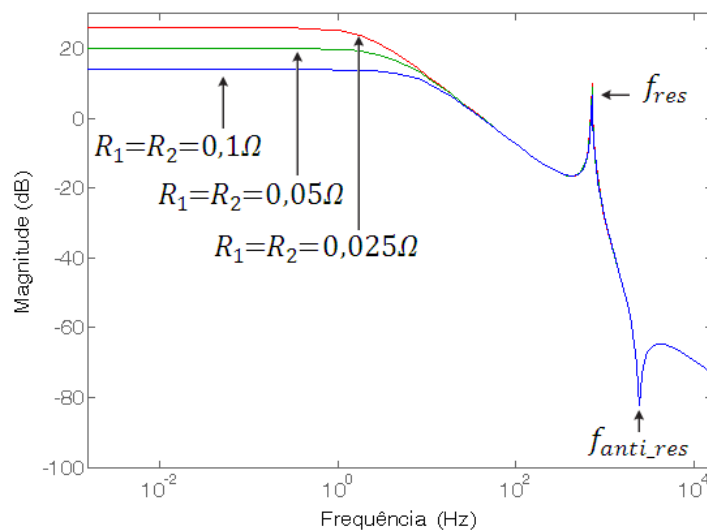


Figura 4.6 Variação dos resistores R1 e R2. ($L_1=L_2=1,87\text{mH}$; $C=47,78\mu\text{F}$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=87,6\mu\text{H}$).

No projeto das indutâncias série do filtro deve-se levar em consideração a relação de compromisso entre a queda de tensão nos indutores em 60Hz e a capacidade do mesmo em

⁵ A função de transferência do filtro é dada pela razão da corrente de linha e a tensão no conversor. Por isso, o diagrama de bode apresenta um ganho positivo.

atenuar os *ripples* de corrente. Pela Figura 4.7 percebe-se que o aumento das indutâncias L_1 e L_2 implica em uma banda passante menor. Se tais indutâncias forem muito grandes, apesar da redução do *ripple*, haverá uma atenuação considerável do sinal de 60Hz e a controlabilidade será perdida. Assim, devemos escolher um valor de indutância que seja capaz de reduzir o *ripple* de corrente a um valor desejável e que, ao mesmo tempo, mantenha uma queda de tensão em 60Hz aceitável.

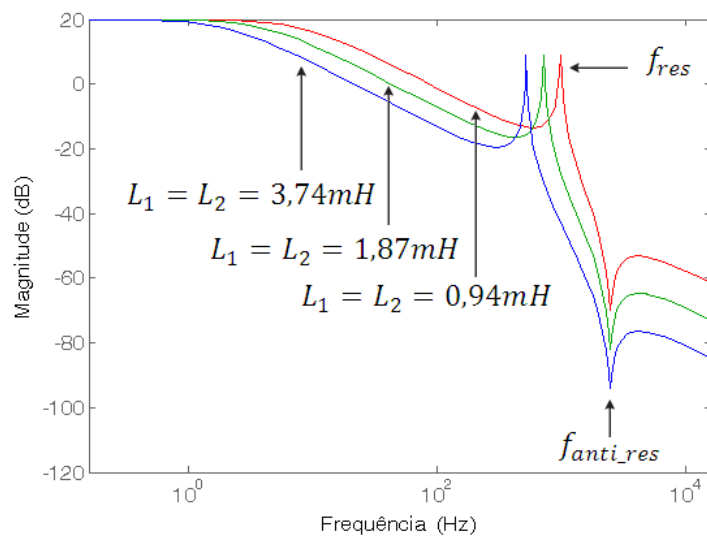


Figura 4.7 Variação dos indutores L_1 e L_2 . ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $C=47,78\mu F$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=87,6\mu H$).

Nos parágrafos a seguir somente o ramo série do filtro LCL foi utilizado para o projeto dos indutores L_1 e L_2 . Essa abordagem é possível tendo em vista que o ramo anti-ressonante não influencia na análise a ser apresentada. Dessa forma, o circuito da Figura 4.4 foi redesenhado na Figura 4.8, considerando-se uma resistência ($R_T=R_1+R_2$) e indutância equivalente ($L_T=L_1+L_2$).

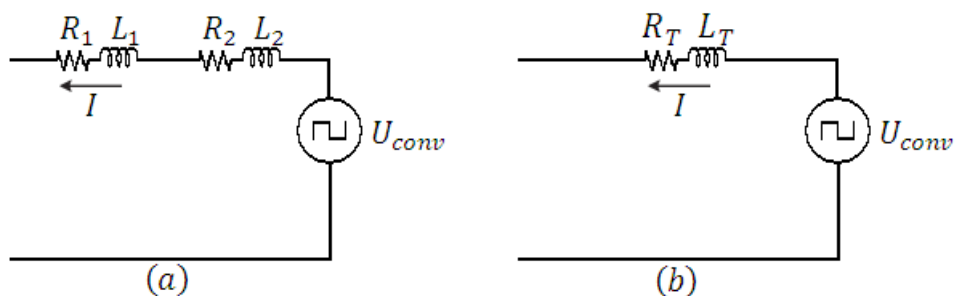


Figura 4.8 a) Ramo série do filtro para projeto de L_1 e L_2 . b) Utilização da resistência e indutância equivalente.

O projeto da indutância é feito modelando-se o retificador como um conversor *Buck* (Figura 4.9). A equação (4.17)⁶ serve tanto para retificadores com neutro conectado à rede quanto para o retificadores NPC com neutro não conectado, embora a análise da última configuração seja mais trabalhosa [73].

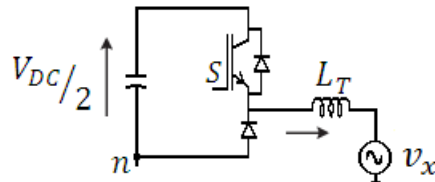


Figura 4.9 Circuito NPC modelado como Buck

$$L_T = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - v_x}{\Delta I_L} * \frac{D}{f_{ch}} \tag{4.17}$$

$$D \approx M \text{sen}(\theta) \tag{4.18}$$

Em (4.17) a tensão de fase instantânea da rede é dada por: $v_x = V_x \text{sen}(\theta)$. O coeficiente D é o ciclo de trabalho que pode ser aproximado pela razão entre a tensão instantânea da rede e metade da tensão do barramento CC ($D \approx \frac{v_x}{V_{DC/2}} = \frac{V_x}{V_{DC/2}} \text{sen}(\theta)$).

O *ripple* máximo de corrente ocorre para D=0,5. Considerando-se um índice de modulação (M) próximo da unidade, o ângulo θ em (4.18) será igual a 30°. Em outras palavras, o *ripple* máximo de corrente ocorrerá quando a tensão da rede estiver passando por 30°⁷.

Substituindo valores em (4.17) e considerando um *ripple* de 70% obtemos o valor do indutor L_T de acordo com (4.19).

$$L_T = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - V_x \text{sen}(\theta)}{\Delta I_L} * \frac{D}{f_{ch}} = \frac{\frac{6800}{2} - (\frac{4160}{\sqrt{3}} \sqrt{2}) \text{sen}(30^\circ)}{0,7 * 146} * \frac{0,5}{2220} = 3,75 \text{mH} \tag{4.19}$$

⁶ Adaptado de [73].

⁷ O *ripple* máximo ocorrerá quando a tensão da rede passar por 30° considerando-se que o neutro do conversor esteja conectado ao neutro da rede. Se ele não estiver conectado as contas aqui apresentadas e, conseqüentemente, o valor do indutor calculado continuam inalterados de acordo com [73] mas vale ressaltar que neste caso o *ripple* máximo ocorrerá em 90°.

Como ponto de partida será utilizado $L_1=L_2=L_T/2$ o que resulta em:

$$L_1 = L_2 = 1,87\text{mH} \quad (4.20)$$

O projeto do indutor foi feito para se ter um *ripple* de corrente de 70% da corrente máxima ou 102A conforme mencionado anteriormente. Percebe-se na Figura 4.10 que o *ripple* obtido, através de simulação, para a técnica VOC^8 com $f_{ch}=2220\text{Hz}$ foi de 96,4A, o que comprova a eficácia do projeto.

Um ponto a destacar é que no cálculo do indutor o *ripple* a considerar será obtido na corrente de saída do retificador. Essas oscilações de alta frequência por sua vez passarão pelo ramo anti-ressonante e dessa forma a corrente presente na rede se apresentará sem *ripple* conforme será mostrado nos resultados de simulação do capítulo 5. Dessa forma pode-se considerar um alto *ripple* a fim de reduzir a indutância série do filtro LCL, apesar dos 20% comumente citados na literatura para filtros do tipo L. O ponto negativo é que os picos da corrente no conversor passarão pelas chaves e pelo capacitor do ramo ressonante e isso fará com que estes componentes devam suportar correntes maiores ou seja, os custos desses componentes irão aumentar. Todavia, em princípio é melhor aumentar a potência das chaves e tamanho do capacitor do que ter que aumentar o tamanho dos indutores, que são mais caros e pesados.

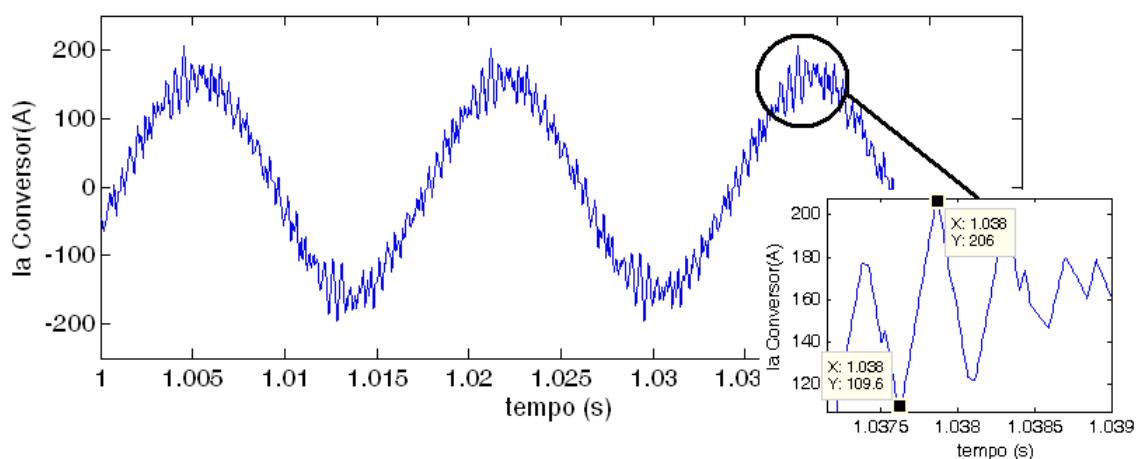


Figura 4.10 Detalhe do *ripple* de corrente no conversor para $L_1=L_2=1,87\text{mH}$

⁸ A técnica será apresentada com mais detalhes no capítulo 5.

Passo 2: Projeto do capacitor e indutor do ramo anti-ressonante

A variação do capacitor do filtro LCL afeta diretamente o valor do indutor L_3 do ramo anti-ressonante, conforme mostrado em (4.14), uma vez que a frequência de anti-ressonância deve ser previamente estabelecida. Pela Figura 4.11, percebe-se que um aumento da capacitância faz com que a ressonância do filtro apareça próxima aos harmônicos de mais baixa ordem. Dessa forma, seria interessante inserir um capacitor com valor menor para que a ressonância apareça próxima de harmônicos de alta ordem, entretanto isso implica em um aumento da indutância L_3 e uma atenuação menor em frequências superiores à frequência de anti-ressonância.

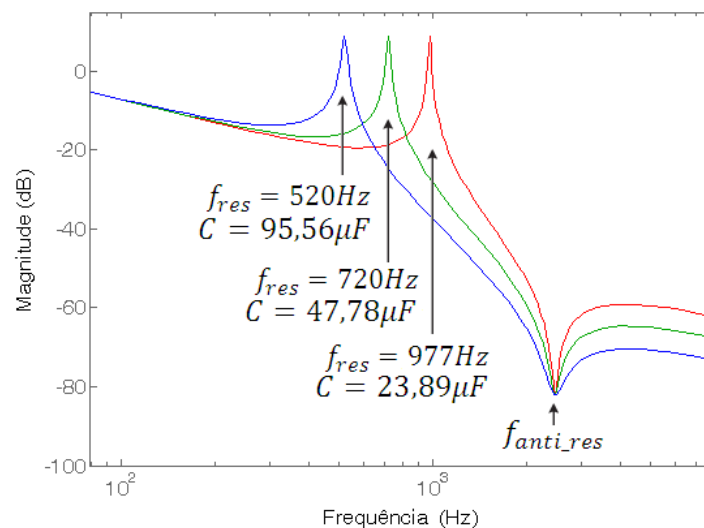


Figura 4.11 Variação do capacitor C. ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $L_1=L_2=1,87\text{mH}$; $R_d=0,0654\Omega$; $L_3=1/(\omega_{anti_res}^2 \times C)$).

Para o projeto do capacitor e indutor do ramo anti-ressonante primeiramente deve-se escolher em qual frequência ocorrerá a ressonância e anti-ressonância do circuito. A equação da anti-ressonância do filtro (4.14) pode ser reescrita conforme (4.21) enquanto a equação de ressonância (4.15) é apresentada na forma (4.22):

$$CL_3 = \frac{1}{\omega_{anti_res}^2} \quad (4.21)$$

$$C(L_1L_2 + L_1L_3 + L_2L_3) = \frac{L_1 + L_2}{\omega_{res}^2} \quad (4.22)$$

Após alguma manipulação algébrica em (4.21) e (4.22) tem-se o valor do capacitor dado por (4.23):

$$C = \frac{L_1 + L_2}{L_1 * L_2} \left(\frac{1}{\omega_{res}^2} - \frac{1}{\omega_{anti_res}^2} \right) \quad (4.23)$$

O indutor L3 pode ser obtido substituindo-se o valor do capacitor na equação (4.21) o que resulta em (4.24):

$$L_3 = \frac{1}{C \omega_{anti_res}^2} \quad (4.24)$$

De acordo com [64], a escolha da frequência de ressonância deve obedecer a relação apresentada em (4.25):

$$10f_{rede} < f_{res} < \frac{f_{ch}}{2} \quad (4.25)$$

Como a frequência de chaveamento (f_{ch}) utilizada é de 2220Hz temos:

$$10f_{rede} < f_{res} < 18,5f_{rede} \quad (4.26)$$

Dessa forma, optou-se por uma ressonância no 12º harmônico, ou 720Hz ($\omega_{res}=4524\text{rad/s}$). A anti-ressonância por sua vez deve ser sintonizada um pouco acima da frequência de chaveamento. Para entender melhor esta escolha pode-se observar o esboço do conteúdo espectral do sinal de tensão do conversor apresentado na Figura 4.12.

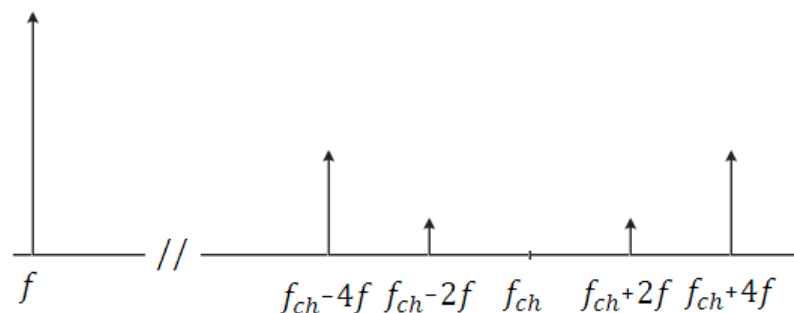


Figura 4.12 Esboço do conteúdo harmônico do sinal do conversor em torno da frequência de chaveamento.

Percebe-se que o conteúdo espectral concentra-se em torno da frequência de chaveamento e são espaçados com o dobro da frequência fundamental. Dessa forma optou-

se por alocar a anti-ressonância do filtro em $(f_{ch}+4f)$ o que resulta em uma frequência de 2460Hz ($\omega_{anti_res}=15457\text{rad/s}$).

Substituindo os valores arbitrados para as frequências de ressonância e anti-ressonância nas equações (4.23) e (4.24), bem como os indutores L_1 e L_2 do ramo série do filtro (4.20), encontramos o valor do capacitor (4.27) e do indutor (4.28):

$$C = 47,78\mu\text{F} \quad (4.27)$$

$$L_3 = 87,6\mu\text{H} \quad (4.28)$$

A resposta em frequência do filtro LCL, desconsiderando-se o resistor de amortecimento, é mostrada na Figura 4.13. A ressonância e anti-ressonância apareceram nas frequências desejadas, 720 e 2460 Hz, respectivamente.

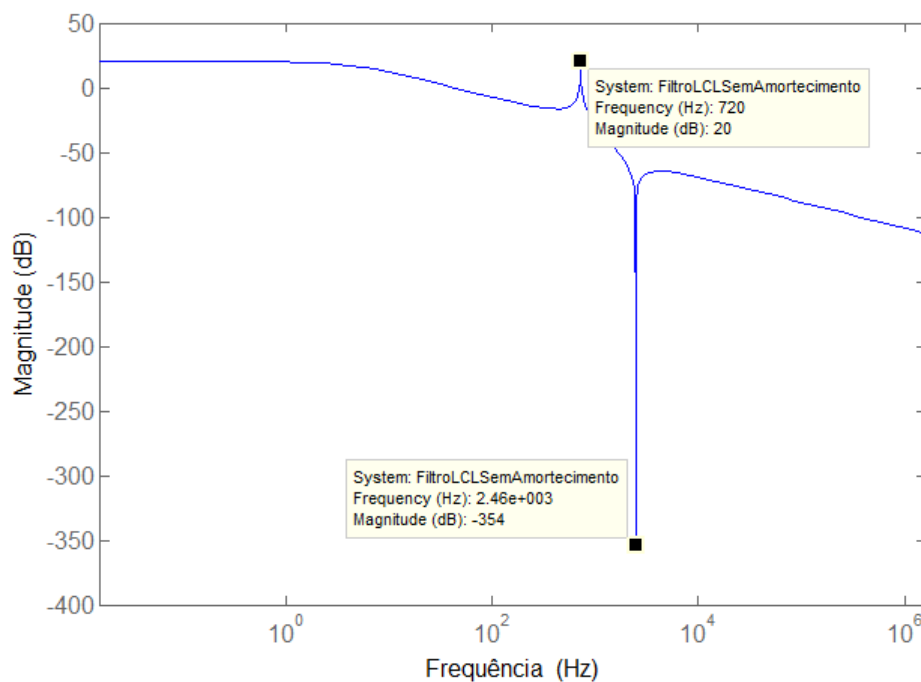


Figura 4.13 Resposta em frequência do filtro LCL sem amortecimento.

O fator de qualidade (4.29) tende ao infinito, o que faz com que a sintonia da frequência de anti-ressonância ocorra exatamente nos 2460Hz. Qualquer frequência diferente dessa terá uma atenuação bem menor que os 354dB como pode ser observado na Figura 4.13.

$$Q = \frac{\omega_{res}}{\Delta\omega_{res}} = \frac{1}{R_d} \sqrt{\frac{L_3}{C}} \quad (4.29)$$

Para reduzir o fator de qualidade e assim ter uma margem maior de rejeição da frequência de chaveamento deve-se inserir o resistor de amortecimento R_d . A inserção desse resistor também fará com que a ressonância indesejável do filtro caia para um valor abaixo dos 20dB apresentado na Figura 4.13. O passo a seguir mostrará o efeito do resistor de amortecimento, bem como seu projeto.

Passo 3: Projeto dos resistor de amortecimento

Na Figura 4.14 percebe-se que quanto menor o resistor de amortecimento R_d maior será a rejeição da frequência de chaveamento entretanto a ressonância inerente ao filtro LCL também será maior. Dessa forma há de se considerar um resistor de amortecimento ótimo capaz de reduzir os harmônicos provenientes da frequência de chaveamento sem que a ressonância do filtro afete a THD da corrente.

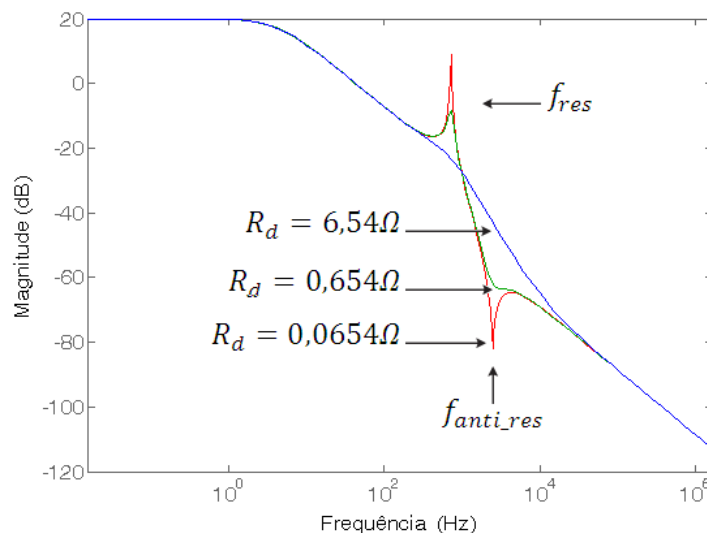


Figura 4.14 Variação do resistor de amortecimento R_d . ($R_1=R_2=0,05\Omega$; $L_1=L_2=1,87\text{mH}$; $C=47,78\mu\text{F}$; $L_3=87,6\mu\text{H}$).

Para o projeto do resistor de amortecimento⁹, a função de transferência do filtro LCL sintonizado (4.13) é reescrita em (4.30) desconsiderando-se as resistências R_1 e R_2 .

⁹ O projeto do resistor de amortecimento foi adaptado de [66].

$$G_{\text{LCL Sintonizado}} = \frac{I}{U_{\text{conv}}} = \frac{s^2 N_2 + s N_1 + 1}{s^3 D_3 + s^2 D_2 + s D_1 + D_0} \quad (4.30)$$

Onde:

$$\begin{aligned} N_2 &= CL_3; \\ N_1 &= CR_d; \\ D_3 &= C(L_1 L_3 + L_1 L_2 + L_2 L_3); \\ D_2 &= CR_d(L_1 + L_2); \\ D_1 &= L_1 + L_2; \\ D_0 &= 0. \end{aligned}$$

A manipulação algébrica de (4.30) resulta em:

$$G_{\text{LCL Sintonizado}} = \frac{I}{U_{\text{conv}}} = \frac{s^2 N_2 + s N_1 + 1}{D_3 s(s^2 + \frac{D_2}{D_3} s + \frac{D_1}{D_3})} \quad (4.31)$$

Note que D_1/D_3 é o quadrado frequência de ressonância do filtro LCL sintonizado conforme mostrado em (4.15).

Considerando que os pólos de um sistema de segunda ordem possam ser escritos como $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ e comparando com os pólos de (4.31) tem-se:

$$\frac{D_1}{D_3} = \omega_{\text{res}}^2 = \omega_n^2 \quad (4.32)$$

$$\frac{D_2}{D_3} = C R_d \omega_{\text{res}}^2 = 2\zeta\omega_n = 2\zeta\omega_{\text{res}} \quad (4.33)$$

Dessa forma o resistor de amortecimento é dado por (4.34):

$$R_d = \frac{2\zeta}{C \omega_{\text{res}}} \quad (4.34)$$

Para um amortecimento de 0,707 e utilizando o valor do capacitor e frequência de ressonância mencionados anteriormente, o resistor de amortecimento é dado por (4.35):

$$R_d = 6,5415\Omega \quad (4.35)$$

A resposta em frequência do filtro LCL com resistor de amortecimento é mostrada na Figura 4.15. Note que a inclusão do resistor eliminou a ressonância (-23,2dB em 720Hz) e manteve uma atenuação grande em torno da frequência de chaveamento (-42,9dB em 2,46kHz).

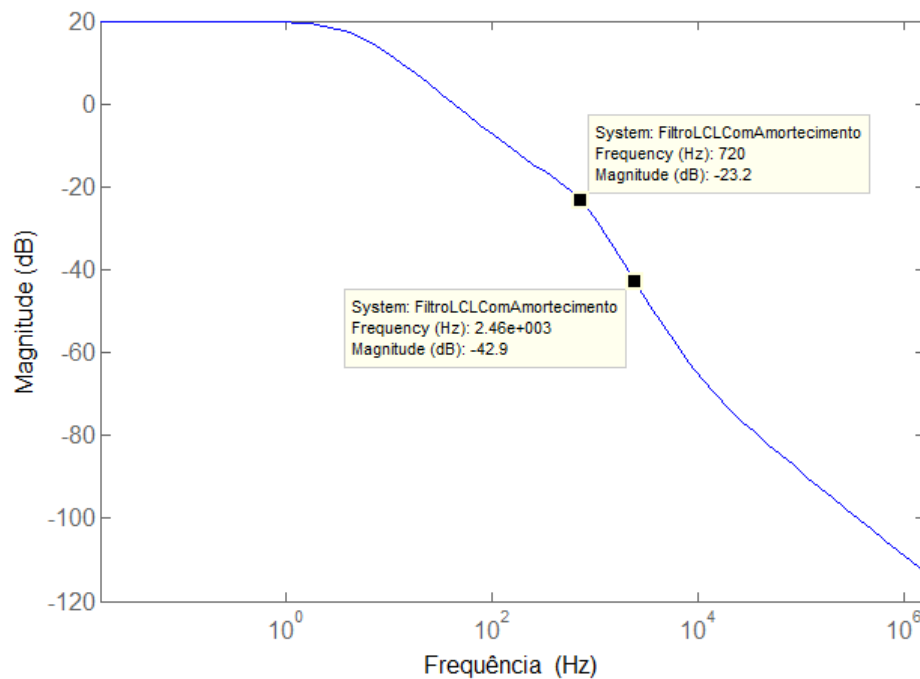


Figura 4.15 Resposta em frequência do filtro LCL com amortecimento.

Nesta seção foram mostradas as características gerais dos filtros LCL convencional e sintonizado, respectivamente. Posteriormente foram mostradas as características específicas de cada elemento do filtro LCL sintonizado ($R_1, L_1, R_2, L_2, C, L_3$ e R_d) bem como seu projeto. Cabe ainda ressaltar que além do tamanho e preço dos componentes (capacitor e indutores), do fator de qualidade e das características individuais de cada elemento deve-se levar em consideração as perdas na frequência fundamental. Ao se inserir um resistor de amortecimento real haverá uma perda de potência ativa indesejável nesse elemento. Por isso, a utilização de um resistor de amortecimento virtual, emulado no controle, se faz necessária. Tal assunto será abordado na seção a seguir.

4.4 Resistor Virtual

Para o desenvolvimento do resistor virtual¹⁰, deve-se considerar o circuito mostrado na Figura 4.16, cujo diagrama em blocos está mostrado na Figura 4.17a.

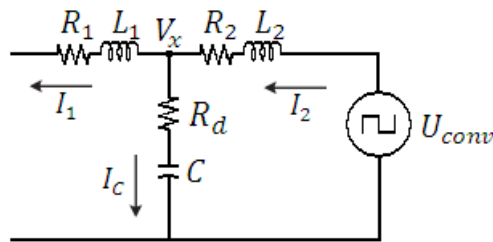


Figura 4.16 Circuito utilizado como referência para desenvolvimento do resistor virtual.

Ao se retirar o resistor de amortecimento físico mostrado na Figura 4.16 deve-se inserir um resistor virtual na malha de controle (Figura 4.17b). Ou seja, multiplicando-se a tensão V_x pelo fator sCR_d , e subtraindo-se esse valor da tensão de referência a ser sintetizada pelo conversor (U_{conv}), seja em coordenadas abc, $\alpha\beta$ ou dq, o circuito da Figura 4.17b terá o mesmo comportamento que o circuito apresentado na Figura 4.17a.

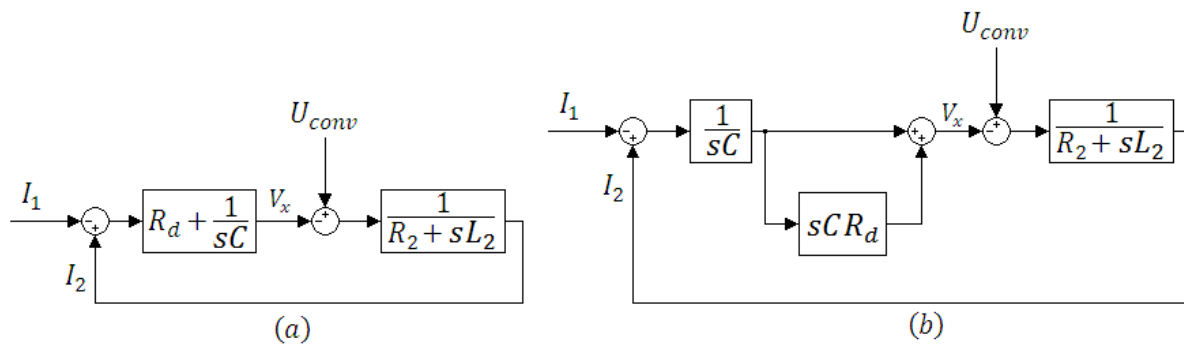


Figura 4.17 Diagrama em blocos do filtro LCL com resistor passivo (a) e resistor virtual (b).

Deve-se notar que a utilização do resistor virtual demanda um sensor de tensão extra para cada fase do sistema a fim de monitorar a tensão no capacitor. Esta, por sua vez, deve ser derivada e posteriormente multiplicada pelo fator CR_d . Como o processo de derivação digital é complicado, poderia-se utilizar um sensor de corrente do capacitor e multiplicá-la

¹⁰ O projeto do resistor virtual foi adaptado de [67].

diretamente pelo fator R_d . Entretanto, seria necessário também um filtro passa-baixas, caso contrário, o sinal a ser multiplicado por R_d apresentaria uma componente de alta frequência, proveniente da corrente de saída do retificador, e a técnica do resistor virtual não iria funcionar. Nas simulações realizadas neste trabalho, os melhores resultados foram obtidos através da leitura da tensão no capacitor e não da corrente.

O projeto do resistor virtual consiste, portanto, em multiplicar a parcela sCR_d pela tensão do capacitor e subtrair o sinal resultante da tensão de referência a ser sintetizada pelo modulador (Figura 4.18a). Ou ainda, multiplicar a corrente que passa no ramo anti-ressonante pelo fator R_d e subtrair o sinal resultante da tensão de referência a ser sintetizada pelo modulador (Figura 4.18b).

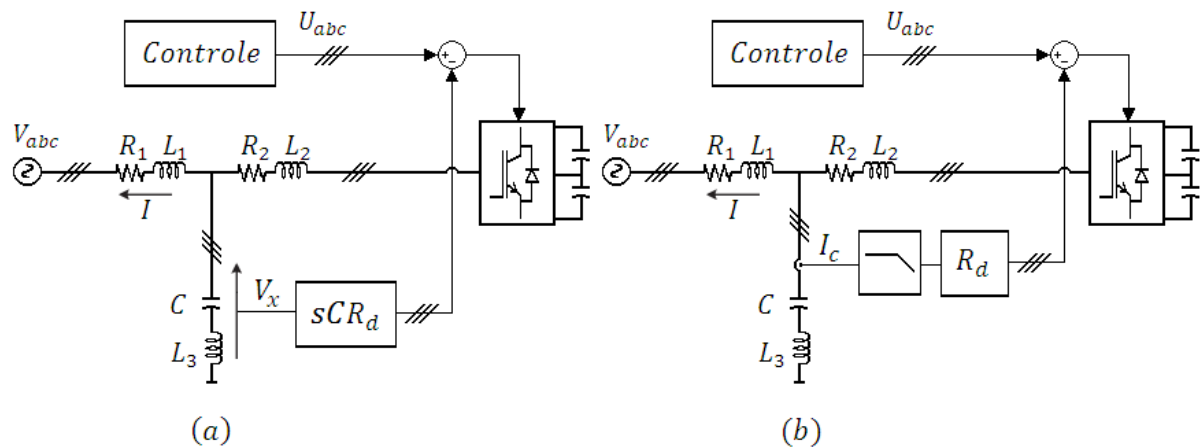


Figura 4.18 Implementação do resistor virtual a partir da tensão V_x (a) e a partir da corrente I_c (b).

Antes de passar para o capítulo seguinte cabe ressaltar que todas as simulações com baixa frequência de chaveamento (2220Hz) foram realizadas utilizando a técnica de resistor virtual aqui apresentada considerando-se a leitura da tensão V_x .

4.5 Valores dos elementos passivos

Os valores dos componentes calculados ao longo do capítulo serão mostrados, de forma sucinta, na presente seção. Como serão apresentados os valores absolutos e em p.u. primeiramente deve-se definir as grandezas base. Para uma rede de 4160V e uma carga de 1000Hp temos:

$$V_{\text{base}} = 4160\text{V} \quad (4.36)$$

$$P_{\text{base}} = 745.700\text{VA} \quad (4.37)$$

$$I_{\text{base}} = \frac{P_{\text{base}}}{\sqrt{3}V_{\text{base}}} = 103,5\text{A} \quad (4.38)$$

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_{\text{base}}^2}{P_{\text{base}}} = 23,21\Omega \quad (4.39)$$

$$C_{\text{base}} = \frac{1}{\omega Z_{\text{base}}} = 114,29\mu\text{F} \quad (4.40)$$

$$L_{\text{base}} = \frac{Z_{\text{base}}}{\omega} = 61,57\text{mH} \quad (4.41)$$

O capacitor do barramento CC calculado foi de 2mF ou 17,5 p.u..

Para frequência de chaveamento de 7680Hz será utilizado um filtro L cujos valores dos componentes calculados são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 Valores dos componentes do filtro L.

Valores absolutos	
$R_f (\Omega)$	$L_f (\text{mH})$
0,05	1,5
Valores em p.u.	
$R_f (\text{p.u.})$	$L_f (\text{p.u.})$
0,0022	0,025

Para frequência de 2220Hz a utilização do filtro LCL faz-se necessária. Os valores dos componentes calculados são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 Valores dos componentes do filtro LCL.

Valores absolutos				
$R_1=R_2 (\Omega)$	$L_1= L_2 (\text{mH})$	$C (\mu\text{F})$	$L_3 (\mu\text{H})$	$R_d (\Omega)$
0,05	1,87	47,78	87,6	6,5415
Valores em p.u.				
$R_1=R_2 (\text{p.u.})$	$L_1= L_2 (\text{p.u.})$	$C (\text{p.u.})$	$L_3 (\text{p.u.})$	$R_d (\text{p.u.})$
0,0022	0,03	0,42	0,0014	0,28

4.6 Conclusão do Capítulo

Este capítulo destacou a necessidade em se utilizar filtros LCL quando o sistema opera com baixa frequência de chaveamento, uma vez que se fosse utilizado somente um filtro L este deveria ser grande o que, além de caro e pesado, provocaria uma queda de tensão em 60Hz significativa. Foi mostrado que para se atenuar o ripple devido à frequência de chaveamento, a utilização de um ramo ressonante se faz necessária e diz-se então que o filtro é LCL sintonizado. Por fim, conseguiu-se eliminar a ressonância inerente aos filtros LCL com a utilização de um resistor de amortecimento.

De uma forma geral o filtro LCL pode ser projetado em quatro passos, a saber: 1. Projeto dos indutores L1 e L2 a partir de (4.17); 2. Projeto do capacitor C a partir de (4.23); 3. Projeto do indutor L3 a partir de (4.24); 4. Projeto do resistor de amortecimento a partir de (4.34).

Como as equações levam em consideração a tensão na rede, tensão no barramento CC, frequência de chaveamento e tamanho da carga, o procedimento citado acima é genérico e dessa forma torna-se válido para diferentes potências e frequências de chaveamento.

Capítulo 5

Análise e Simulação dos Métodos de Controle

O presente capítulo tem por objetivo aprofundar a análise das técnicas de controle escolhidas na seção 2.2. Para tanto foram feitas simulações com frequências de chaveamento de 7680Hz e 2220Hz. A primeira foi escolhida para verificar que as técnicas de controle foram implementadas corretamente, haja visto que a alta frequência de chaveamento facilita o controle e reduz a distorção na corrente. Os 2220Hz foram a menor frequência de chaveamento conseguida para o sistema em questão e, conforme dito anteriormente, frequências baixas são necessárias na prática para reduzir perdas.

Em todas as simulações considerou-se uma rede cuja tensão é de 4160V, indutância de 0,3mH (0,0049 p.u.) e resistência de 0,05Ω (0,0022 p.u.). A tensão no barramento é de 6800V¹¹ e a carga utilizada foi de 1000Hp (745.700W). A razão de curto circuito, considerando-se um fator de potência unitário, é de 187 conforme (5.1).

$$\frac{I_{SC}}{I_L} = \frac{\left(\frac{V_{frms}}{Z_g}\right)}{\left(\frac{P}{\sqrt{3} V_{ffrms}}\right)} = \frac{\left(\frac{2402}{\sqrt{0,05^2 + 0,113^2}}\right)}{\left(\frac{745700}{\sqrt{3} * 4160}\right)} = \frac{19439}{104} = 187 \quad (5.1)$$

Utilizando-se a razão de curto circuito e as informações da Tabela 3.1, ficam definidos os limites, individuais e total, para distorção de corrente. Embora a quarta linha da tabela possa ser utilizada, optou-se neste trabalho por atender aos requisitos apresentados na

¹¹ Ver análise realizada na seção 4.1.

primeira linha, a qual limita a THD máxima de corrente em 5%, pois dessa forma os critérios de classificação dos controladores torna-se mais restrigente e, nos casos em que se tem equipamentos geradores, os níveis de distorção ficam limitados à primeira linha, independente da razão I_{sc}/I_L .

A fim de justificar a utilização dos retificadores ativos e das técnicas apresentadas neste capítulo, foi feita uma análise no Apêndice A contemplando os problemas inerentes aos retificadores a diodo, mencionados no capítulo 1.

5.1 Retificador com Controle VOC

A técnica VOC [55] consiste em orientar o vetor de corrente com o vetor de tensão através da transformação de coordenadas 'abc' em coordenadas 'dq'¹². Para isso são necessárias duas transformações, uma de Clark e outra de Park¹³. Na transformação de Clark o sistema trifásico é convertido em um sistema de dois vetores ($\alpha\beta$) ortogonais e estacionários. Na transformação de Park os vetores $\alpha\beta$ são convertidos para um conjunto de dois vetores ortogonais (dq)¹⁴ que giram em sincronismo com a frequência da rede. [38]

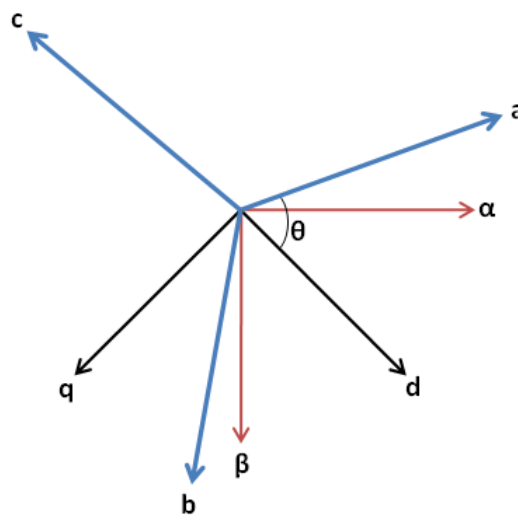


Figura 5.1 Sistema de coordenadas (abc, $\alpha\beta$, dq).

¹² Considerou-se neste trabalho um sistema equilibrado, dessa forma as componentes de seqüência zero são nulas.

¹³ As transformações de Clark e Park encontram-se no Anexo B.

¹⁴ Adotou-se neste trabalho a componente do eixo 'd' responsável pela parcela reativa da corrente e a componente do eixo 'q' responsável pela parcela ativa.

Na Figura 5.1 pode-se observar a relação entre os vetores de coordenadas 'abc', 'αβ' e 'dq'. O modelo utilizado para se fazer as deduções de transformação de coordenadas está mostrado na Figura 5.2, seguido de sua análise matemática.

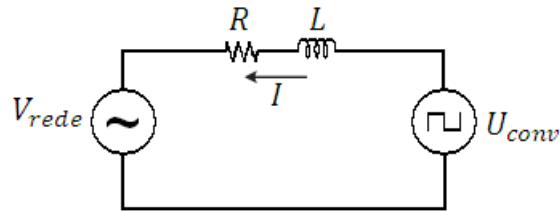


Figura 5.2 Modelo reduzido do retificador.

$$U_{abc} = V_{abc} + L \frac{dI_{abc}}{dt} + R I_{abc} \quad (5.2)$$

Utilizando-se a transformada inversa de Clark:

$$[C^{-1}] U_{\alpha\beta} = [C^{-1}] V_{\alpha\beta} + L \frac{d[C^{-1}] I_{\alpha\beta}}{dt} + R [C^{-1}] I_{\alpha\beta} \quad (5.3)$$

Como a matriz $[C^{-1}]$ é constante ela pode ser retirada da derivada acima, o que resulta em:

$$[C^{-1}] U_{\alpha\beta} = [C^{-1}] V_{\alpha\beta} + L [C^{-1}] \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R [C^{-1}] I_{\alpha\beta} \quad (5.4)$$

Multiplicando-se ambos os lados por $[C]$:

$$[C][C^{-1}] U_{\alpha\beta} = [C][C^{-1}] V_{\alpha\beta} + L [C][C^{-1}] \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R [C][C^{-1}] I_{\alpha\beta} \quad (5.5)$$

O que resulta em:

$$U_{\alpha\beta} = V_{\alpha\beta} + L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R I_{\alpha\beta} \quad (5.6)$$

Utilizando-se a transformada inversa de Park:

$$[P^{-1}] U_{dq} = [P^{-1}] V_{dq} + L \frac{d[P^{-1}] I_{dq}}{dt} + R [P^{-1}] I_{dq} \quad (5.7)$$

Como $[P^{-1}]$ depende do tempo, a derivada em (5.7) pode ser desmembrada em:

$$[P^{-1}] U_{dq} = [P^{-1}]V_{dq} + L [P^{-1}] \frac{dI_{dq}}{dt} + L \frac{d[P^{-1}]}{dt} I_{dq} + R [P^{-1}] I_{dq} \quad (5.8)$$

Multiplicando-se ambos os lados por $[P]$:

$$[P][P^{-1}] U_{dq} = [P][P^{-1}]V_{dq} + L [P][P^{-1}] \frac{dI_{dq}}{dt} + L [P] \frac{d[P^{-1}]}{dt} I_{dq} + R [P][P^{-1}] I_{dq} \quad (5.9)$$

O que resulta em¹⁵:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} + L \begin{pmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{pmatrix} + L \omega \begin{pmatrix} -I_q \\ I_d \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

No domínio de Laplace temos:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} + L \begin{pmatrix} j\omega I_d \\ j\omega I_q \end{pmatrix} + L \omega \begin{pmatrix} -I_q \\ I_d \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (R + j\omega L)I_d \\ (R + j\omega L)I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\omega L I_q \\ \omega L I_d \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

Separando-se as correntes de eixo direto ('d') e em quadratura ('q') temos:

$$I_d = \frac{U_d - V_d + \omega L I_q}{R + j\omega L} \quad (5.13)$$

$$I_q = \frac{U_q - V_q - \omega L I_d}{R + j\omega L} \quad (5.14)$$

Em (5.13) e (5.14) é fácil perceber que i_d depende de i_q e da mesma forma i_q depende de i_d , diz-se então que o sistema encontra-se acoplado. Se para a corrente do eixo 'd' os sinais $(-\omega L I_q + V_d)$ forem realimentados, e para a corrente de eixo 'q' os sinais

¹⁵ Ver Anexo B.

($+\omega LI_d e + V_q$) forem realimentados, o sistema ficará desacoplado (Figura 5.3) e sua função de transferência será dada por:

$$G_d(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{R + j\omega L} \quad (5.15)$$

$$G_q(s) = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{R + j\omega L} \quad (5.16)$$

A função de transferência da malha de corrente é igual a $\frac{1}{R+j\omega L}$ tanto para o eixo direto quanto em quadratura. Dessa forma, o ganho dos controladores PI da malha de corrente (Figura 5.3) pode ser igual para os dois eixos.

A obtenção da função de transferência para a malha de tensão pode ser obtida através de (5.17), que relaciona a corrente do capacitor com a variação da tensão no barramento.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (5.17)$$

Utilizando a transformada de Laplace a função de transferência será dada por:

$$G_{V_c}(s) = \frac{V_c}{i_c} = sC \quad (5.18)$$

A Figura 5.3 mostra as malhas de controle de corrente dos eixos 'd' e 'q' (malha interna), com desacoplamento, e a malha de controle de tensão do barramento (malha externa). A referência zero no eixo 'd' é necessária para anular a parcela reativa. Para o eixo 'q' a referência de corrente é proveniente da saída do controlador PI da malha de tensão, o que garante o fornecimento da potência ativa para a carga bem como a manutenção da tensão no barramento CC. A relação entre as potências, ativa e reativa, em função das componentes de corrente e tensão dos eixos 'd' e 'q' é mostrada em (5.19) e (5.20).

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (5.19)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_q I_d - V_d I_q) \quad (5.20)$$

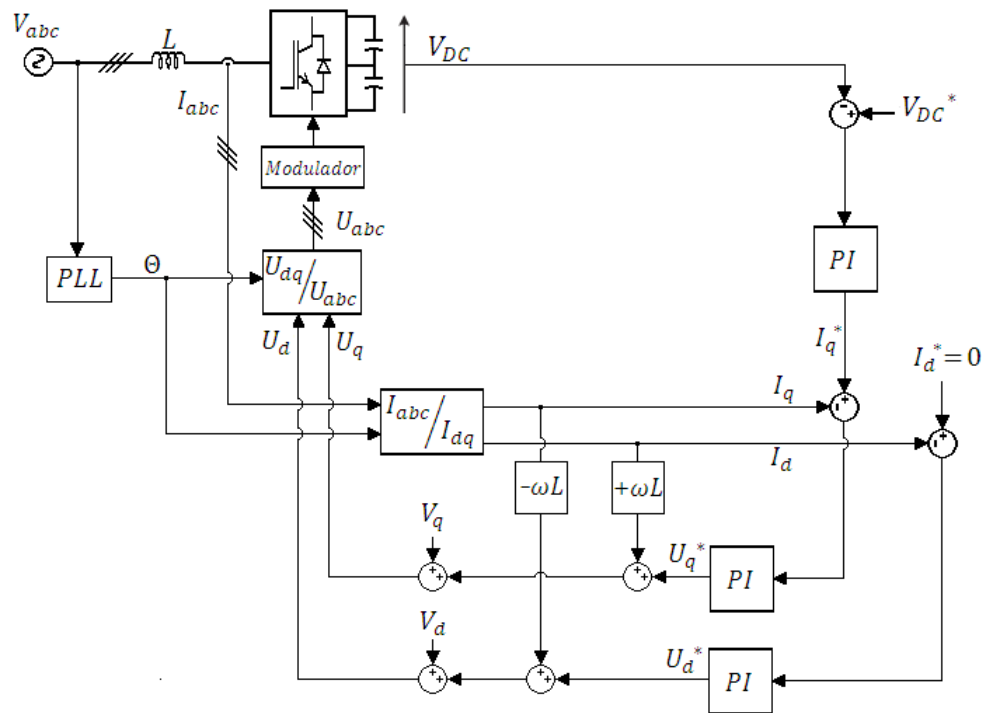


Figura 5.3 Diagrama em blocos da malha de controle para o método VOC.

5.1.1 Resultados obtidos com a técnica VOC

Frequência de chaveamento de 7680Hz e Filtro L

O melhor resultado para a técnica VOC com frequência de chaveamento de 7680Hz foi obtido considerando-se os valores apresentados na Tabela 5.1:

Tabela 5.1 Parâmetros utilizados para a técnica VOC com fch=7680Hz.

R _f (Ω)	L _f (mH)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_I	Ki_I	F _{sample} (Hz)
0,05	1,7	0,6	100	20	80	15.360

A indutância do filtro (L_f) foi obtida a partir da referência de 1,5mH apresentada em (4.7). Além disso, a escolha foi feita de modo a respeitar a relação $(1\% < \frac{L_g}{L_T} < 20\%)$; L_T = L_g + L_f) apresentada em [48].

Para obter os ganhos dos controladores, primeiro ajustou-se, de forma experimental, a malha interna de corrente e em seguida a de tensão, também de forma experimental, conforme será explicado a seguir.

Partindo do princípio que a frequência de amostragem utilizada é o dobro da frequência de chaveamento a banda passante da malha de corrente deve ser, no máximo, metade dessa frequência, ou 7680Hz, a fim de se respeitar o critério de Nyquist. Quanto maior a banda passante mais rápido o sistema irá responder, porém menos ruído será rejeitado. O projeto do controlador consistiu em reduzir o ganho proporcional da malha de corrente, reduzindo assim a banda passante. Por outro lado se K_{p_I} fosse muito baixo o ganho integral deveria aumentar para tornar a resposta do sistema mais rápida. Entretanto, altos valores de K_{i_I} poderiam levar o sistema à instabilidade. Assim, uma relação de compromisso foi obtida com os valores $K_{p_I} = 20$ e $K_{i_I} = 80$.

Para tais valores a margem de fase do sistema é de $67,6^\circ$ conforme mostrado na Figura 5.4.

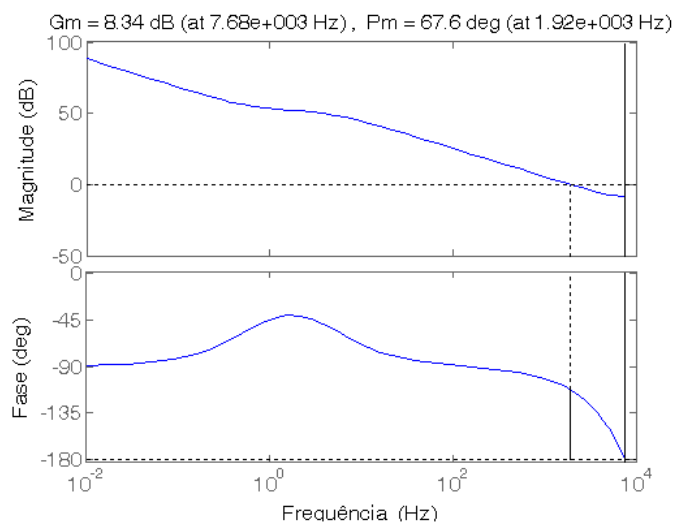


Figura 5.4 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=7680$ Hz.

Fechando a malha de corrente para $K_{p_I}=20$ e $K_{i_I}=80$ percebe-se que o sistema encontra-se estável (Figura 5.5a) haja visto que os pólos encontram-se dentro do círculo de raio unitário e a banda passante foi de 4450Hz (Figura 5.5b), quase metade da frequência de chaveamento.

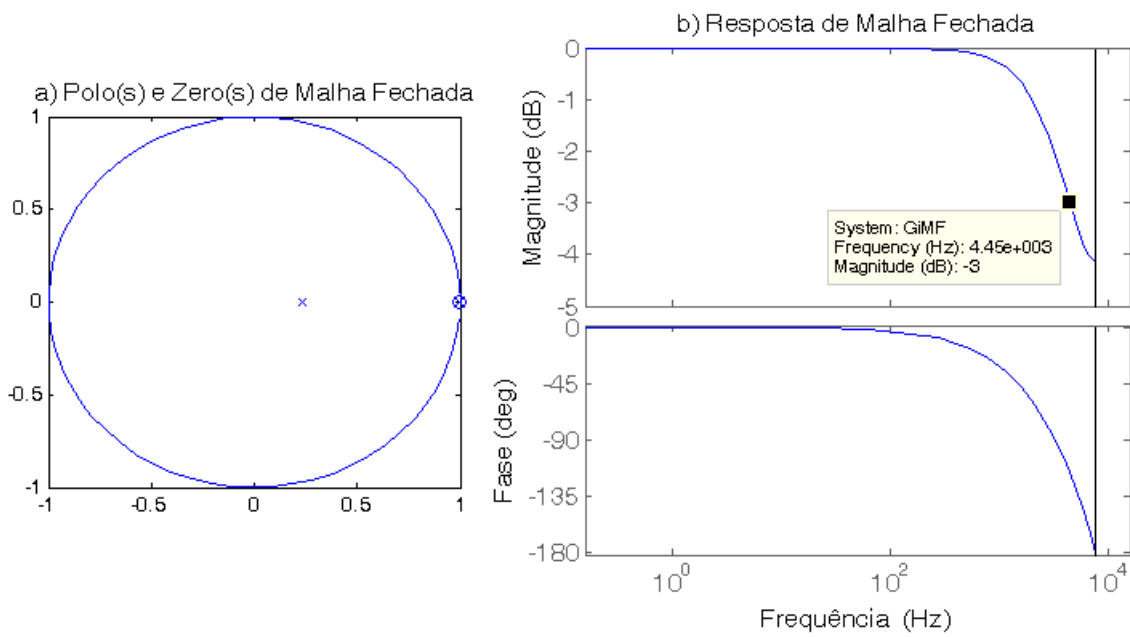


Figura 5.5 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica VOC com fch=7680Hz.

Posteriormente, considerou-se que seria desejável que a banda passante da malha de tensão fosse, no mínimo, 10 vezes menor que a banda passante da malha de corrente, de forma que a dinâmica da malha interna de corrente não interferisse na malha externa de tensão. Considerando-se um ganho $K_p_Vdc=0,6$ e $K_i_Vdc=100$ obteve-se uma margem de fase de $70,7^\circ$, sistema estável e banda passante de 128Hz conforme pode ser observado na Figura 5.6 e Figura 5.7.

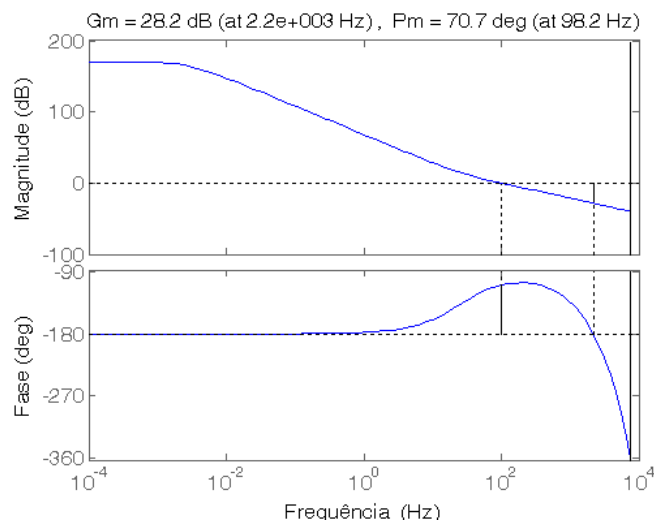


Figura 5.6 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica VOC com fch=7680Hz

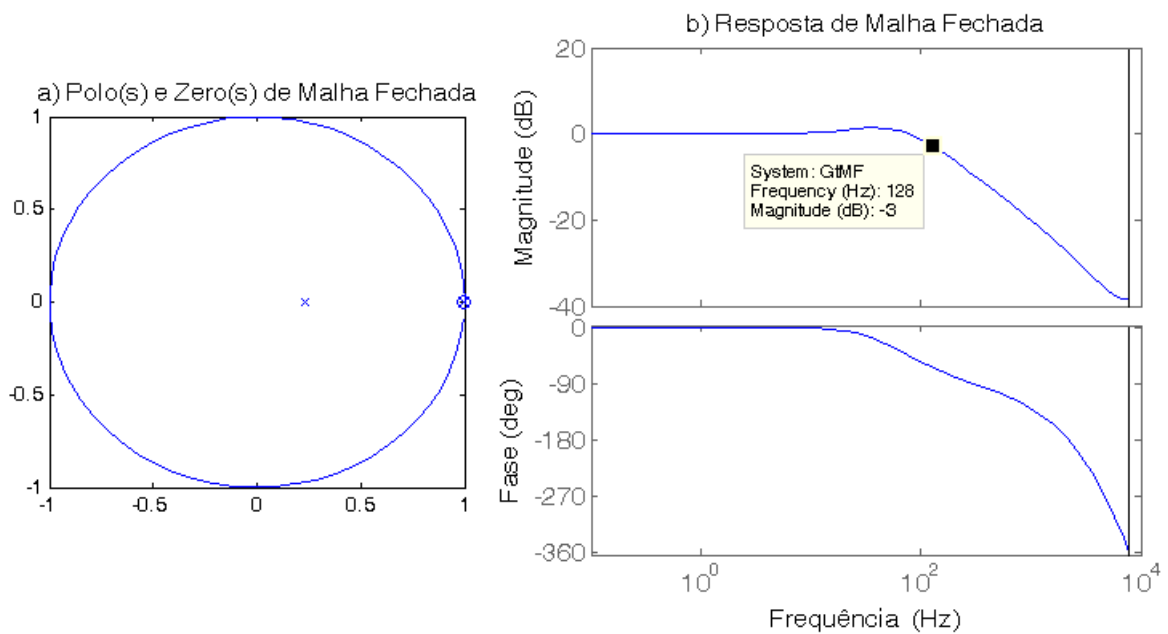


Figura 5.7 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

A resposta dinâmica do sistema foi avaliada com um degrau de carga de 50% (de 500 para 1000Hp) em $t=1,33$ segundos e os resultados são mostrados na Figura 5.8. Percebe-se que o tempo de resposta da malha de tensão é inferior a 25ms e a variação de tensão no barramento CC, devido ao distúrbio na carga, foi de aproximadamente 2%. Com os controladores da malha de corrente bem ajustados, as correntes de eixo direto e em quadratura seguiram a referência corretamente, apresentando uma resposta bastante amortecida.

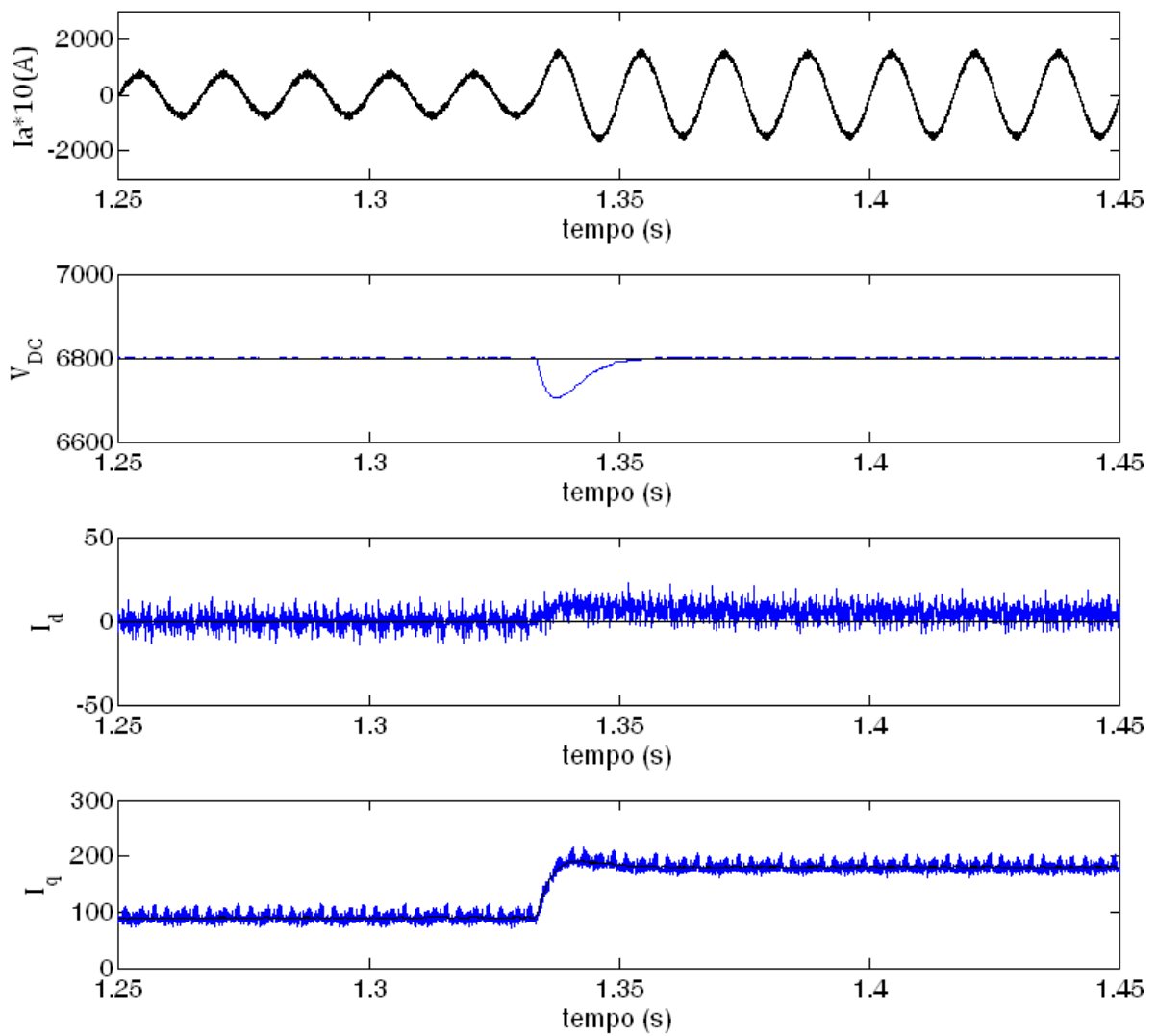


Figura 5.8 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33s$ para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$.

A tensão e a corrente na rede obtidas com a técnica VOC, frequência de chaveamento igual a 7680Hz, regime permanente e carga de 1000Hp são mostradas na Figura 5.9. Percebe-se que as formas de onda encontram-se em fase, o que caracteriza um fator de deslocamento unitário.

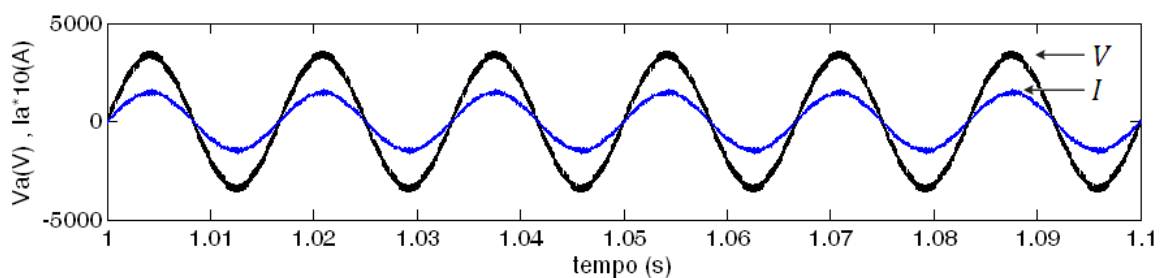


Figura 5.9 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VOC com $f_{ch}=7680Hz$.

O conteúdo harmônico contido na tensão e corrente de fase, considerando-se os 50 primeiros harmônicos, está mostrado na Figura 5.10. Note que a tensão praticamente não apresenta distorção e a corrente apresenta uma THD de apenas 1,77%.

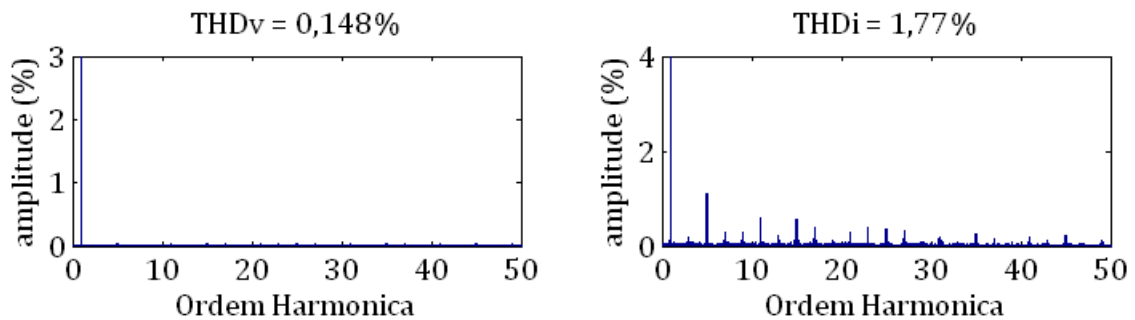


Figura 5.10 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VOC com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

Além da THD total de corrente ter sido menor que 5%, que é o limite da norma, os níveis de inter-harmônicos de corrente também se apresentaram baixos, menos de 0,2%, bem como os de tensão, que são desprezíveis, conforme pode ser observado na Figura 5.11. Ressalta-se ainda (Figura 5.12) que todos os harmônicos ficaram abaixo dos limites individuais estipulados pela IEEE519-1992.

Com os resultados satisfatórios aqui apresentados conclui-se que a técnica VOC foi corretamente implementada e dessa forma sua análise em baixas frequências pôde ser realizada.

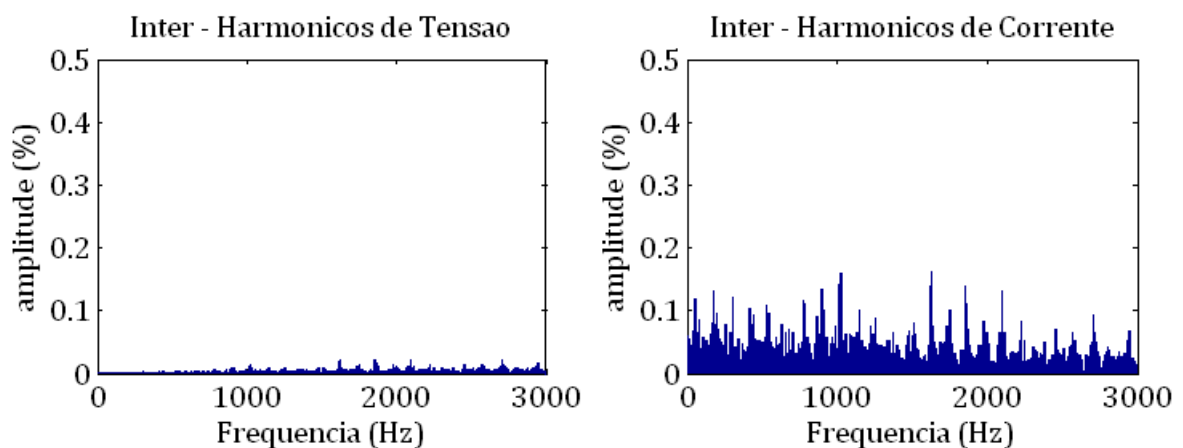


Figura 5.11 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

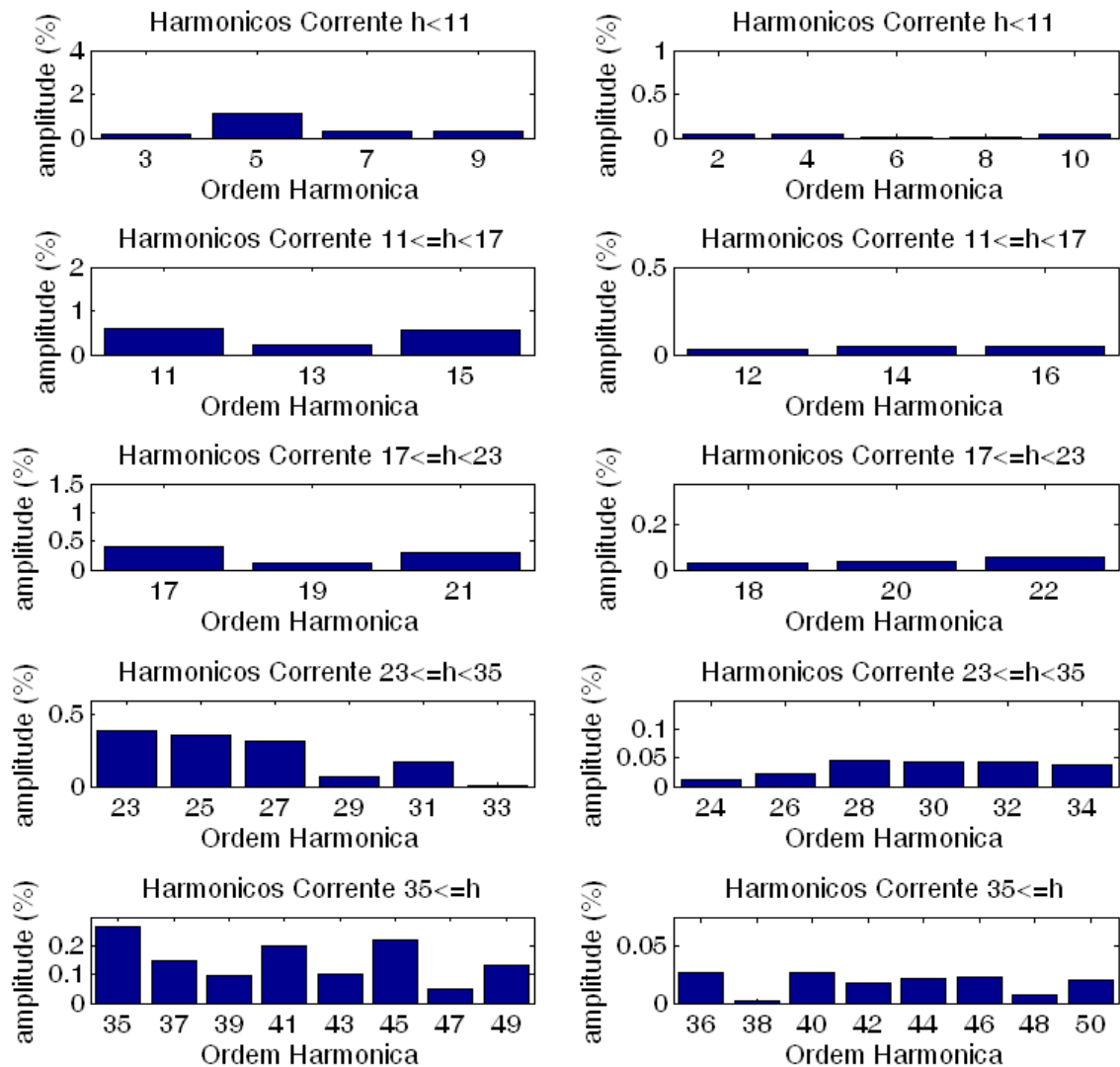


Figura 5.12 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VOC com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

Frequência de chaveamento de 2220Hz e Filtro LCL

Na técnica VOC com alta frequência de chaveamento um filtro do tipo L foi suficiente para realizar o controle e atender aos requisitos de distorção da tensão e corrente. Ao reduzir a frequência, a utilização do filtro LCL sintonizado se fez necessária uma vez que o ruído proveniente do chaveamento do conversor encontra-se em harmônicos de baixa ordem. A Tabela 5.2 resume os valores utilizados com a técnica VOC e $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

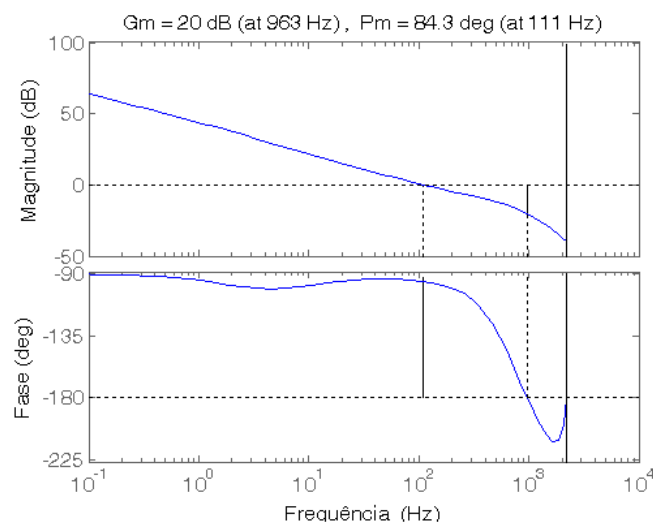
Tabela 5.2 Parâmetros utilizados para a técnica VOC com $f_{ch} = 2220\text{Hz}$.

$R_1=R_2$ (Ω)	L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μF)	L_3 (μH)	R_d (Ω)	K_p_Vdc	K_i_Vdc	K_p_I	K_i_I	F_{sample} (Hz)
0,05	1,8	2,6	47,78	87,6	6,54	0,2	2	3	100	4440

Os indutores L_1 e L_2 foram ajustados a partir dos 1,87mH, apresentado em (4.20). A indutância L_2 deve ser maior para filtrar a corrente com grande distorção na saída do conversor, posteriormente, com a corrente pré-filtrada por L_2 e pelo ramo anti-ressonante, deve-se inserir um indutor de menor indutância, no caso L_1 , para reduzir ainda mais a distorção na corrente da rede. Por isso, L_2 apresentar-se-á maior que L_1 para as três técnicas de controle com $f_{ch}=2220\text{Hz}$ avaliadas neste trabalho.

Os valores dos componentes do ramo ressonante (C , L_3 e R_d) foram apresentados nas equações (4.27), (4.28) e (4.35), respectivamente.

O ganhos dos controladores foram obtidos seguindo a mesma análise feita com a técnica VOC em 7680Hz. Para as malhas de corrente e tensão a margem de fase foi de $84,3^\circ$ e $69,5^\circ$ como pode ser observado na Figura 5.13 e na Figura 5.15, respectivamente. A malha de corrente apresentou-se estável e com banda passante de 123 Hz (Figura 5.14) e a malha de tensão, também estável, apresentou uma banda passante de 46,8Hz (Figura 5.16), sendo mais lenta que a de corrente em 2,5 vezes.

Figura 5.13 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica VOC com $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

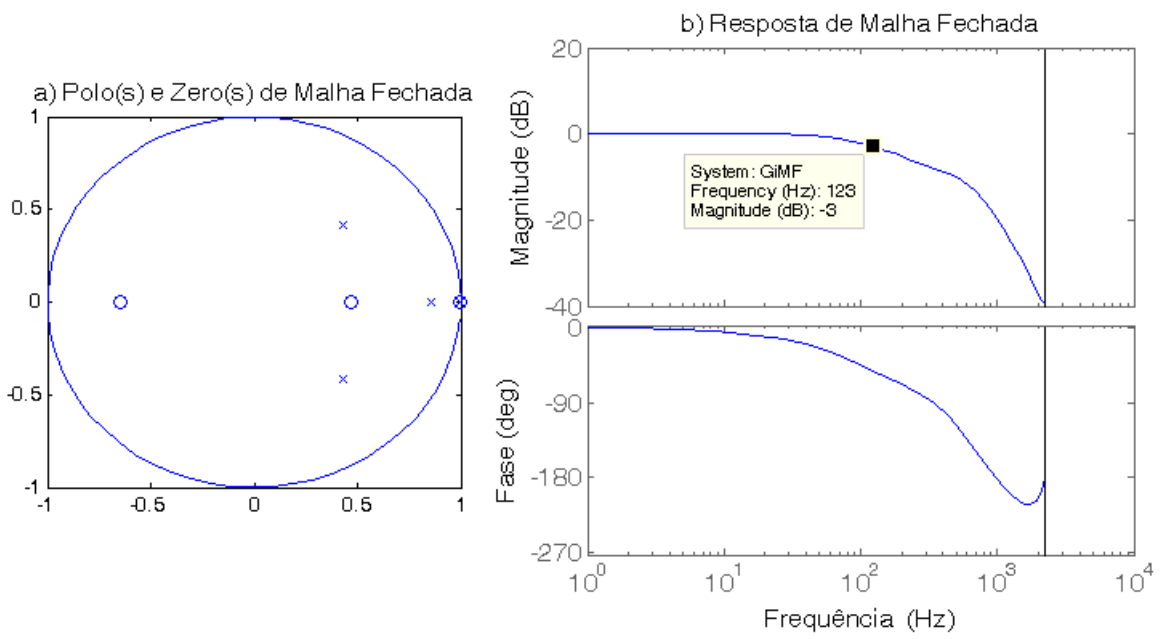


Figura 5.14 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica VOC com fch=2220Hz.

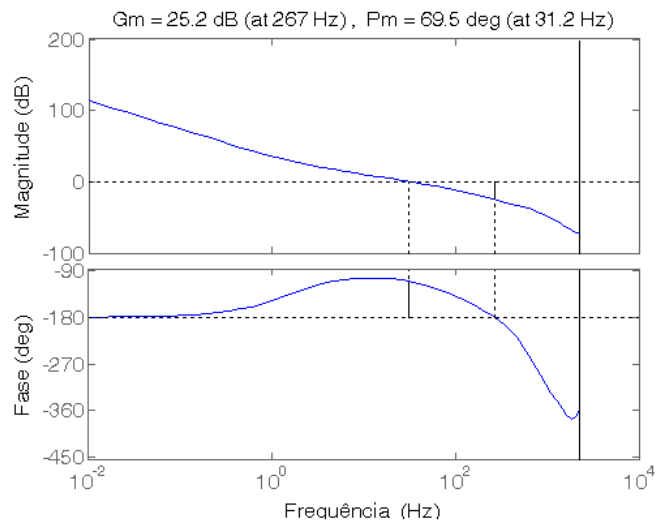


Figura 5.15 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica VOC com fch=2220Hz.

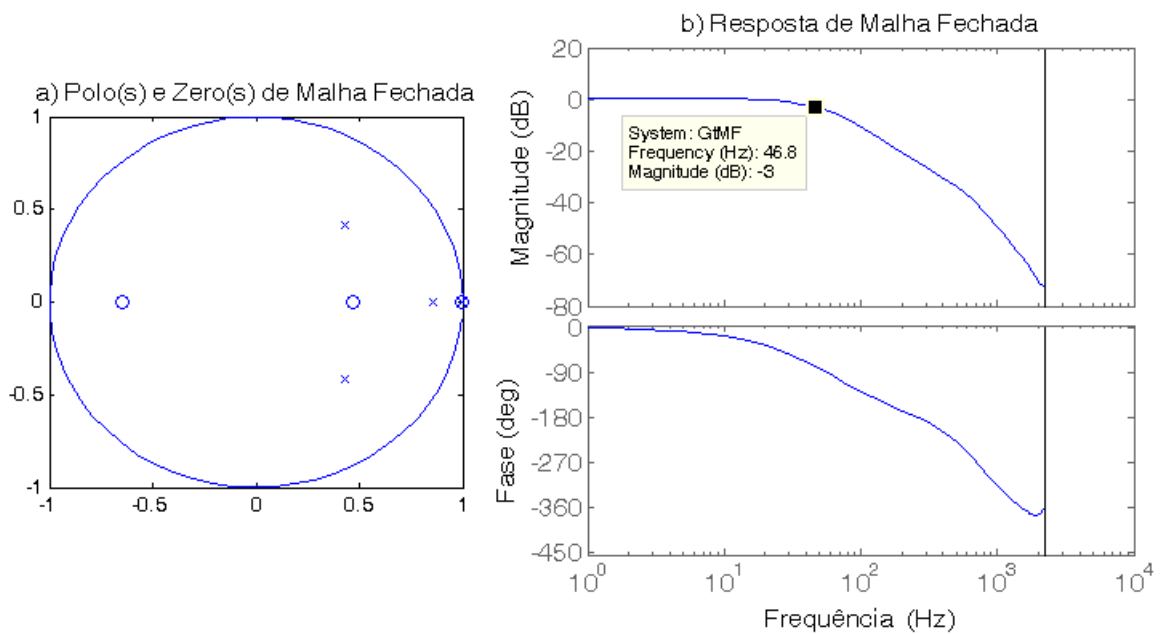


Figura 5.16 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica VOC com $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

Novamente a resposta dinâmica do sistema foi avaliada com um degrau de carga de 50% em $t=1,33$ segundos e os resultados estão mostrados na Figura 5.17. Neste caso a resposta da malha de tensão passou de aproximadamente 25ms com $f_{ch}=7680\text{Hz}$ (Figura 5.8) para 500ms com $f_{ch}=2220\text{Hz}$. Isso ocorre pois a banda passante foi reduzida de 128Hz (Figura 5.7) para 46,8Hz (Figura 5.16). Como a banda passante da malha de corrente também foi reduzida, de 4450Hz (Figura 5.5) para 123Hz (Figura 5.14), a resposta do controlador tornou-se mais lenta, de forma que é perceptível o distúrbio causado nas correntes de eixo direto e em quadratura, devido o degrau de carga.

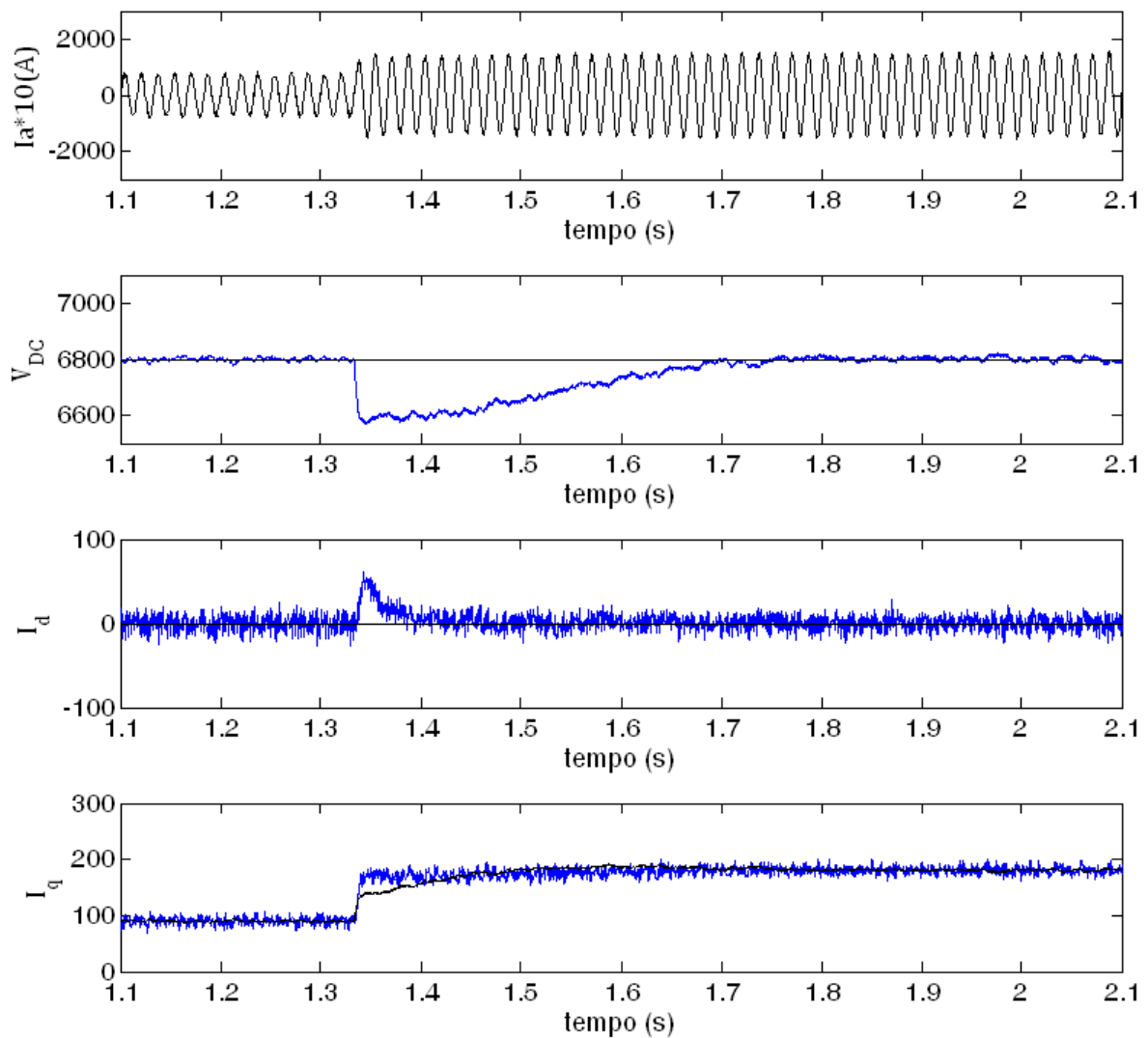


Figura 5.17 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33$ s para a técnica VOC com $f_{ch}=2220$ Hz.

Os resultados de simulação em regime permanente com frequência de chaveamento igual a 2220Hz e carga de 1000Hp são mostrados a seguir. Observa-se na Figura 5.18 que a tensão está em fase com a corrente, a qual apresenta uma distorção total de 2,91% (Figura 5.19). Alguns inter-harmônicos encontram-se acima dos 0,5% (Figura 5.20) e todos os harmônicos individuais estão dentro do limite (Figura 5.21).

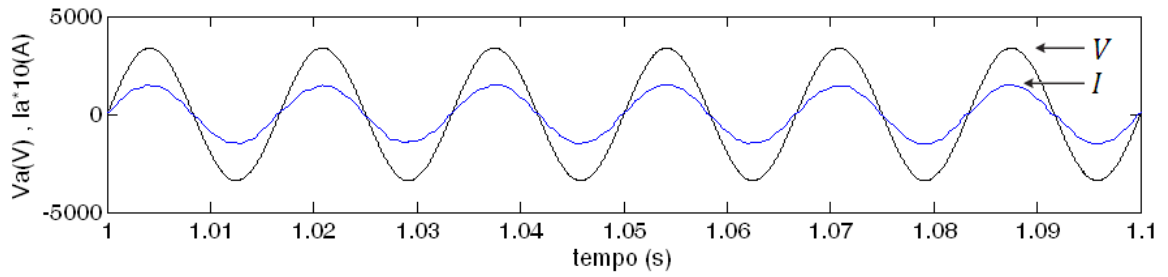


Figura 5.18 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VOC com fch=2220Hz.

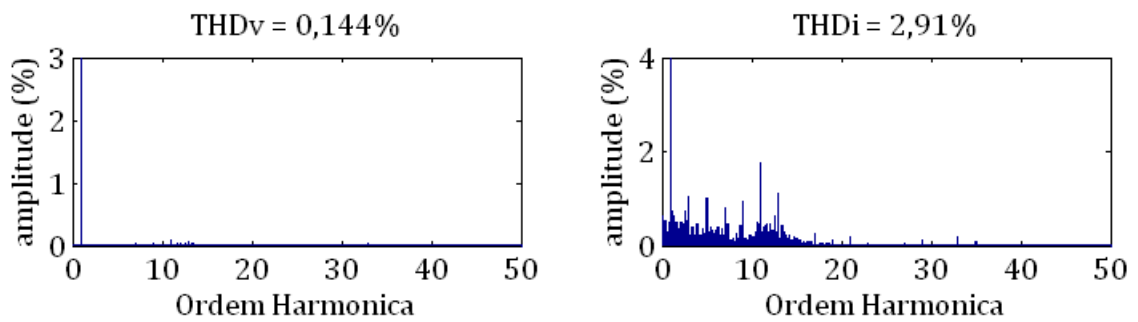


Figura 5.19 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VOC com fch=2220Hz.

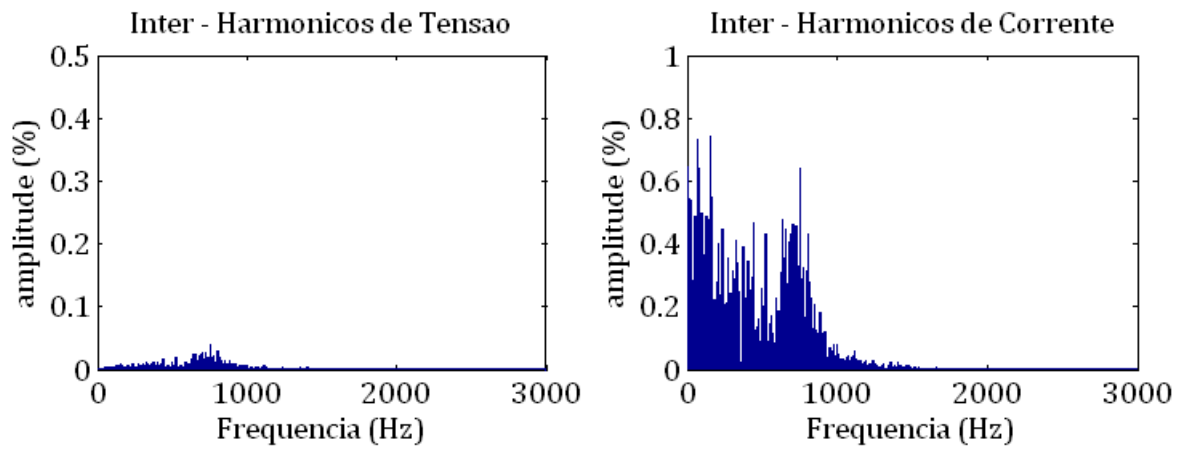


Figura 5.20 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VOC com fch=2220Hz.

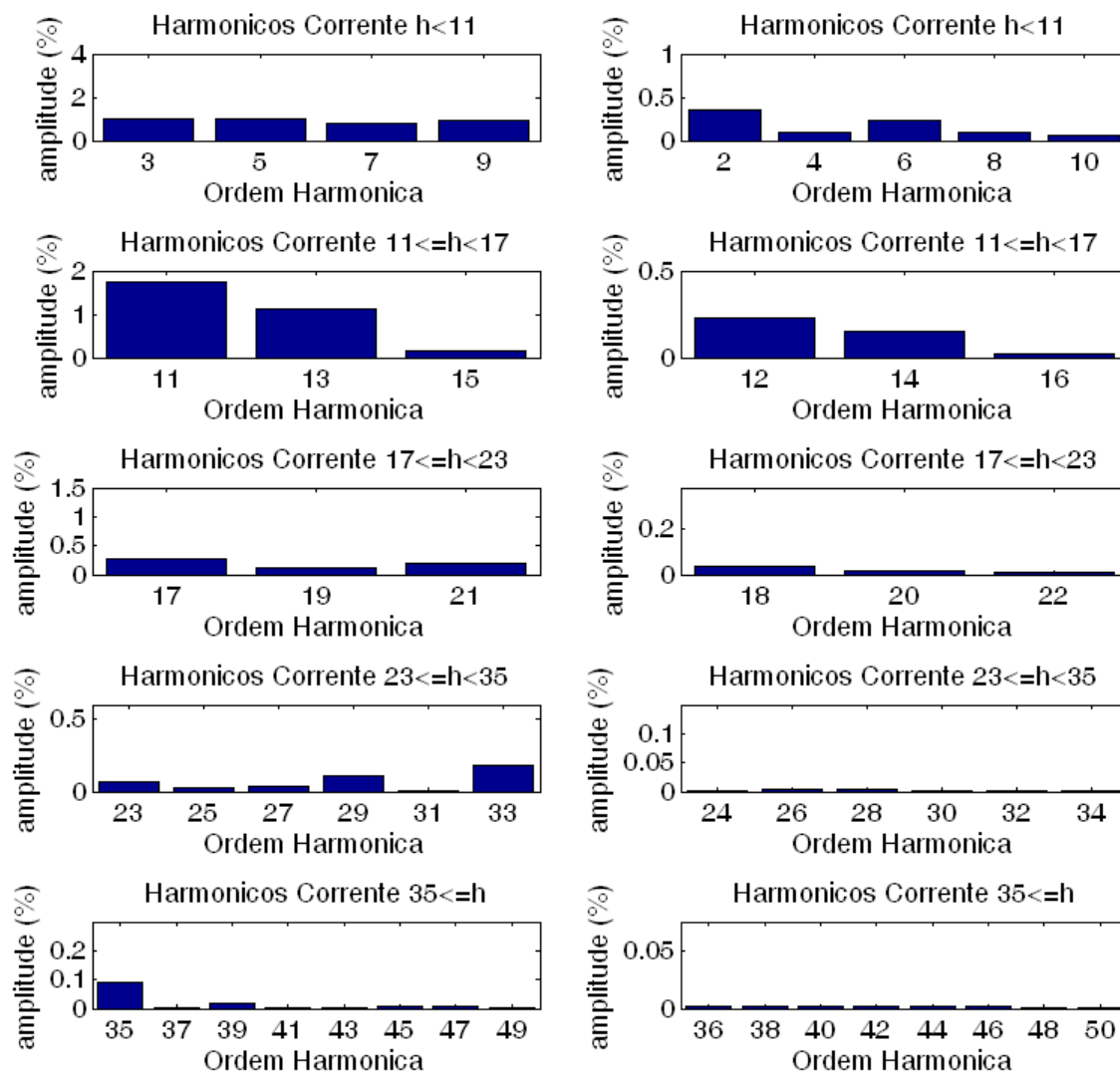


Figura 5.21 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VOC com $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

Durante as simulações o sistema apresentou-se sensível à variação dos parâmetros do filtro. Uma forma de contornar esse problema seria aumentar um pouco a frequência de chaveamento ou então não ser tão restrigente à qualidade do sinal da corrente, visto que foi utilizada como referência a linha 1 da Tabela 3.1 enquanto que, pela razão de curto circuito calculada no início do capítulo, poderia ter sido utilizado como referência os limites das linhas 2, 3 ou 4.

Mesmo com baixa frequência de chaveamento os resultados com a técnica VOC mostraram-se satisfatórios. Cabe ressaltar que o compromisso entre uma baixa THD de corrente e uma frequência de 2220Hz foi assegurado graças a utilização do filtro LCL.

5.2 Retificador com Controle VFDPC-SVM

Enquanto a técnica VOC realiza o controle indireto, através de transformação de coordenadas, a técnica DPC baseia-se no controle direto da potência.

Esta por sua vez pode ser implementada utilizando-se um estimador da tensão do lado CA de forma a reduzir o número de sensores utilizados, diz-se então que a técnica DPC baseia-se no fluxo virtual e é então denominada VFDPC.

Outro ponto de destaque é que, embora não necessite de modulador, a técnica pode ser implementada utilizando o SVM (*Space Vector Modulator*) a fim de se eliminar os problemas de frequência de chaveamento variável. Diz-se então que a técnica utiliza um modulador SVM e é então denominada DPC-SVM.

No presente trabalho utilizaram-se as duas melhorias citadas anteriormente. Sendo assim, a segunda técnica de controle para AFE analisada foi a VFDPC-SVM (Figura 5.22), cujo estudo e análise de resultados são apresentados nesta seção.

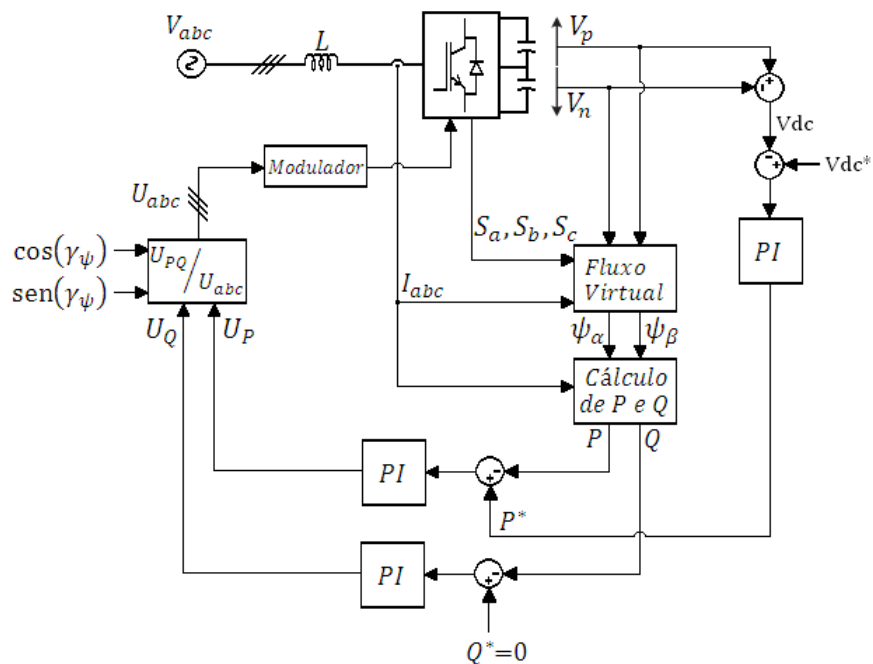


Figura 5.22 Diagrama em blocos da malha de controle para o método VFDPC-SVM.

5.2.1 Estimação do Fluxo Virtual

As tensões de linha na entrada do retificador NPC 3 níveis podem ser obtidas a partir do estado das chaves e da tensão no barramento CC de acordo com (5.21) [39], [40]. Para melhor compreensão das variáveis pode-se observar a Figura 5.23.

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{abp} & S_{abn} \\ S_{bcp} & S_{bcn} \\ S_{cap} & S_{can} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Onde:

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} = Tensões de linha no conversor;

$S_{abp} = S_{ap} - S_{bp}$;

$S_{bcp} = S_{bp} - S_{cp}$;

$S_{cap} = S_{cp} - S_{ap}$;

$S_{abn} = S_{an} - S_{bn}$;

$S_{bcn} = S_{bn} - S_{cn}$;

$S_{can} = S_{cn} - S_{an}$;

V_p, V_n = Tensões positiva e negativa da metade do barramento CC.

A relação entre as tensões de fase e de linha estão mostradas em (5.22) [41]:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

A substituição de (5.21) em (5.22) resulta em:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{abp} V_p & S_{abn} V_n \\ S_{bcp} V_p & S_{bcn} V_n \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Com a utilização da transformada de Clark os eixos $\alpha\beta$ são dados por:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Substituindo-se (5.23) em (5.24):

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{abp} V_p & S_{abn} V_n \\ S_{bcp} V_p & S_{bcn} V_n \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

O que resulta em:

$$U_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[(S_{abp} V_p + S_{abn} V_n) + \frac{1}{2} (S_{bcp} V_p + S_{bcn} V_n) \right] \quad (5.25.1)$$

$$U_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [S_{bcp} V_p + S_{bcn} V_n] \quad (5.25.2)$$

Com o auxílio de (5.25), pode-se estimar a tensão no retificador as coordenadas $\alpha\beta$ e, dessa forma, aplicar o conceito de fluxo virtual. Em tal conceito, a tensão da rede, em conjunto com a resistência e indutância, são modelados como um motor CA [43].

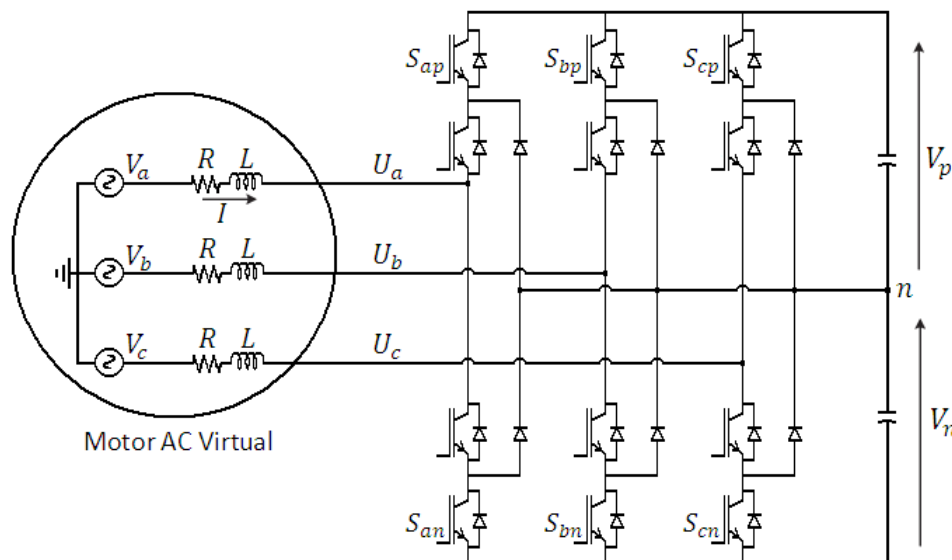


Figura 5.23 Retificador NPC 3 Níveis com lado da rede representado como uma máquina AC.

Tomando-se como referência o modelo do retificador apresentado na Figura 5.23 e desprezando-se a queda de tensão da resistência do lado AC temos:

$$V_{abc} = U_{abc} + V_{Labc} \quad (5.26)$$

Considerando-se que a tensão é a derivada do fluxo em relação ao tempo, a integral da equação (5.26) resulta em (5.27):

$$\int V_{abc} dt = \int U_{abc} dt + \int L \frac{dI_{Labc}}{dt} dt \quad (5.27)$$

$$\Psi_{abc} = \int U_{abc} dt + L I_{Labc} \quad (5.28)$$

Utilizando a transformada de Clark em (5.28) e considerando as equações (5.25.1) e (5.25.2) temos:

$$\Psi_{\alpha} = \int \sqrt{\frac{2}{3}} \left[(S_{abp} V_p + S_{abn} V_n) + \frac{1}{2} (S_{bcp} V_p + S_{bcn} V_n) \right] dt + L I_{L\alpha} \quad (5.29)$$

$$\Psi_{\beta} = \int \frac{1}{\sqrt{2}} [S_{bcp} V_p + S_{bcn} V_n] dt + L I_{L\beta} \quad (5.30)$$

5.2.2 Estimação das potências ativa e reativa

As componentes do fluxo virtual em coordenadas $\alpha\beta$, obtidas nas equações (5.29) e (5.30), junto com as componentes da corrente de linha coordenadas $\alpha\beta$, são utilizadas para se estimar as potências ativa (P) e reativa (Q), cuja análise pode ser obtida em (5.31) e (5.32): [43]

$$P = \omega (\Psi_{\alpha} i_{\beta} - \Psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (5.31)$$

$$Q = \omega (\Psi_{\alpha} i_{\alpha} + \Psi_{\beta} i_{\beta}) \quad (5.32)$$

5.2.3 Obtenção da referência para o modulador SVM

Na Figura 5.22, as referências de potência ativa e reativa são comparadas com os valores reais, obtidos com o auxílio de (5.31) e (5.32), e o erro serve como sinal de entrada para os controladores PI. As saídas dos controladores fornecem duas componentes de

tensão em coordenadas PQ cuja transformação para as coordenadas $\alpha\beta$ é obtida de acordo com as relações a seguir:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\text{sen } \gamma_\psi & -\text{cos } \gamma_\psi \\ \text{cos } \gamma_\psi & -\text{sen } \gamma_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_p \\ U_q \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

É interessante ressaltar que neste caso o seno e cosseno passados como referência para a transformação de coordenadas 'pq' em ' $\alpha\beta$ ' são obtidos de forma mais simples que o uso de uma PLL. Sendo:

$$\text{sen } \gamma_\psi = \frac{\psi_\beta}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \quad (5.34)$$

$$\text{cos } \gamma_\psi = \frac{\psi_\alpha}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \quad (5.35)$$

As tensões U_α e U_β são transformadas na tensão de referencia U_{abc} para o modulador SVM com o auxílio da transformada inversa de Clark.

5.2.4 Resultados obtidos com a técnica VFDPC-SVM

Frequência de chaveamento de 7680Hz e Filtro L

Antes de passar a análise de projeto dos controladores e os resultados alcançados os parâmetros utilizados na simulação estão apresentados na Tabela 5.3. Assim como para a técnica VOC com $f_{ch}=7680\text{Hz}$, o indutor de 1,7mH foi ajustado a partir do valor de referência mostrado em (4.7).

Tabela 5.3 Parâmetros utilizados para a técnica VFDPC-SVM com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

R_f (Ω)	L_f (mH)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_PQ	Ki_PQ	F_{sample} (Hz)
0,05	1,7	0,6	100	0,008	0,03	15360

Para entender como foram obtidos os ganhos proporcional (K_{P_PQ}) e integral (K_{I_PQ}) do controlador da malha de potência pode-se considerar (5.36) e a Figura 5.24, adaptados de [65].

$$P = V_q I_q = \left(V_{f\text{ase}} \sqrt{3/2} \right) I_q = \left(\frac{4160}{\sqrt{3}} \sqrt{3/2} \right) I_q = \frac{4160}{\sqrt{2}} I_q \quad (5.36)$$

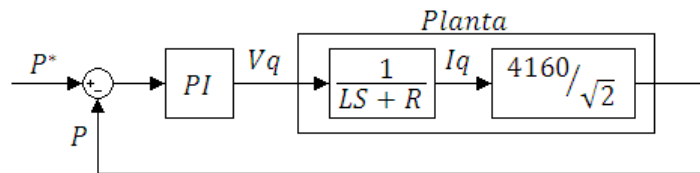


Figura 5.24 Diagrama em blocos da malha de potência

Como a planta de potência tem um ganho em relação à planta de corrente da técnica VOC $\left(\frac{1}{sL+R} \right)$, os valores de partida para ajuste dos controladores foram obtidos pela razão entre os ganhos obtidos anteriormente com a técnica VOC operando em 7680Hz e o fator $\frac{4160}{\sqrt{2}}$. Dessa forma temos:

$$K_{P_PQ} = \frac{K_{PI(VOC,7680Hz)}}{\left(\frac{4160}{\sqrt{2}} \right)} = \frac{20}{\left(\frac{4160}{\sqrt{2}} \right)} \approx 0,008 \quad (5.37)$$

$$K_{I_PQ} = \frac{K_{II(VOC,7680Hz)}}{\left(\frac{4160}{\sqrt{2}} \right)} = \frac{80}{\left(\frac{4160}{\sqrt{2}} \right)} \approx 0,03 \quad (5.38)$$

Sendo a malha de tensão a igual para as duas técnicas os ganhos utilizados foram os mesmos.

Na Figura 5.25 a resposta dinâmica do sistema foi avaliada e os resultados mostram uma semelhança em relação à técnica VOC com fch=7680Hz, a saber: tempo de resposta da malha de tensão de 25ms, variação de tensão devido ao distúrbio na carga de aproximadamente 2% e resposta praticamente instantânea dos controladores da malha interna de potência.

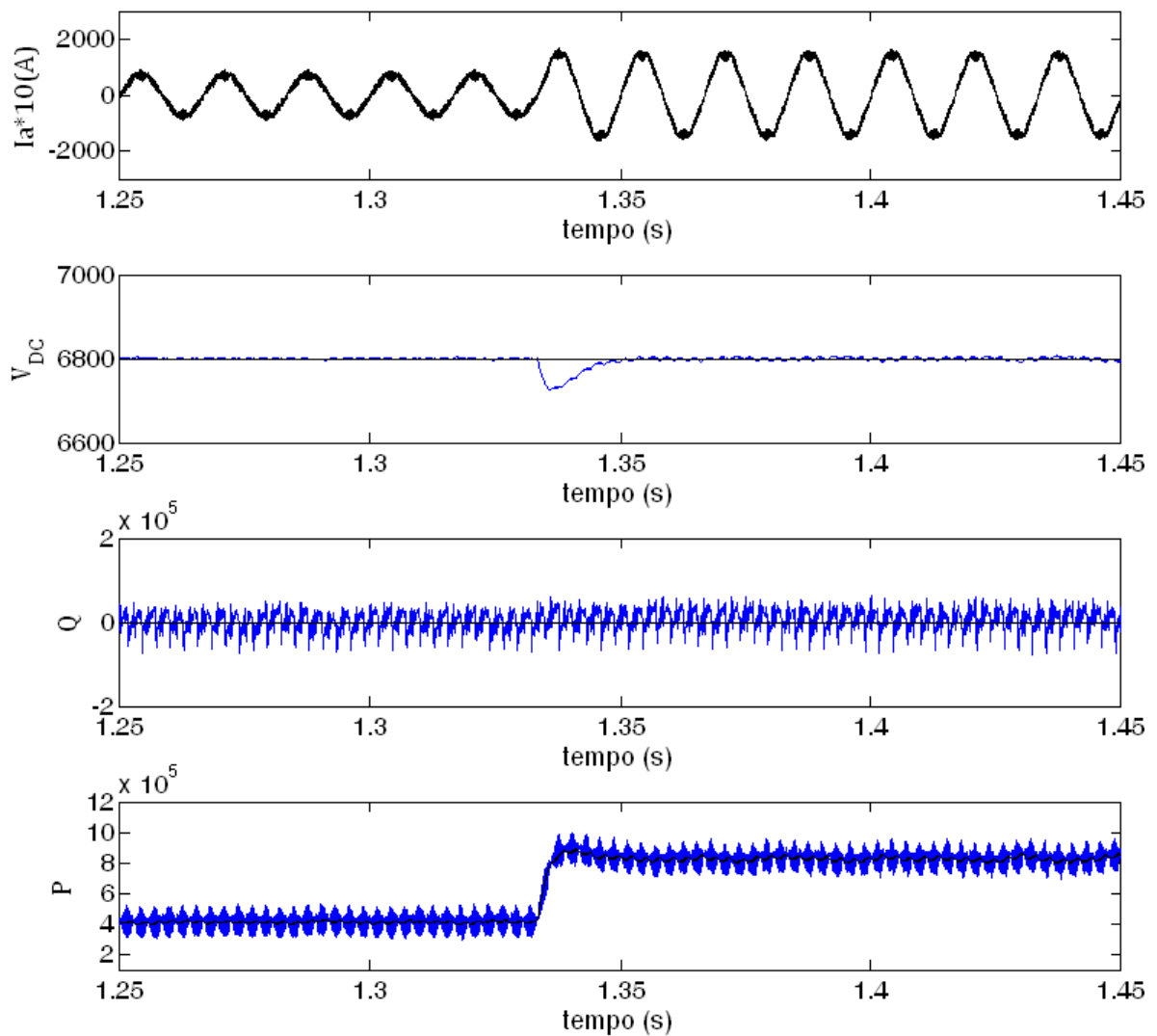


Figura 5.25 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33$ s para a técnica VFDPC-SVM com $f_{ch}=7680$ Hz.

Em regime permanente os resultados de simulação mostram que a corrente encontra-se em fase com a tensão (Figura 5.26), apresenta THD de 4,82% (Figura 5.27) e respeita os limites inter-harmônicos bem como os limites harmônicos individuais (Figura 5.28 e Figura 5.29).

Um ponto que merece destaque é que na simulação VFDPC-SVM operando em 7680Hz, embora as indutâncias tenham sido iguais (1,7mH), a THD de corrente (4,82%) foi superior a obtida com a técnica VOC (1,77% - Figura 5.10).

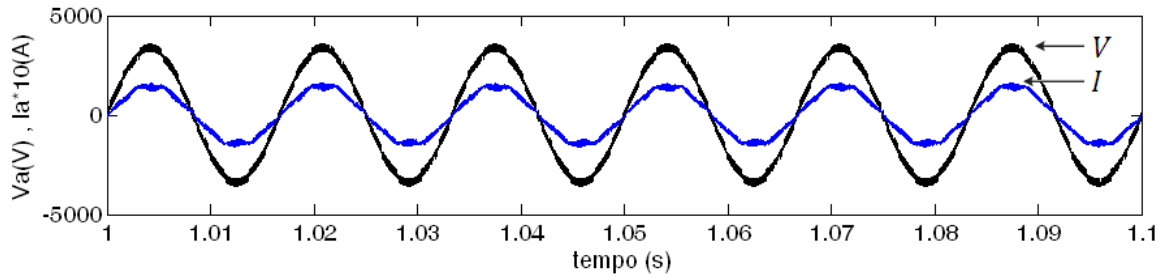


Figura 5.26 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.

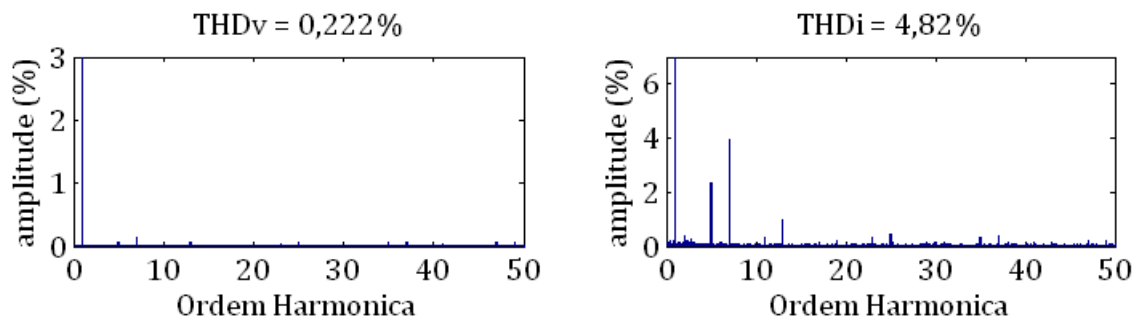


Figura 5.27 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.

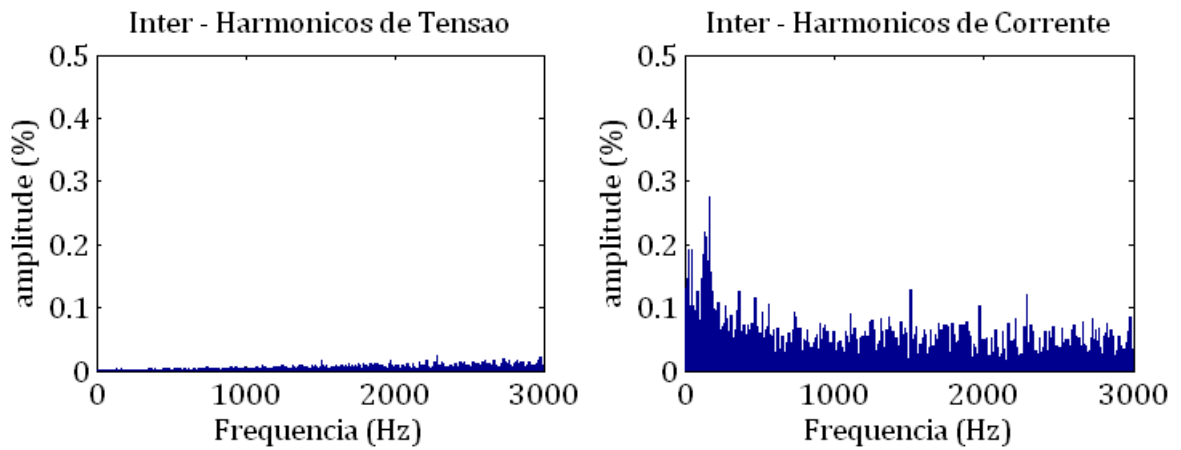


Figura 5.28 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.

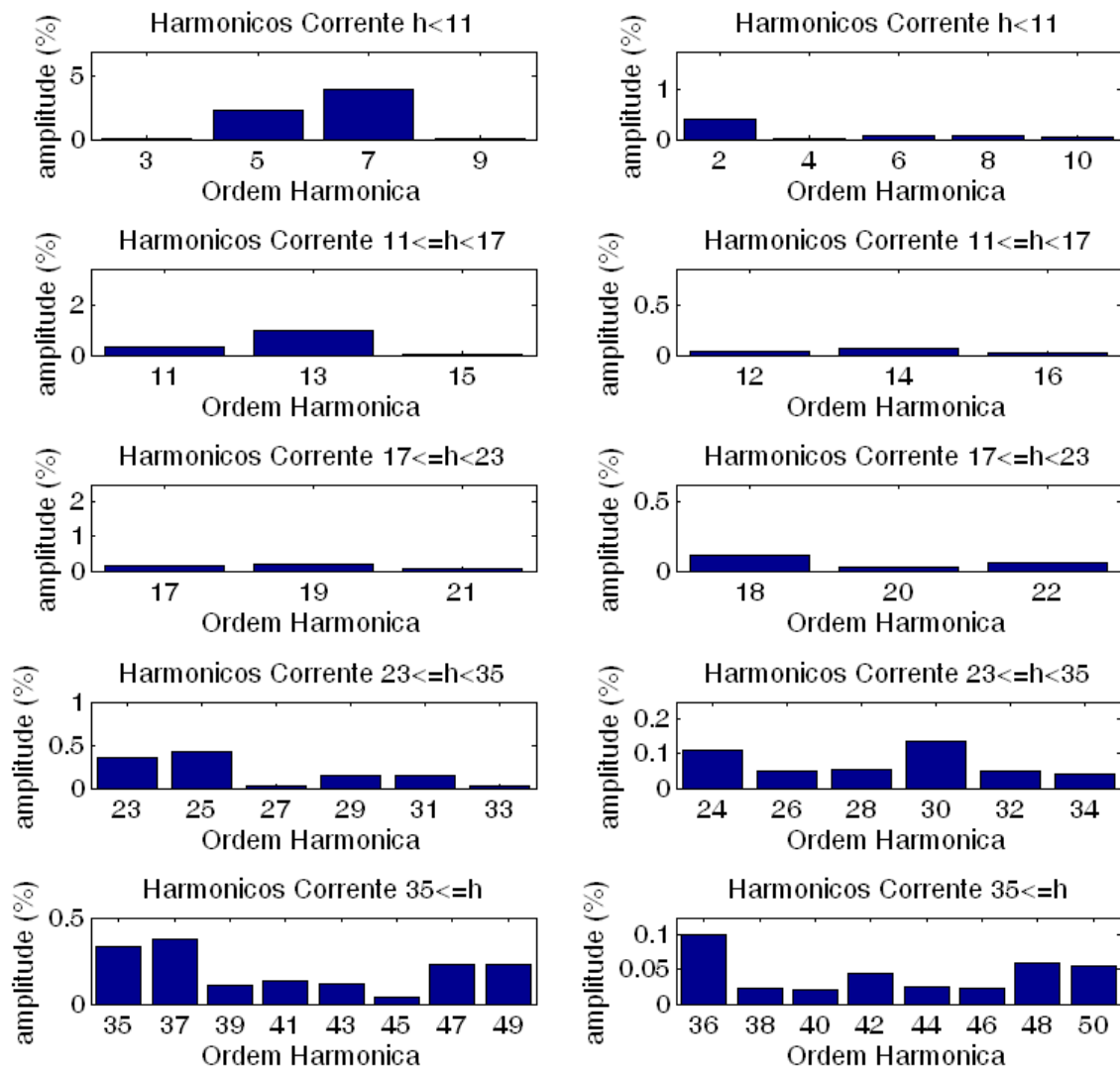


Figura 5.29 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VFDPC-SVM com fch=7680Hz.

Frequência de chaveamento de 2220Hz e Filtro LCL

A Tabela 5.4 apresenta os valores utilizados na simulação da técnica VFDPC-SVM com baixa frequência de chaveamento.

Tabela 5.4 Parâmetros utilizados para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.

$R_1=R_2$ (Ω)	L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μ F)	L_3 (μ H)	R_d (Ω)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_PQ	Ki_PQ	F_{sample} (Hz)
0,05	1,8	2,6	47,78	87,6	6,54	0,2	2	1×10^{-3}	3×10^{-2}	4440

Os ajustes dos componentes L_1 , L_2 , C , L_3 e R_d foram feitos seguindo o mesmo raciocínio apresentado para a técnica VOC em 2220Hz. Os ganhos dos controladores, por sua vez, foram obtidos da mesma forma que na simulação da técnica VFDPC-SVM em 7680Hz, resultando em:

$$K_{P}PQ = \frac{K_{P}I_{(VOC,2220Hz)}}{\left(4160/\sqrt{2}\right)} = \frac{3}{\left(4160/\sqrt{2}\right)} \approx 0,001 \quad (5.39)$$

$$K_{I}PQ = \frac{K_{I}I_{(VOC,2220Hz)}}{\left(4160/\sqrt{2}\right)} = \frac{100}{\left(4160/\sqrt{2}\right)} \approx 0,03 \quad (5.40)$$

$$K_{P}Vdc = K_{P}Vdc_{(VOC,2220Hz)} = 0,2 \quad (5.41)$$

$$K_{I}Vdc = K_{I}Vdc_{(VOC,2220Hz)} = 2 \quad (5.42)$$

Com a alteração da frequência de chaveamento de 7680Hz para 2220Hz, as bandas passantes da malha interna de tensão e da malha externa de potência também sofreram redução. Como conseqüência, as respostas dos controladores tornaram-se mais susceptíveis à variação de carga conforme mostra a Figura 5.30. Nota-se que a resposta da malha de tensão passou de aproximadamente 25ms (Figura 5.25) para quase 400ms. Além disso, percebe-se um leve distúrbio nas malhas de potência no instante em que é efetuado o degrau de carga.

A Figura 5.31 mostra os sinais de tensão e corrente considerando-se a resposta estacionária para uma carga de 1000Hp. Deve-se lembrar que na comparação das técnicas VOC e VFDPC-SVM operando em 7680Hz, a distorção da corrente mostrou-se bastante diferente nas duas ocasiões (1,77% e 4,82%, respectivamente), embora ambos os sistemas tenham operado com a mesma indutância (1,7mH). O fato interessante na comparação das duas técnicas operando em 2220Hz é que ambas apresentaram, novamente, os mesmos valores para o filtro LCL (L_1 , L_2 , C , L_3 e R_d) e dessa vez a distorção da corrente também foi a mesma (2,9%), conforme pode ser observado na Figura 5.32 para a técnica VFDPC-SVM e na Figura 5.19 para a técnica VOC.

Cabe ressaltar que a THD de apenas 2,9% (Figura 5.32) foi conseguida com a técnica VFDPC-SVM operando em 2220Hz graças a utilização do filtro LCL. No caso da resposta

obtida utilizando-se uma frequência de 7680Hz a THD foi superior (4,82% - Figura 5.27), mas nessa ocasião somente um filtro L havia sido suficiente.

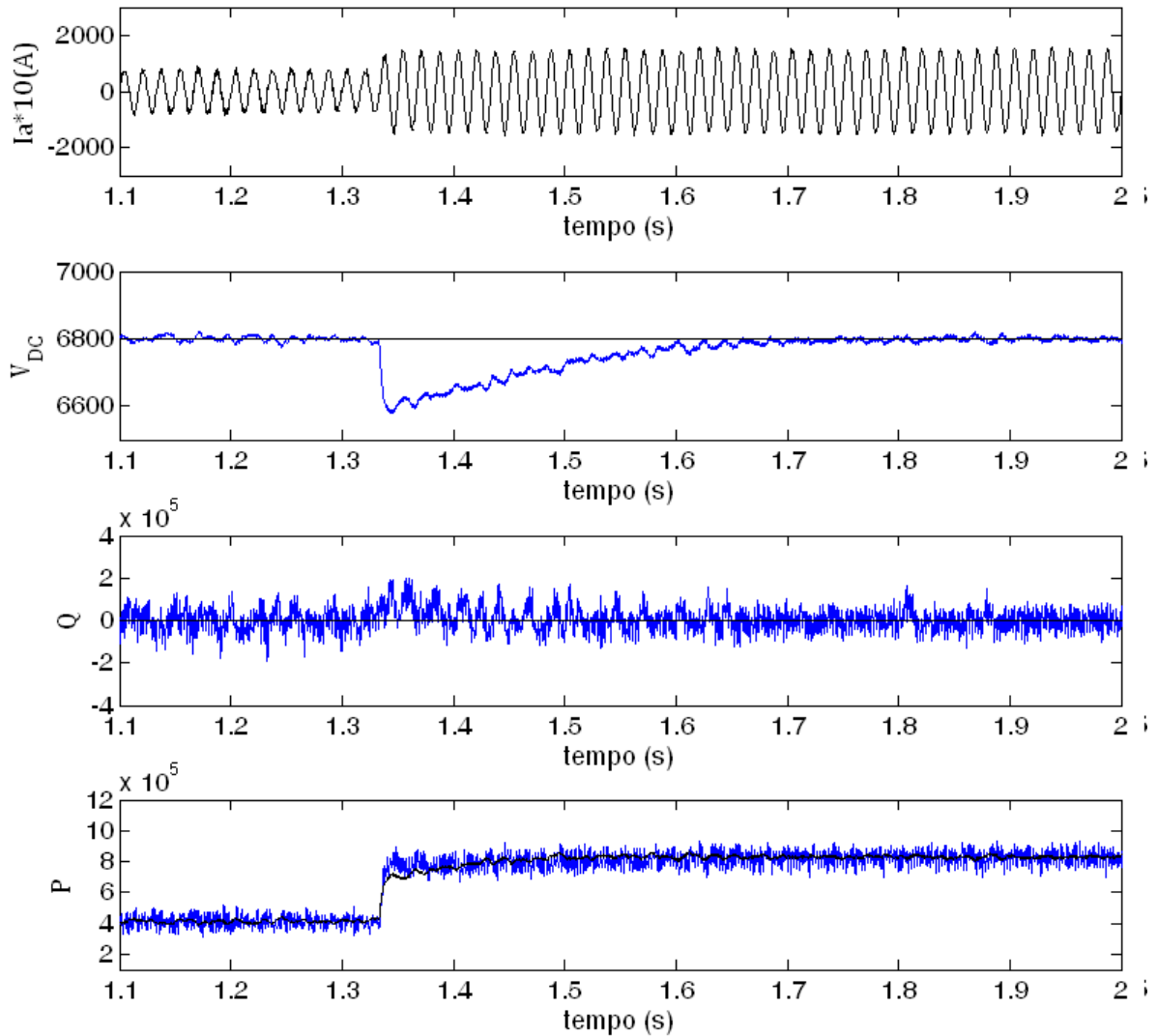


Figura 5.30 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33s$ para a técnica VFDPC-SVM com $f_{ch}=2220Hz$.

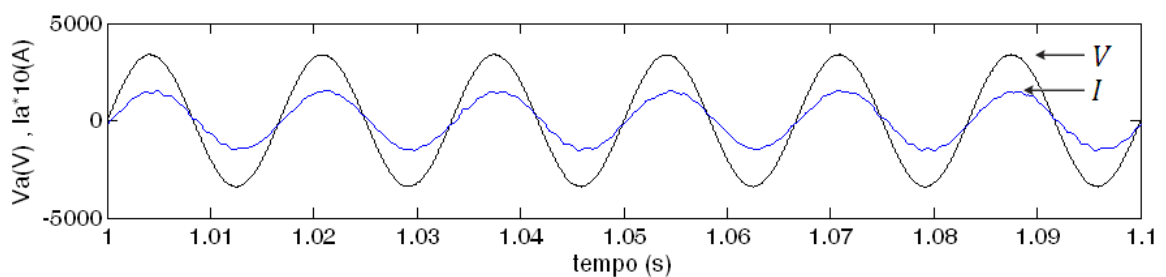


Figura 5.31 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica VFDPC-SVM com $f_{ch}=2220Hz$.

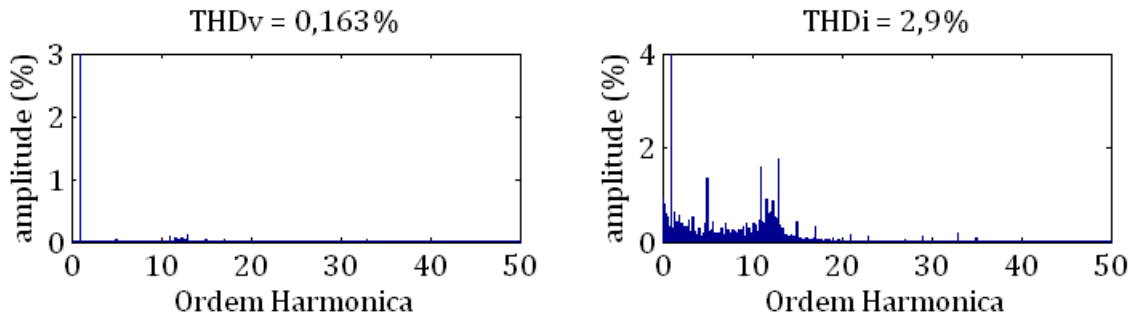


Figura 5.32 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.

Alguns inter-harmônicos apresentaram-se acima dos 0,5%, assim como na técnica VOC, como mostra a Figura 5.33.

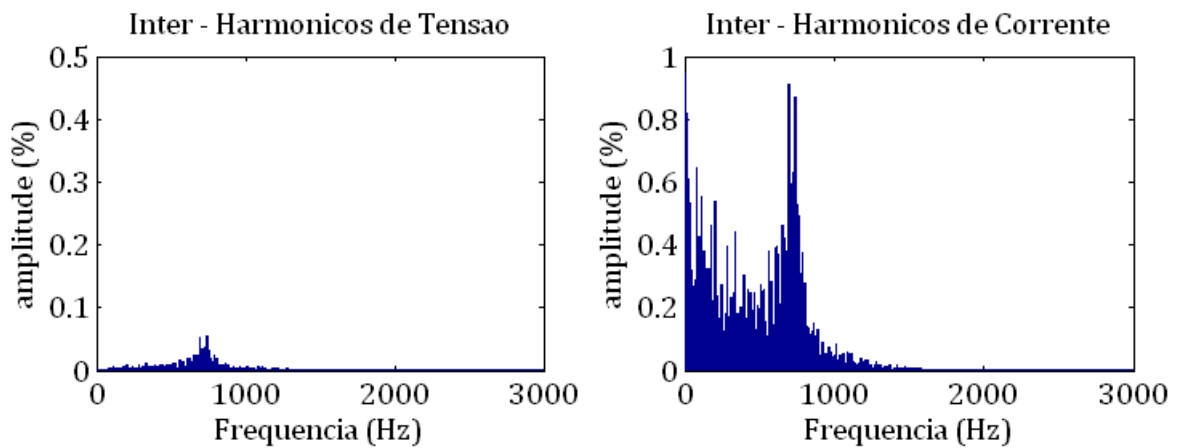


Figura 5.33 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica VFDPC-SVM com fch=2220Hz.

Além da THD total de corrente, o valor individual de cada harmônico ficou abaixo dos limites recomendados pela IEEE519-1992 (Figura 5.34).

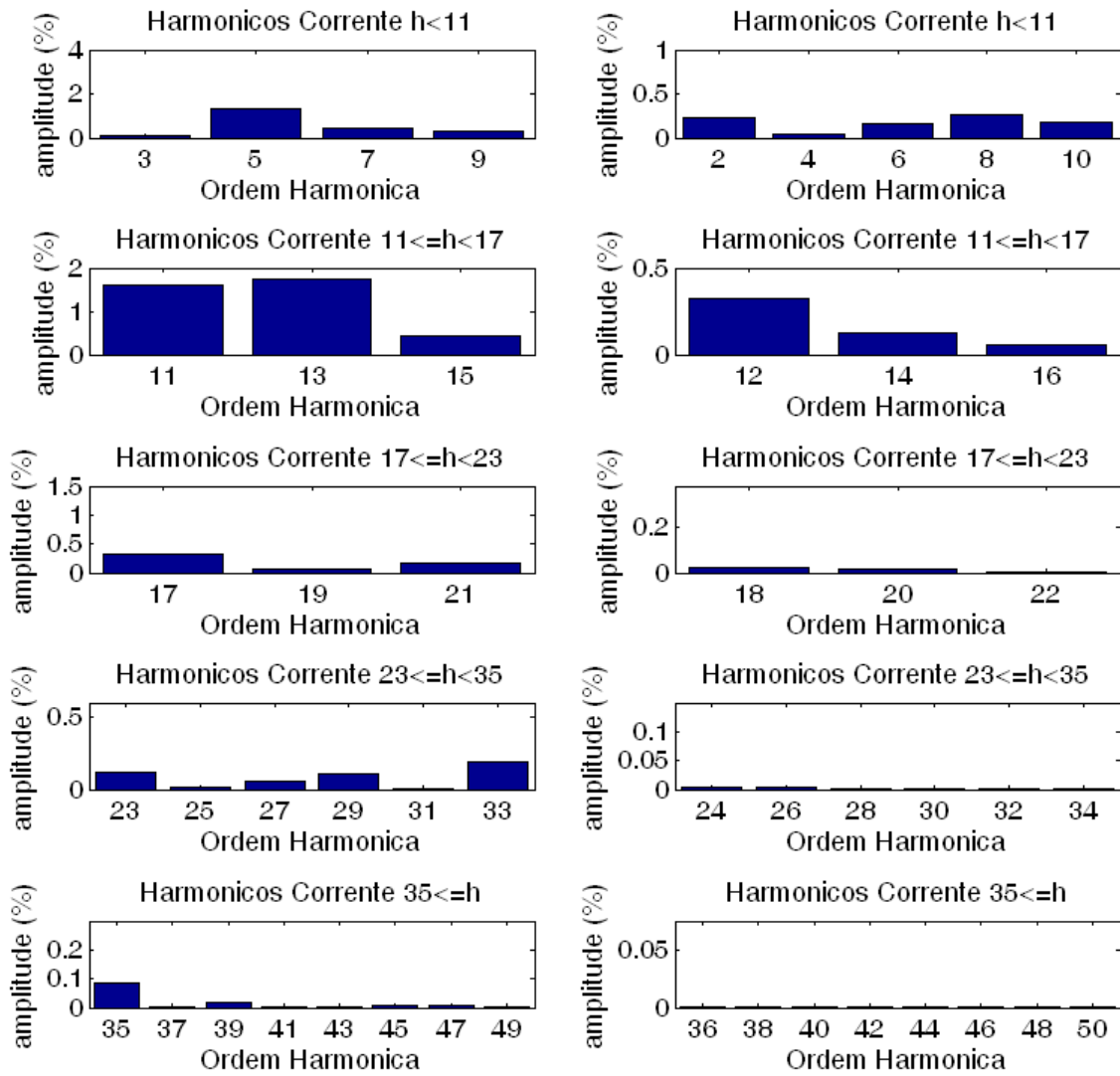


Figura 5.34 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica VFDP-SVM com $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

5.3 Retificador com Controlador Ressonante

O controlador PI apresenta boa resposta quando sua referência é um valor contínuo. Por isso, no controle de corrente utilizando controlador PI se faz necessária a transformação da corrente i_{abc} em um referencial síncrono, através da utilização das transformadas de Clark e Park, para obtenção dos referenciais dq. Conforme visto anteriormente, tal transformação implica em um acoplamento entre as coordenadas d e q, equações (5.13) e (5.14), que deve ser eliminado.

Como alternativa ao controlador PI, que utiliza uma referência CC, será apresentado nessa seção o Controlador Proporcional Ressonante (PR). Embora as aplicações desse controlador não sejam difundidas na área de eletrônica de potência, ela é bastante utilizada na área de controle de sistemas [44].

No diagrama apresentado na Figura 5.35, a malha de tensão fornece a referência de corrente do eixo 'q' que representa a parcela ativa e, a fim de manter o fator de potência unitário a corrente do eixo 'd' é considerada nula. Ao passar por uma transformação inversa de Park, tem-se a referência de corrente para os controladores ressonantes da malha interna de corrente. Após passar pelos controladores, uma transformação inversa de Clark é realizada a fim de se obter a referência de tensão (U_{abc}) para o modulador.

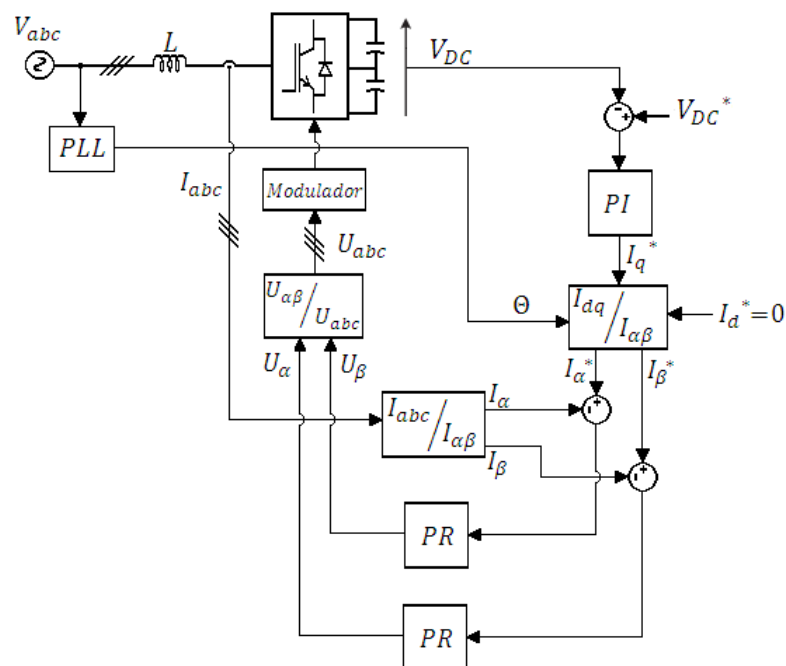


Figura 5.35 Diagrama em blocos da malha de controle para o controlador proporcional ressonante.

5.3.1 Estrutura do Controlador Proporcional Ressonante

O controlador PR é composto por um ganho proporcional e um integral conforme mostrado na função de transferência a seguir [45]:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2 K_i s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (5.43)$$

O princípio de operação do controlador PR é fornecer um ganho infinito na frequência de ressonância desejada (ω_o) e ganho nulo para as outras frequências, garantindo erro de estado estacionário nulo. Além disso, conforme é mostrado na Figura 5.36a, o controlador PR ideal, ao contrário do PI, não apresenta problema de fase ao longo do espectro.

Entretanto algumas modificações se fazem necessárias para a implementação prática pois o fator de qualidade infinito não é realizável fisicamente e qualquer variação em torno de ω_o reduziria drasticamente o desempenho do controlador [44]. Substituindo a variável 's' por 's/ ω_c ' em (5.43) e considerando $\omega_c \ll \omega_o$, temos:

$$G_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s + \omega_c}{s^2 + 2 \omega_c s + \omega_o^2} \quad (5.44)$$

Utilizando a transformação bilinear (Tustin) para discretizar a função de transferência mostrada em (5.44), temos [45],[46]:

$$G_{PR}(z) = K_p + K_i \frac{b_o Z^2 + b_1 Z^1 + b_2}{Z^2 + a_1 Z^1 + a_2} \quad (5.45)$$

Essa nova função de transferência resulta em uma redução do fator de qualidade e seletividade do filtro o que garante, respectivamente, sua implementação física e melhor desempenho caso ocorra alguma variação em torno de ω_o (Figura 5.36b).

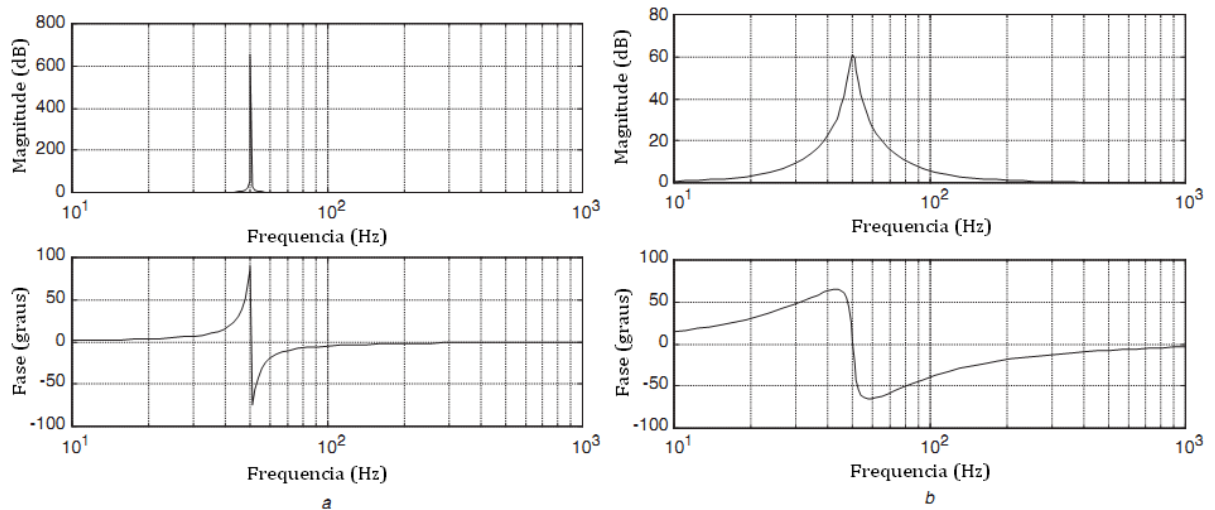


Figura 5.36 Resposta do controlador ressonante ideal (a), e não ideal (b) – Adaptado de [45].

Dessa forma, a largura de banda poderá ser controlada através da variável ω_c . Quanto menor ω_c mais seletivo será o controlador e mais sensível às variações de frequência em torno de ω_o . O aumento de ω_c reduz a seletividade do controlador mas, em contrapartida, aumenta sua robustez perante variações de frequência em torno de ω_o . Segundo [46], na prática utilizam-se valores de ω_c entre 5 e 15 rad/s.

A implementação digital do controlador está mostrada na Figura 5.37.

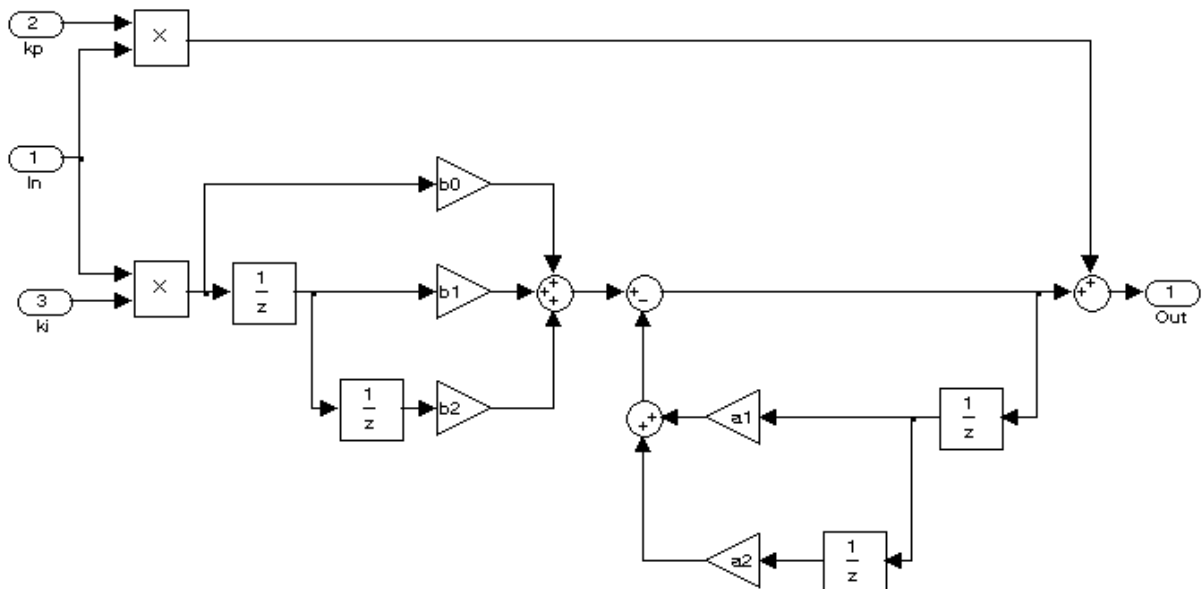


Figura 5.37 Estrutura da implementação digital do controlador PR.

5.3.2 Resultados obtidos com o Controlador Proporcional Ressonante

Frequência de chaveamento de 7680Hz e Filtro L

O melhor resultado para o controlador Proporcional Ressonante com uma frequência de chaveamento de 7680Hz foi obtido considerando-se os valores apresentados na Tabela 5.5 a seguir:

Tabela 5.5 Parâmetros utilizados para a técnica PR com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

R_f (Ω)	L_f (mH)	ω_o (rad/s)	ω_c (rad/s)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_I	Ki_I	F_{sample} (Hz)
0,05	1,7	377	10	1	100	18	5000	15360

Neste caso a indutância que melhor se ajustou ao AFE também foi de 1,7mH, assim como nas simulações feitas para VOC e VFDP-PC-SVM analisadas nas seções 5.1 e 5.2, o que facilitará as comparações entre as respostas obtidas para as três técnicas de controle.

Nota-se que esse controlador possui dois parâmetros a serem ajustados além dos ganhos dos controladores, a saber: ω_o e ω_c . Como o controle foi feito em coordenadas $\alpha\beta$ a referência de corrente oscila na mesma frequência da rede. Por isso, devemos sintonizar o ganho do controlador PR em 377rad/s. O desvio em torno da frequência central por sua vez foi ajustado considerando-se $\omega_c=10\text{rad/s}$, valor coerente segundo [46].

O ganho dos controladores foram ajustados da mesma forma que para a técnica VOC. Primeiramente foi feito o ajuste da malha de corrente e depois da malha de tensão. Cabe ressaltar que, para a técnica PR, os ganhos da malha de tensão (Kp_Vdc e Ki_Vdc) referem-se a um controlador PI comum, e os ganhos da malha de corrente (Kp_I e Ki_I) referem-se ao controlador ressonante apresentado no início desta seção.

Apesar da estrutura do controlador ser diferente para a malha de corrente entre as técnicas VOC e PR, a planta é a mesma para os dois casos. Por isso, tomou-se como ponto de partida os ganhos Kp_I e Ki_I utilizados para a técnica VOC em 7680Hz. O ganho proporcional utilizado para a técnica PR ($Kp_I=18$) ficou bem próximo do ganho proporcional utilizado com a técnica VOC ($Kp_I=20$). Um ponto que merece destaque é a diferença entre os ganhos integrais, que foi de 80 para a técnica VOC e 5000 para o controlador proporcional

ressonante. Este ganho elevado é necessário para criar a ressonância na frequência ω_o , conforme pode ser observado na Figura 5.38.

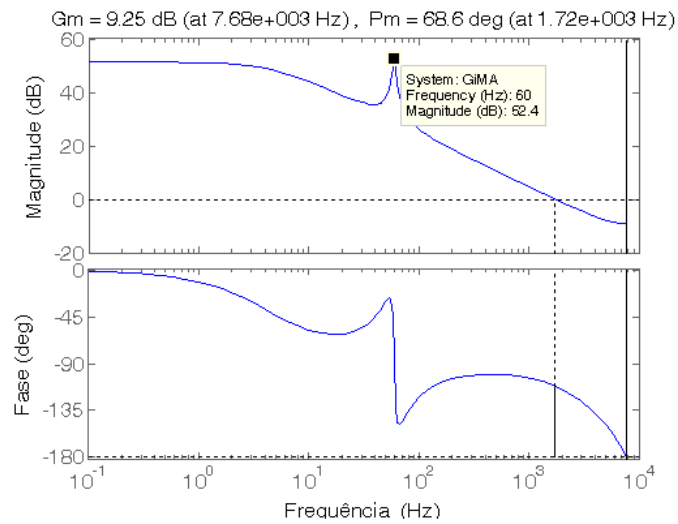


Figura 5.38 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.

Escolhidos os ganhos para o controlador da malha de corrente, analisou-se a margem de fase do sistema (Figura 5.38) que resultou em 68,6°, estabilidade e banda passante (Figura 5.39) que foi de 3,3kHz, quase metade da frequência de chaveamento.

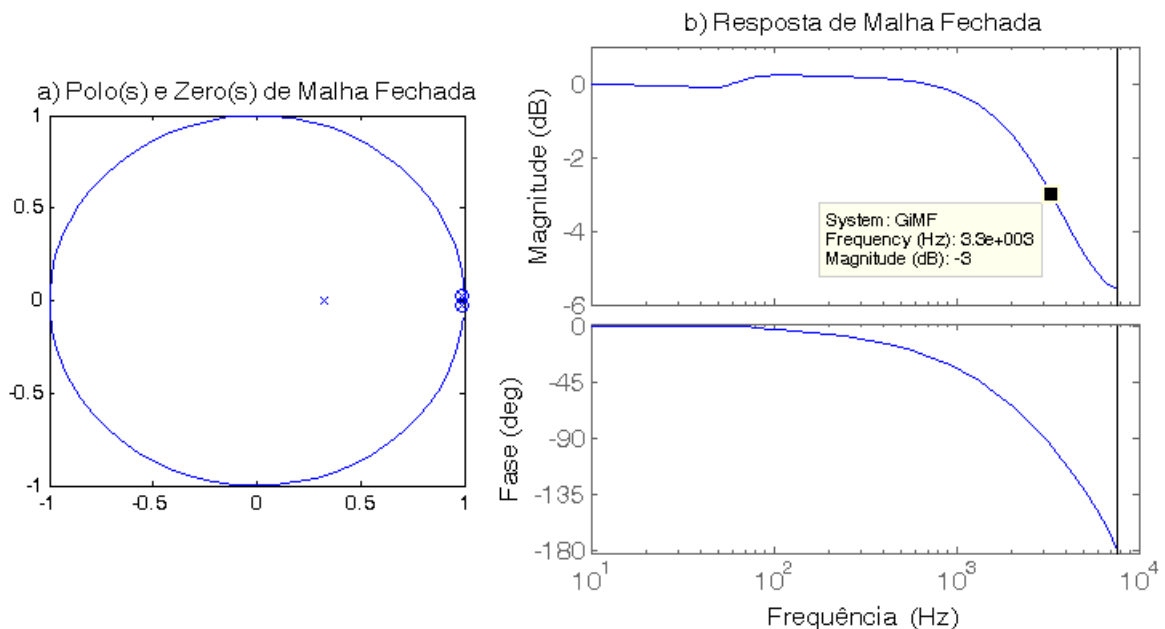


Figura 5.39 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.

O ajuste dos ganhos do controlador PI da malha de tensão resultou em uma margem de fase de $77,3^\circ$ (Figura 5.40), sistema estável e com banda passante de 204Hz (Figura 5.41), 16 vezes mais lenta que a malha de corrente.

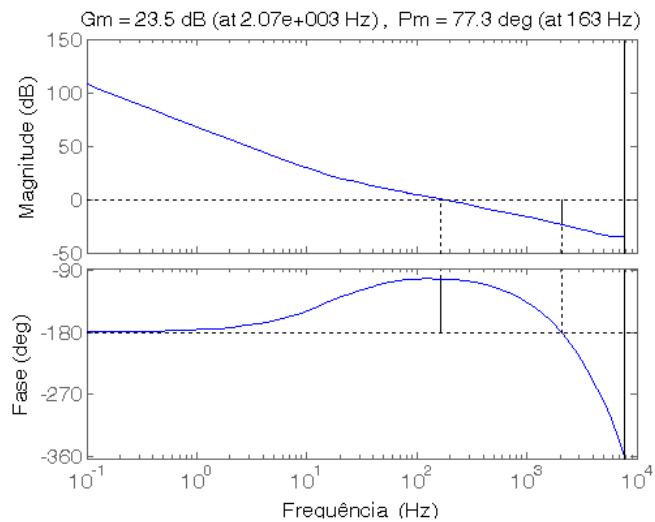


Figura 5.40 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica PR com fch=7680Hz

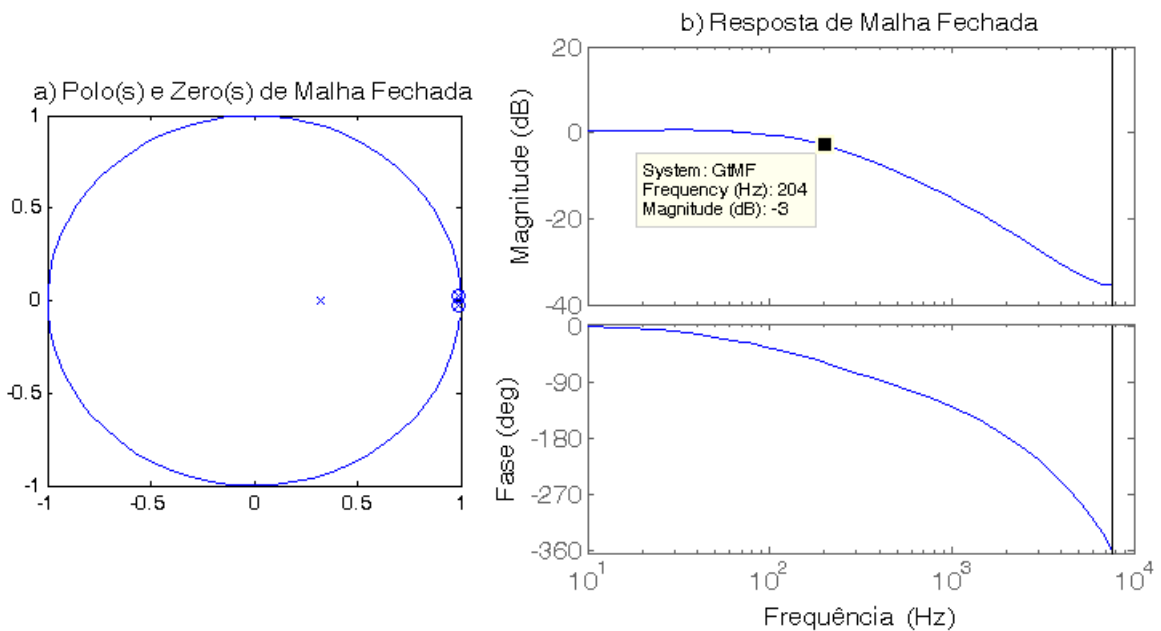


Figura 5.41 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica PR com fch=7680Hz.

A análise da dinâmica mostra bom desempenho à variação de carga (Figura 5.42). O tempo de resposta do controlador da malha de tensão é de aproximadamente 25ms, assim

como para a técnica VOC e VFDP-SVM com $f_{ch}=7680\text{Hz}$. Além disso, a resposta da malha de corrente foi praticamente instantânea.

Após as análises da forma de onda da tensão e da corrente (Figura 5.43), níveis de distorção harmônica (Figura 5.44), inter-harmônicos e harmônicos (Figura 5.45 e Figura 5.46, respectivamente), conclui-se que os resultados alcançados com o controlador proporcional ressonante também foram satisfatórios em regime permanente.

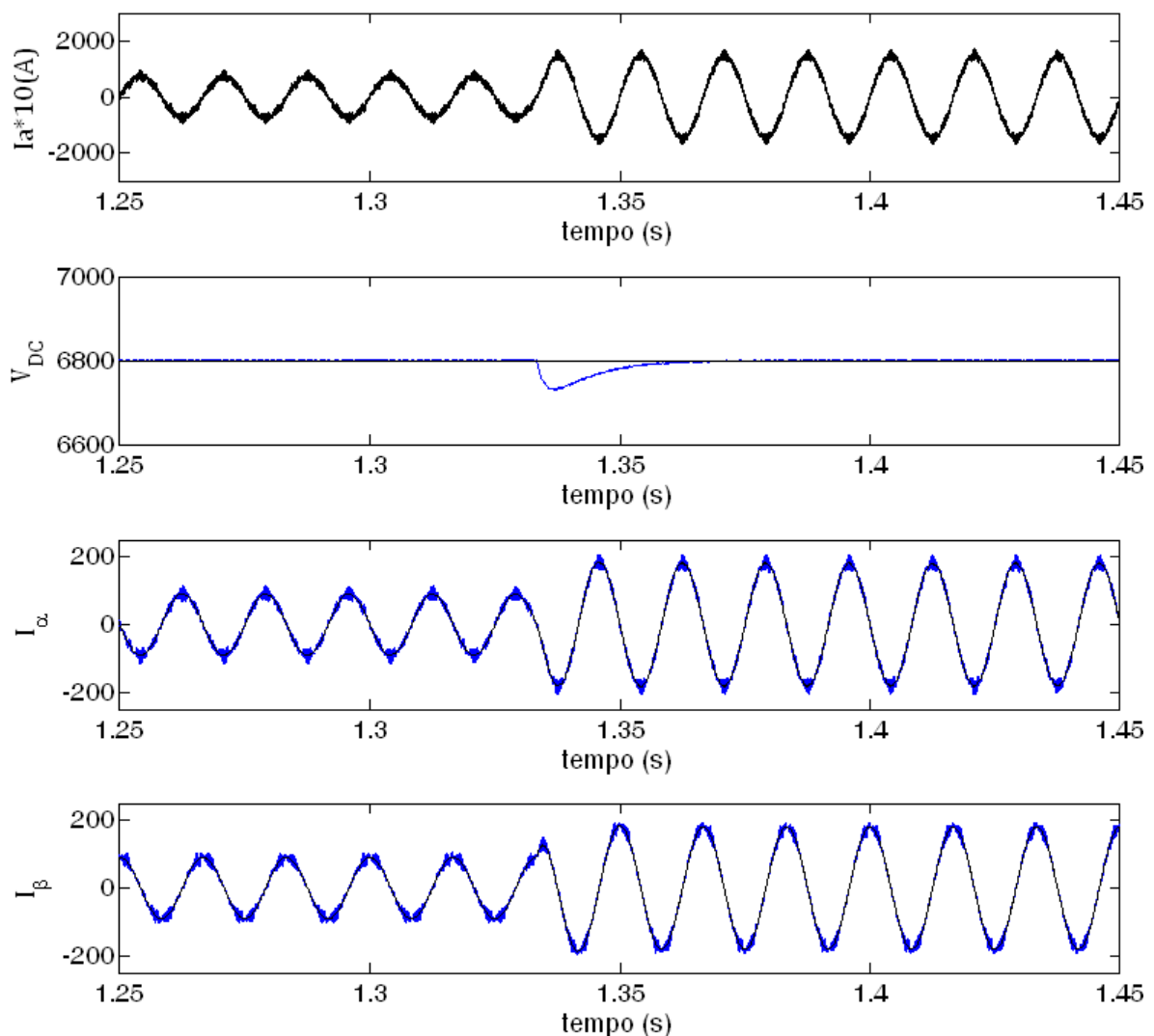


Figura 5.42 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33\text{s}$ para a técnica PR com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

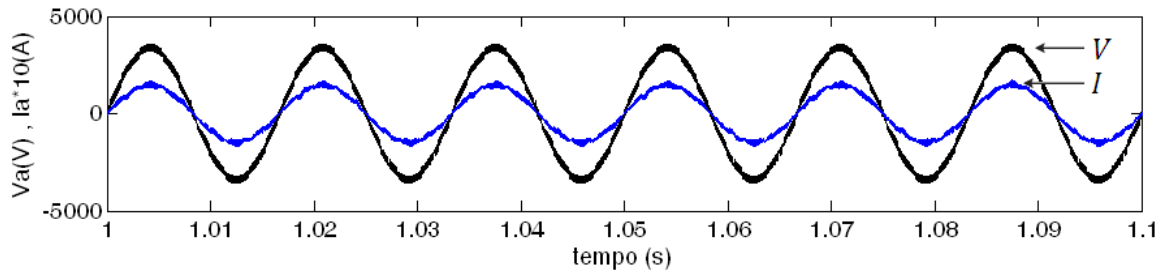


Figura 5.43 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica PR com fch=7680Hz.

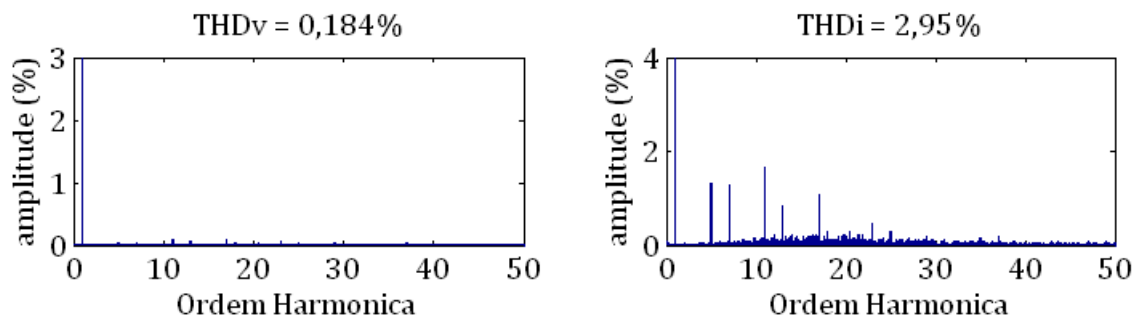


Figura 5.44 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=7680Hz.

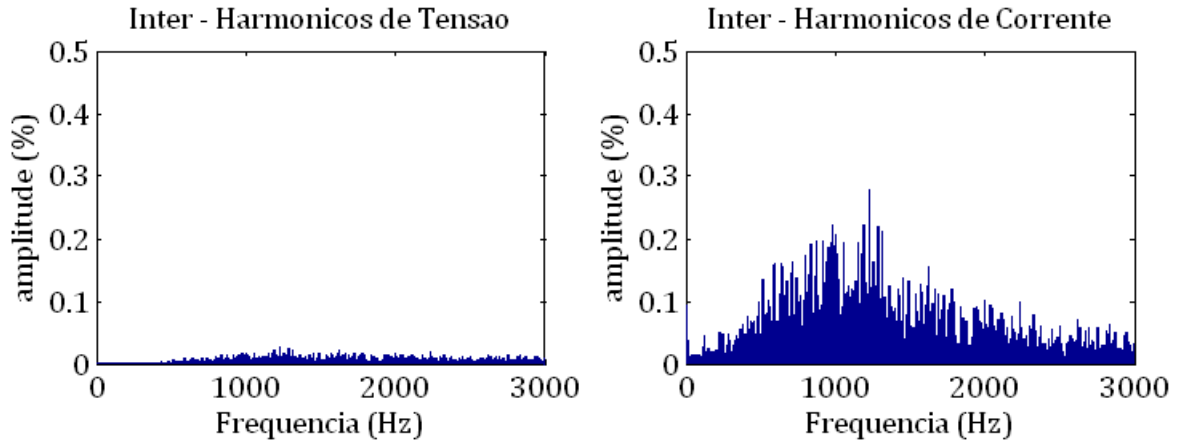


Figura 5.45 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica PR com fch=7680Hz.

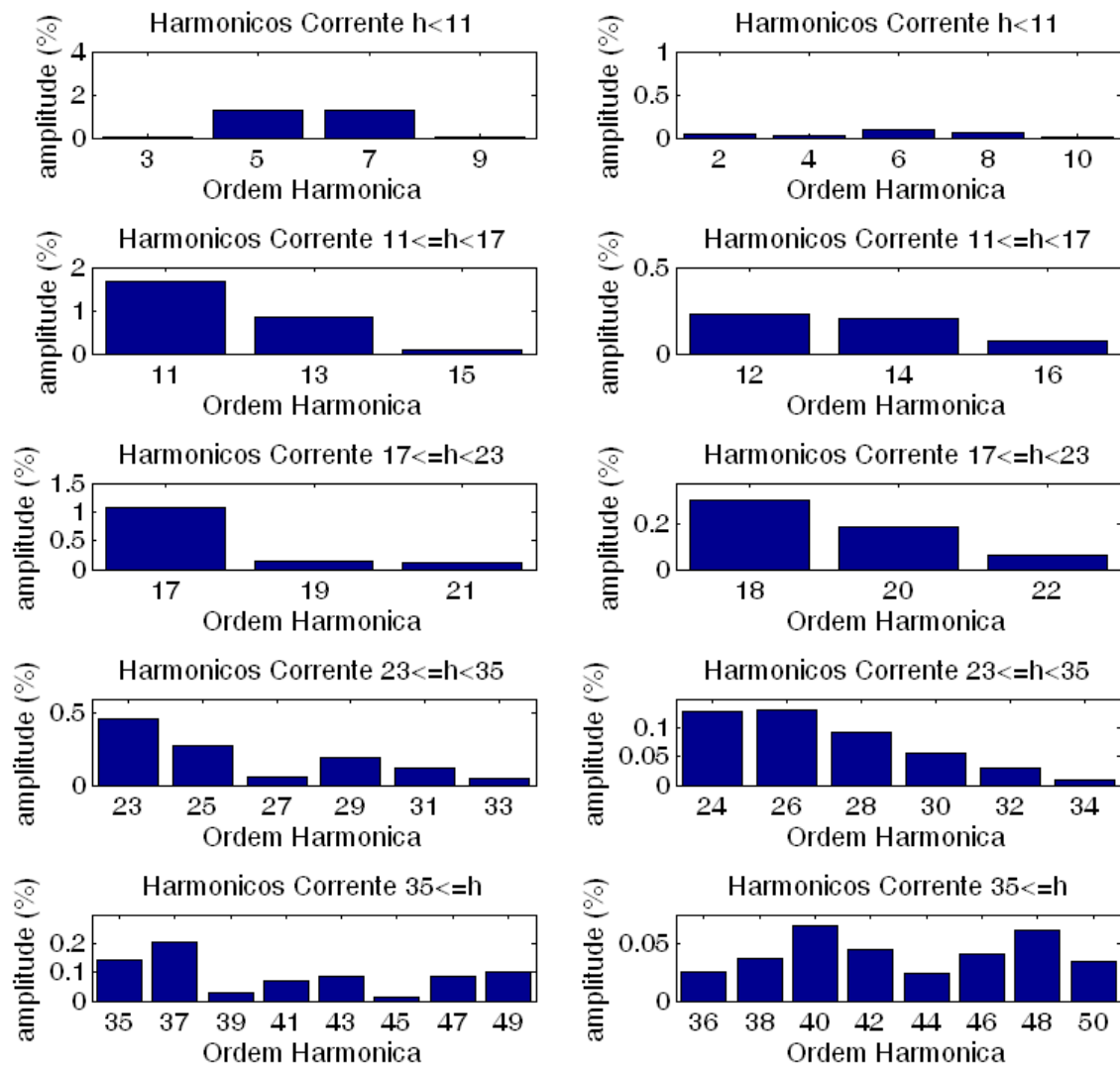


Figura 5.46 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica PR com $f_{ch}=7680\text{Hz}$.

Para finalizar esta seção, a análise do controlador PR operando em baixa frequência será feita e, posteriormente, uma comparação dos resultados das três técnicas operando em 2220Hz será apresentado.

Frequência de chaveamento de 2220Hz e Filtro LCL

Utilizando-se os parâmetros apresentados na Tabela 5.6, obteve-se uma malha de corrente estável com margem de fase de 83,6° e banda passante de 179Hz (Figura 5.47 e Figura 5.48). A malha de tensão apresentou margem de fase de 59,6° e banda passante de

124Hz (Figura 5.49 e Figura 5.50). Apesar da banda passante da malha de corrente ser praticamente igual à de tensão isso não interferiu nos resultados obtidos.

Tabela 5.6 Parâmetros utilizados para a técnica PR com fch=2220Hz.

$R_1=R_2$ (Ω)	L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μ F)	L_3 (μ H)	R_d (Ω)	ω_o (rad/s)	ω_e (rad/s)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_I	Ki_I	F_{sample} (Hz)
0,05	1,8	2,5	47,78	87,6	6,54	377	10	0,5	3	4	40	4440

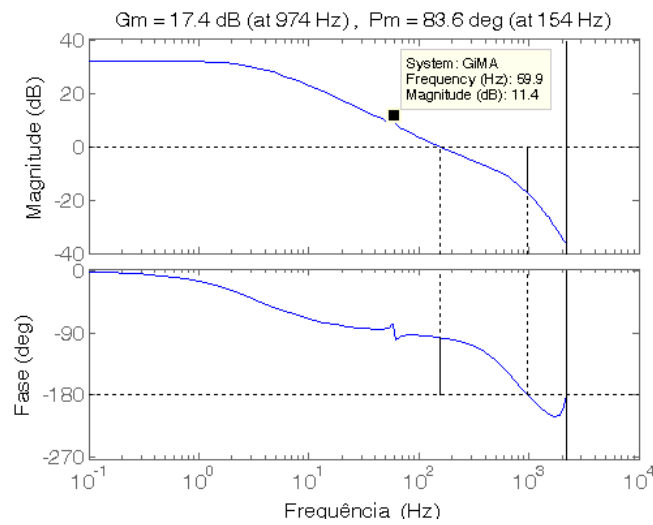


Figura 5.47 Resposta da malha aberta de corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.

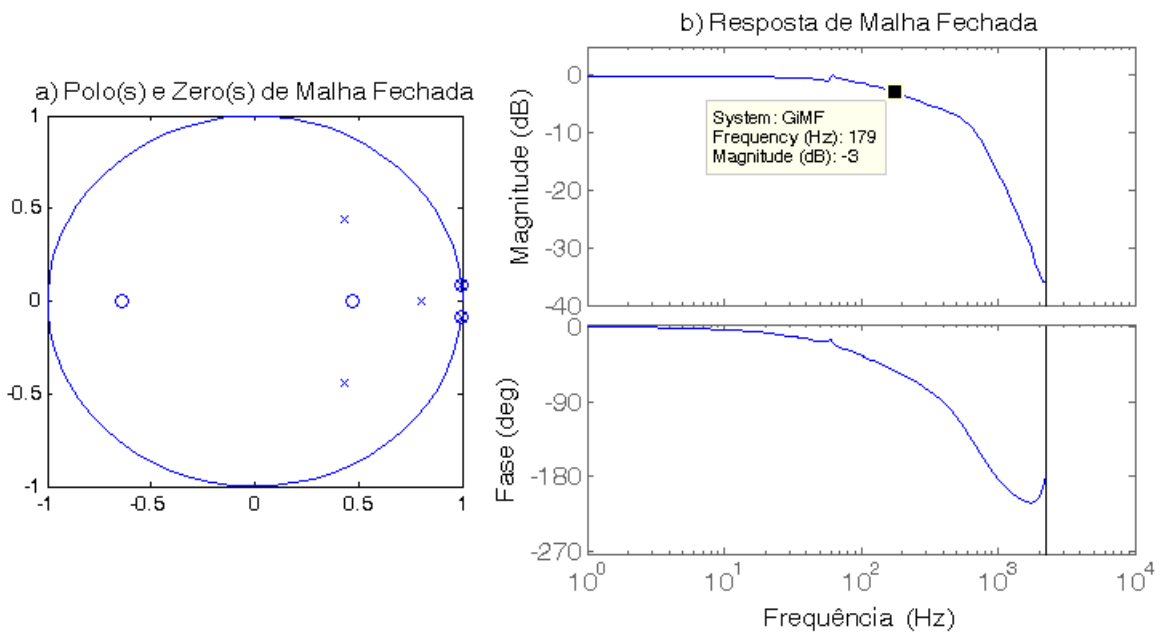


Figura 5.48 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.

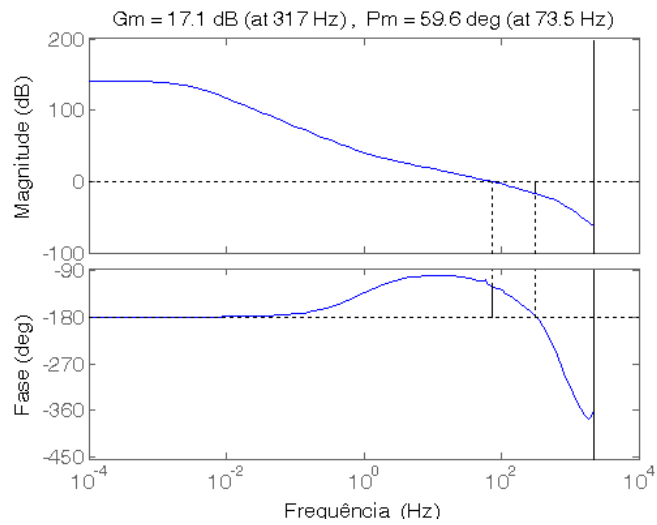


Figura 5.49 Resposta da malha aberta de tensão para a técnica PR com fch=2220Hz.

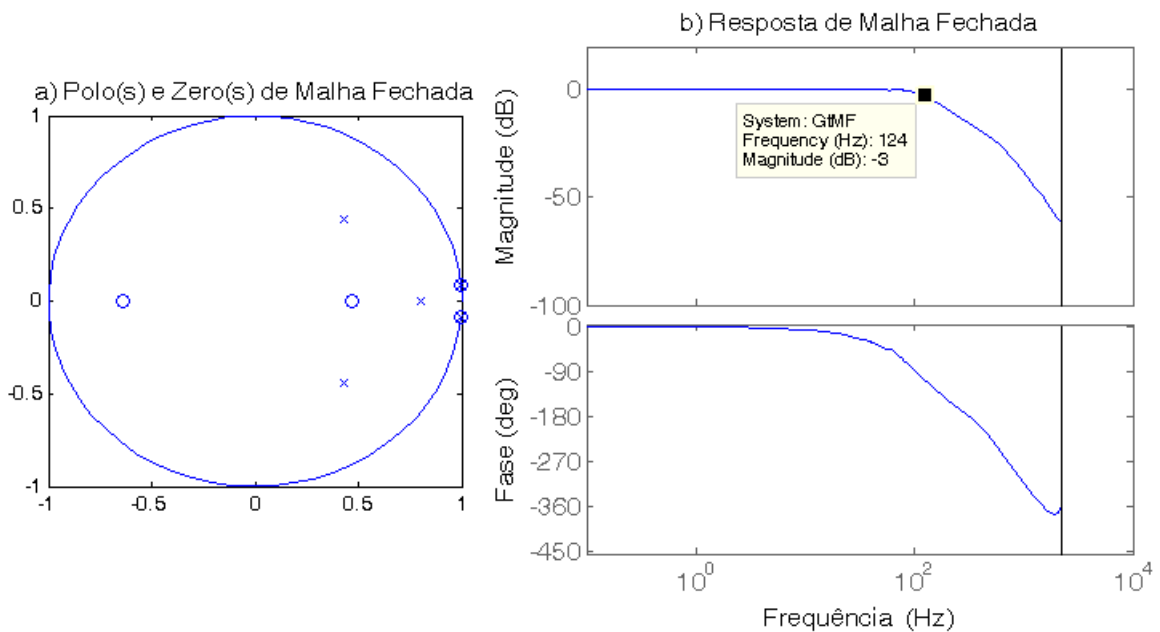


Figura 5.50 Estabilidade (a) e banda passante (b) da malha de tensão para a técnica PR com fch=2220Hz.

Na análise dinâmica com fch=2220Hz (Figura 5.51), observa-se que o tempo de resposta da malha de tensão foi de 500ms, valor próximo aos apresentados para as técnicas VOC e VFDPC-SVM. Para a malha de corrente, mesmo antes de ser dado o degrau de carga, as correntes I_α e I_β apresentaram um pequeno erro de amplitude em relação à referência. Uma forma de anular esse erro seria aumentar o ganho integral, mas durante as simulações

tal aumento levou o sistema à instabilidade. Apesar disso, as correntes não apresentaram erro de fase em relação à referência, nem mesmo quando foi dado um degrau de carga.

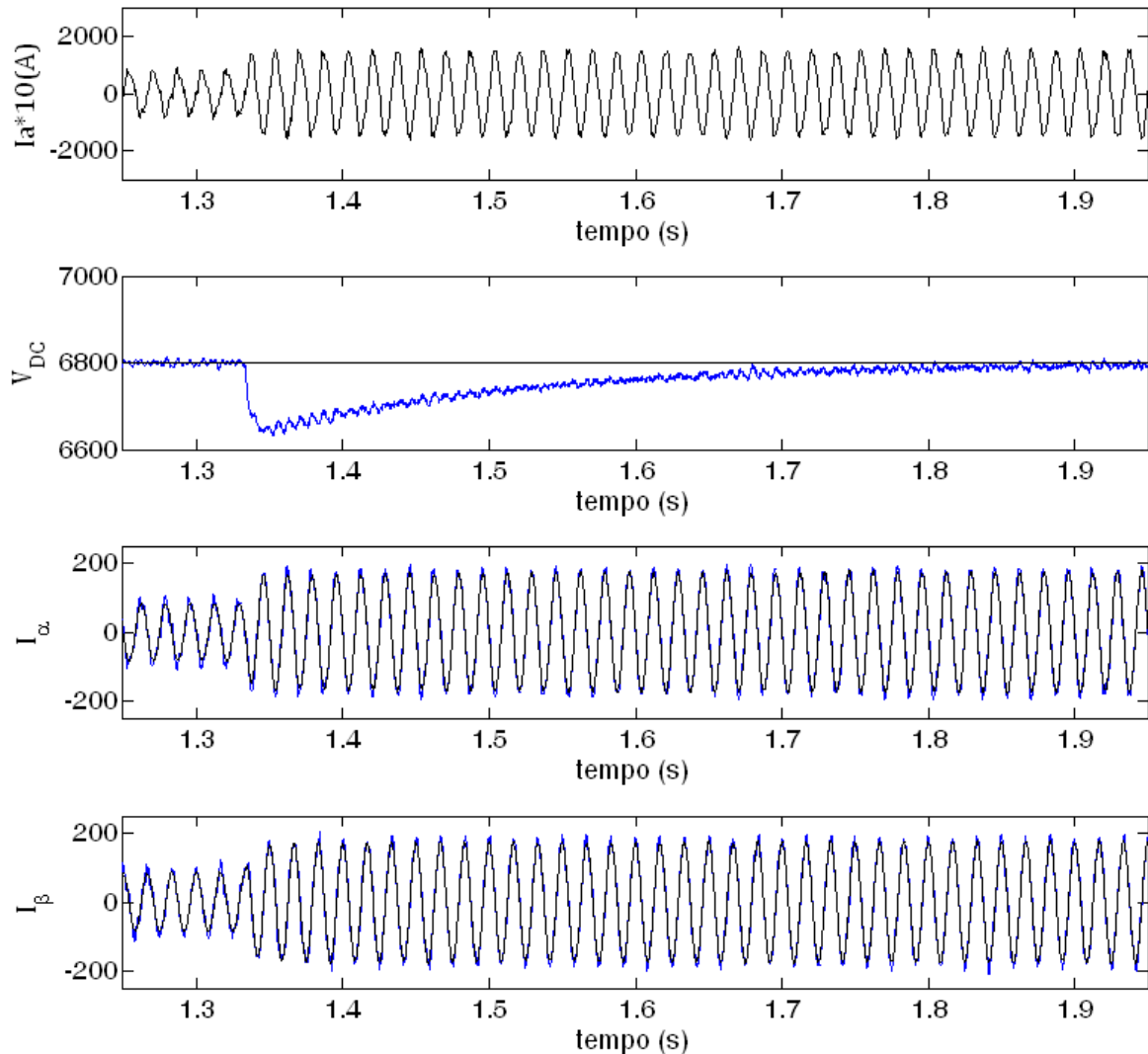


Figura 5.51 Degrau de carga de 500Hp para 1000Hp em $t=1,33$ s para a técnica PR com $f_{ch}=2220$ Hz.

Para concluir as análises dos controladores estudados neste trabalho, a Figura 5.52 apresenta as formas de onda da tensão e corrente obtidas com a técnica do controlador proporcional ressonante operando em baixa frequência. A THD de 3,32% na corrente (Figura 5.53), e harmônicos individuais abaixo dos limites (Figura 5.55) mostram que, apesar de alguns inter-harmônicos serem próximos de 1% (Figura 5.54), o resultado novamente foi satisfatório, pois se apresentou de acordo com os critérios pré-definidos na seção 3.5.

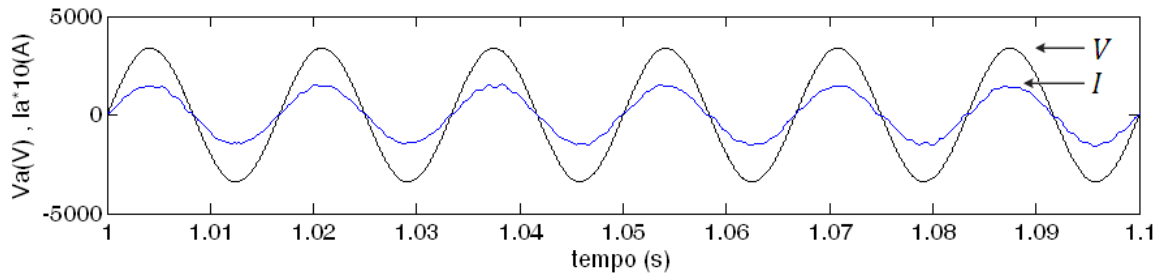


Figura 5.52 Tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=2220Hz.

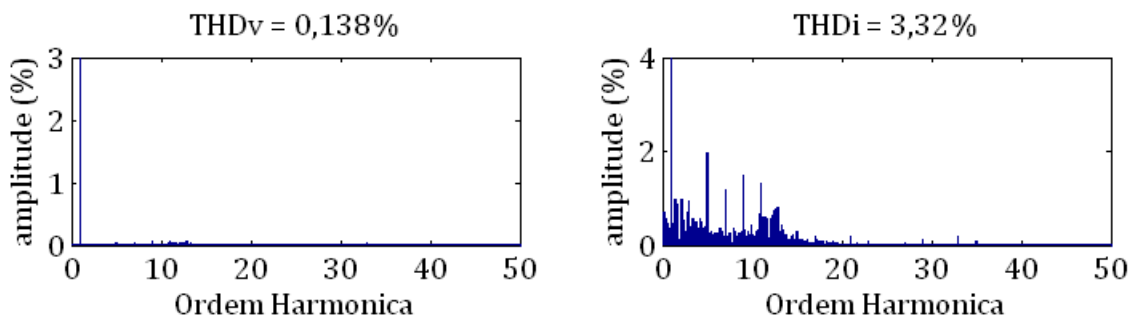


Figura 5.53 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica PR com fch=2220Hz.

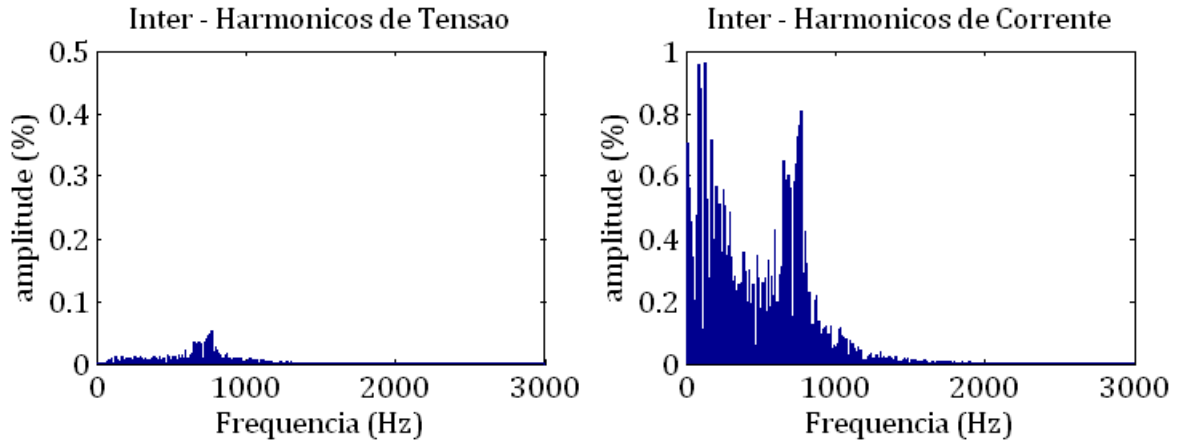


Figura 5.54 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica PR com fch=2220Hz.

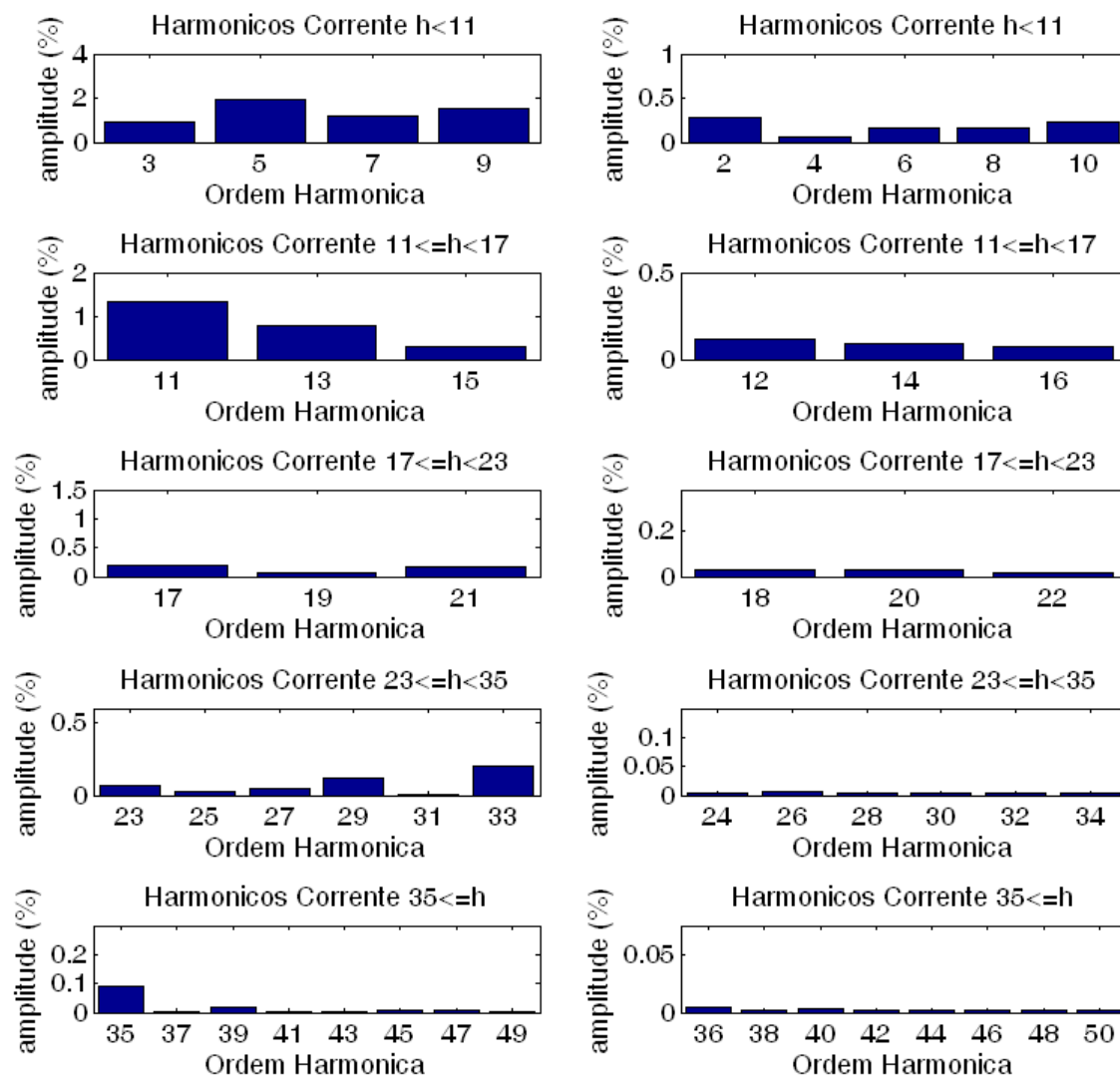


Figura 5.55 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica PR com $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

5.4 Conclusão do Capítulo

Conforme dito anteriormente, as técnicas de controle simuladas em 7680Hz apresentaram a mesma indutância, dessa forma cabem algumas observações sobre os resultados: 1. Todas as técnicas respeitaram os limites individuais de harmônicos. 2. A técnica VOC apresentou um nível de inter-harmônicos inferior a 0,1% enquanto as técnica VFDPC_SVM e PR apresentaram níveis abaixo de 0,3%. 3. A técnica VOC apresentou a menor distorção harmônica (1,77%), seguida do controlador PR (2,95%) e por último a VFDPC-SVM (4,82%). 4. Todos os controladores apresentaram uma boa resposta dinâmica.

A Tabela 5.7 resume os valores dos componentes utilizados no filtro LCL e a THD de corrente obtidos para as três técnicas analisadas. Em todos os casos utilizou-se uma baixa frequência de chaveamento.

Tabela 5.7 Resumo dos componentes do filtro LCL e THD de corrente para $f_{ch}=2220\text{Hz}$.

Técnica	$R_1=R_2$ (Ω)	L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μF)	L_3 (μH)	R_d Virtual (Ω)	THDi (%)	Inter- Harmônicos (%)
VOC	0,05	1,8	2,6	47,78	87,6	6,54	2,91	< 0,8
VFDPC-SVM							2,9	< 1
PR							3,32	< 1

Além dos valores apresentados cabe ressaltar que todas as técnicas apresentaram níveis individuais de harmônicos dentro dos limites estabelecidos na primeira linha da Tabela 3.1 e níveis de inter-harmônicos entre 0,5% e 1%. Também, em todos os casos, a corrente se apresentou em fase com a tensão. E assim, como para as simulações em 7680Hz, a resposta ao degrau de carga em todas as situações foi satisfatória.

Sendo o filtro LCL igual para as três técnicas e com uma distorção bem próxima entre elas conclui-se que, uma vez ajustados os controladores, os resultados obtidos para as técnicas aqui analisadas não apresentaram diferenças consideráveis. Isso posto, a atenção se volta ao estudo de diferentes técnicas de modulação, das quais a técnica por eliminação seletiva de harmônicos foi estudada e será apresentada no capítulo 6.

Capítulo 6

Modulador com Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE)

Como os resultados obtidos com as técnicas de controle analisadas anteriormente (VOC; VFDPC-SVM e Controlador PR) foram semelhantes, tanto para alta quanto para baixa frequência de chaveamento, concluiu-se que o método de controle utilizado não afeta significativamente o resultado. Além disso, para baixas frequências de chaveamento, o conteúdo harmônico em torno da frequência fundamental, antes desprezível, era amplificado devido a ressonância criada pelo filtro LCL, o que ocasionou um aumento da THD.

Tendo em vista uma resposta semelhante independente da técnica de controle utilizada e a necessidade de eliminar as ressonâncias provenientes do filtro LCL, o foco do trabalho foi direcionado para o estudo do Modulador com Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE) no lugar do modulador PWM utilizado anteriormente.

A eliminação seletiva de harmônicos é uma técnica de modulação proposta por [47] e baseia-se na obtenção de ângulos de chaveamento através da resolução de equações transcendentais, obtidas utilizando a análise de Fourier. Tais ângulos são responsáveis por “retalhar” a tensão do conversor de forma a se obter uma forma de onda cujos harmônicos eliminados possam ser selecionados previamente e cujo número de harmônicos eliminados possui uma relação fixa com o número de ângulos obtidos.

A intenção em utilizar tal estratégia de modulação é que, com a seleção prévia do conteúdo espectral, pode-se fazer com que o sinal não possua componentes na frequência de ressonância do filtro.

A Figura 6.1 apresenta o esboço do espectro de um sinal hipotético a fim de ilustrar o benefício esperado com a utilização do modulador com eliminação de harmônicos. Observa-se que, ao utilizar um filtro LCL para reduzir a amplitude da frequência f_2 , ocorreu uma ressonância em f_1 , afetando assim a THD do sinal (Figura 6.1b). Ao optar pela eliminação seletiva de harmônicos, espera-se não sintetizar a frequência f_1 (Figura 6.1c), de modo que a ressonância do filtro LCL não amplifique nenhuma frequência (Figura 6.1d).

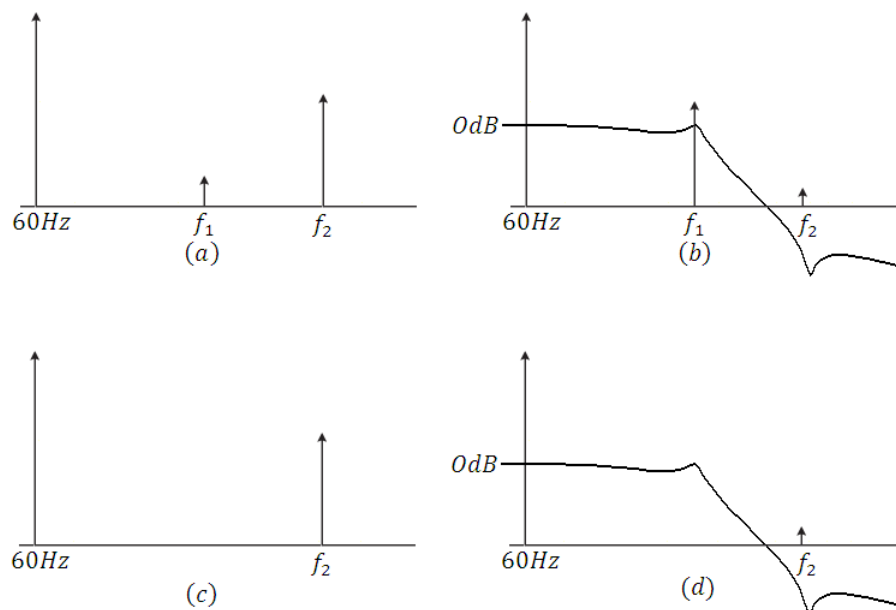


Figura 6.1 Esboço do espectro de um sinal hipotético. (a) Modulação PWM sem filtro LCL. (b) Modulação PWM com filtro LCL. (c) Modulação SHE sem filtro LCL. (d) Modulação SHE com filtro LCL.

6.1 Obtenção dos ângulos de chaveamento

Os ângulos de chaveamento foram obtidos de acordo com [47] e [48], cujas considerações serão mostradas na presente seção. Na Figura 6.2 é mostrada a forma de onda da tensão de saída do retificador.

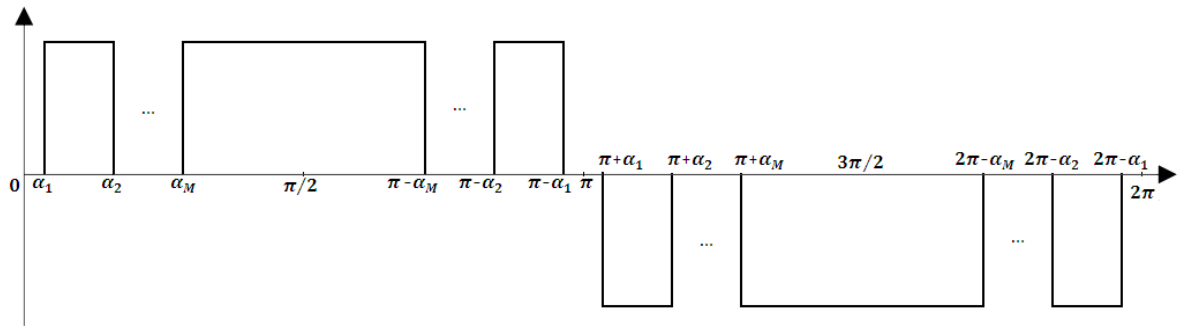


Figura 6.2 Ângulos de disparo e tensão de saída do retificador.

Devido a simetria de 1/2 onda e de 1/4 de onda são necessários M ângulos para “retalhar” a onda sendo que:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2 \tag{6.1}$$

De acordo com a análise de Fourier, uma onda pode ser expressa pela soma de senos e cossenos, conforme (6.2):

$$f(\alpha) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \text{sen}(n\alpha) + b_n \text{cos}(n\alpha)] \tag{6.2}$$

Onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \text{sen}(n\alpha) d\alpha \tag{6.3}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \text{cos}(n\alpha) d\alpha \tag{6.4}$$

Considerando-se a simetria de 1/2 onda e de 1/4 de onda, os coeficientes da série de fourrier resultam em:

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \text{cos}(n \alpha_k) \right], \forall n \text{ ímpar. } E = \frac{V_{dc}}{2} \tag{6.5}$$

$$a_n = 0, \forall n \text{ par} \tag{6.6}$$

$$b_n = 0, \forall n \quad (6.7)$$

Para a componente fundamental (n=1) temos:

$$a_1 = \frac{4E}{\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(\alpha_k) \right] \quad (6.8)$$

Além disso, a amplitude da componente fundamental relaciona-se com a tensão do barramento CC através do índice de modulação dado por:

$$m_i = \frac{a_1}{E} \quad (6.9)$$

A substituição de (6.9) em (6.8) resulta em:

$$\left[\sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(\alpha_k) \right] = m_i \frac{\pi}{4} \quad (6.10)$$

Considerando-se que os harmônicos característicos para um sistema trifásico equilibrado são ímpares não múltiplos de 3 e impondo que os coeficientes a_n (n=5,7,11,13...M) sejam nulos, podemos selecionar os harmônicos a serem eliminados.

Para M ângulos obtidos temos M-1 harmônicos eliminados. Além disso, de acordo com a avaliação feita em [48], a implementação do modulador com M ímpar é mais vantajosa em relação à implementação com M par. Sendo assim a análise que se segue foi feita utilizando-se M ímpar.

Com o auxílio de (6.10) e a anulação dos os coeficientes a_n ($n = 6 \left(\frac{k-1}{2} \right) \pm 1 ; k \in \mathbb{Z}_+^* | k \leq M$) da série de Fourier para eliminação dos harmônicos ímpares não múltiplos de 3, obtém-se o sistema de equações a seguir:

$$\begin{bmatrix} \cos(1\alpha_1) & -\cos(1\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(1\alpha_M) \\ \cos(5\alpha_1) & -\cos(5\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(5\alpha_M) \\ \cos(7\alpha_1) & -\cos(7\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(7\alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(h\alpha_1) & -\cos(h\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(h\alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_i \frac{\pi}{4} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Sendo h o harmônico a ser eliminado, dado por:

$$h = 6 \left(\frac{M-1}{2} \right) \pm 1, \forall M \text{ ímpar e maior que } 3 \quad (6.12)$$

Os ângulos $\alpha_1 \dots \alpha_M$ são obtidos através da solução numérica do sistema de ordem $M \times M$ mostrado em (6.11). Embora existam vários métodos para solução das equações transcendentais, escolheu-se o método Newton Raphson cuja descrição foi apresentada em [48] e será reescrita aqui para simplificação.

Reestruturando o sistema (6.11), temos:

$$\begin{bmatrix} \cos(1\alpha_1) & -\cos(1\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(1\alpha_M) - m_i \frac{\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) & -\cos(5\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(5\alpha_M) \\ \cos(7\alpha_1) & -\cos(7\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(7\alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(h\alpha_1) & -\cos(h\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} \cos(h\alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \vdots \\ f_M \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Os vetores dos ângulos de comutação ($\bar{\alpha}_k$) e das M variáveis do sistema de equações (6.13) são definidos por:

$$\bar{\alpha}_k = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T \quad (6.14)$$

$$\bar{f}(\bar{\alpha}_k) = [f_1, f_2, \dots, f_M]^T = [0, 0, \dots, 0]^T \quad (6.15)$$

Para que $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ seja nulo, conforme mostrado em (6.15), utilizou-se um script Matlab que utiliza a técnica de Newton Raphson para resolver as equações transcendentais do sistema (6.13). Os valores obtidos offline foram utilizados posteriormente como um “switching table” para o modulador. As equações a seguir, apresentadas em [48], representam o algoritmo utilizado:

1. Geração do valor inicial do vetor dos ângulos de comutação $\bar{\alpha}_0$.¹⁶

¹⁶ Os ângulos de comutação iniciais pares foram modificados em relação aos apresentados em [48] para que a inversa da matriz jacobiana que será calculada no passo 6 não seja mal condicionada.

$$\bar{\alpha}_k|_{k=0} = \begin{cases} \alpha_{(2i-1)0} = \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi i}{3(M+1)} \\ \alpha_{(2i)0} = \alpha_{(2i-1)0} + \frac{m_i}{N_{ITERACOES}} \\ \alpha_{M0} = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (6.16)$$

Sendo:

m_i – índice de modulação

$N_{ITERACOES}$ – número máximo de iterações do algoritmo

$$\bar{\alpha}_k = [\alpha_{10}, \alpha_{20}, \dots, \alpha_{M0}]^T \quad (6.17)$$

2. Avaliação do vetor de coeficientes $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ do sistema (6.13).
3. Verificação se os valores de cada elemento do vetor $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ satisfazem a condição de precisão ε , tal que $|f_i| < \varepsilon, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$.
4. Caso afirmativo, verificação se os valores de $\bar{\alpha}_k$ satisfazem a equação (6.1).
5. Em caso negativo, linearização do sistema no ponto $\bar{\alpha}_k$ de tal modo que:

$$\bar{f}(\bar{\alpha}_k) + \bar{J}(\bar{\alpha}_k) \Delta\bar{\alpha}_k = 0 \quad (6.18)$$

A matriz Jacobiana do sistema (6.13) é dada por:

$$\bar{J}(\bar{\alpha}_k) = \left. \frac{\partial \bar{f}(\bar{\alpha})}{\partial \bar{\alpha}} \right|_{\bar{\alpha}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_M} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Sendo assim,

$$\bar{J}(\bar{\alpha}_k) = - \begin{bmatrix} \text{sen}(1\alpha_1) & -\text{sen}(1\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} 1 \text{sen}(1\alpha_M) \\ 5\text{sen}(5\alpha_1) & -5\text{sen}(5\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} 5\text{sen}(5\alpha_M) \\ 7\text{sen}(7\alpha_1) & -7\text{sen}(7\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} 7\text{sen}(7\alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h\text{sen}(h\alpha_1) & -h\text{sen}(h\alpha_2) & + \dots & (-1)^{M+1} h\text{sen}(h\alpha_M) \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

6. Resolução $\Delta\bar{\alpha}_k$ tal que $\Delta\bar{\alpha}_k = -\bar{J}(\bar{\alpha}_k)^{-1} \cdot \bar{f}(\bar{\alpha}_k)$.
7. Atualização do vetor de ângulos de comutação: $\bar{\alpha}_{k+1} = \bar{\alpha}_k + \Delta\bar{\alpha}_k$.
8. Retorno ao segundo passo, repetindo-se deste ao oitavo passo até que se obtenha a precisão desejada ε para os coeficientes do vetor $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ e a condição do passo 4 seja satisfeita.

6.2 Resultados obtidos

Pela Tabela 6.1, que resume os valores utilizados na simulação, percebe-se que as indutâncias L_1 e L_2 (ambas de 1,4mH) foram menores do que as utilizadas no capítulo 5 com baixa frequência de chaveamento (1,8 e 2,5mH, respectivamente). Entretanto, para chegar aos resultados aqui apresentados, as resistências R_1 e R_2 tiveram que ser aumentadas de $0,05\Omega$ para $0,1\Omega$, aumentando as perdas do circuito. Cabe ressaltar ainda que, até o presente momento não foi possível implementar o resistor virtual conforme apresentado na seção 4.4, o que levanta a hipótese de se ter que fazer algum ajuste quando se utiliza o SHE. Dessa forma, as simulações foram feitas com R_d físico que também influencia nas perdas do circuito.

Tabela 6.1 Parâmetros utilizados para a técnica de modulação SHE.

$R_1=R_2$ (Ω)	L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μ F)	L_3 (μ H)	R_d (Ω)	Kp_Vdc	Ki_Vdc	Kp_I	Ki_I	M
0,1	1,4	1,4	66,22	37,82	4,72	0,6	50	1	100	17

Para as simulações do modulador SHE utilizou-se a técnica de controle VOC. Como resultado obteve-se a tensão e corrente mostradas na Figura 6.3. Nota-se que ambas encontram-se em fase e que a corrente apresentou uma THD de apenas 2,14% (Figura 6.4), valor um pouco inferior aos obtidos com as técnicas VOC, VFDPC-SVM e PR (2,91%, 2,9% e 3,32%, respectivamente) utilizando modulação PWM. Como ponto negativo destaca-se o alto índice de inter-harmônico (Figura 6.5), que apresentou valores bem acima dos 1% conseguidos com as técnicas anteriores para modulação PWM.

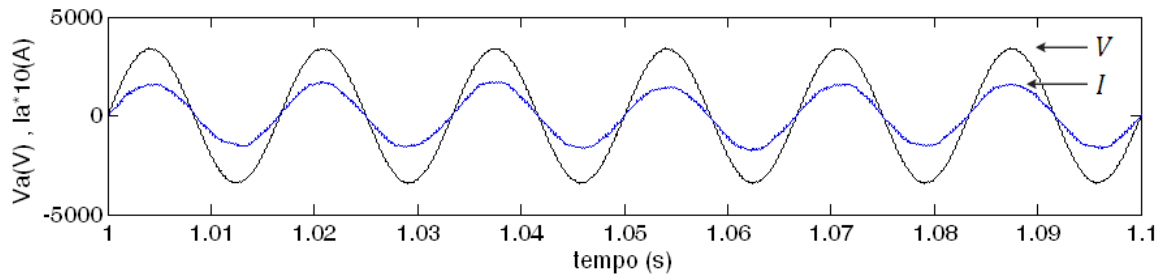


Figura 6.3 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica de modulação SHE.

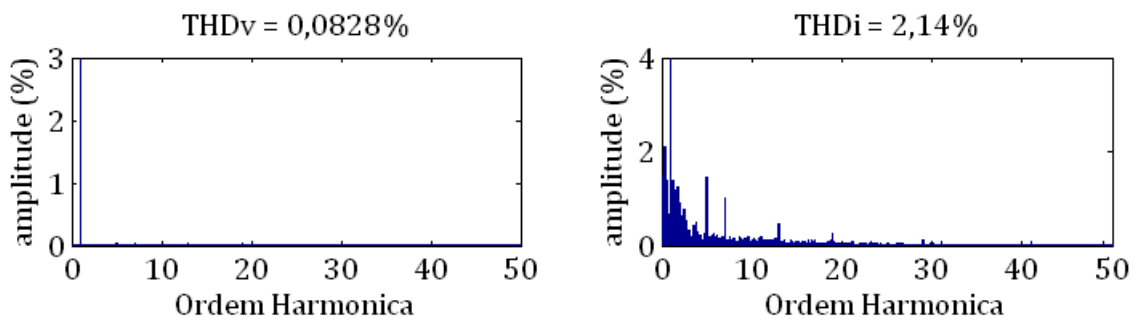


Figura 6.4 Espectro da tensão e corrente de fase para a técnica de modulação SHE.

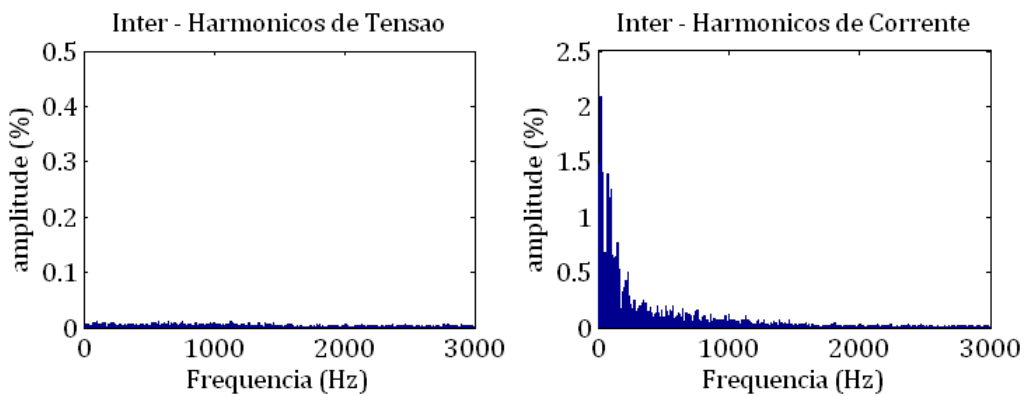


Figura 6.5 Níveis inter-harmônicos de tensão e corrente para a técnica de modulação SHE.

Na análise dos harmônicos individuais, percebe-se que todos encontraram-se abaixo dos limites, como mostra a Figura 6.6.

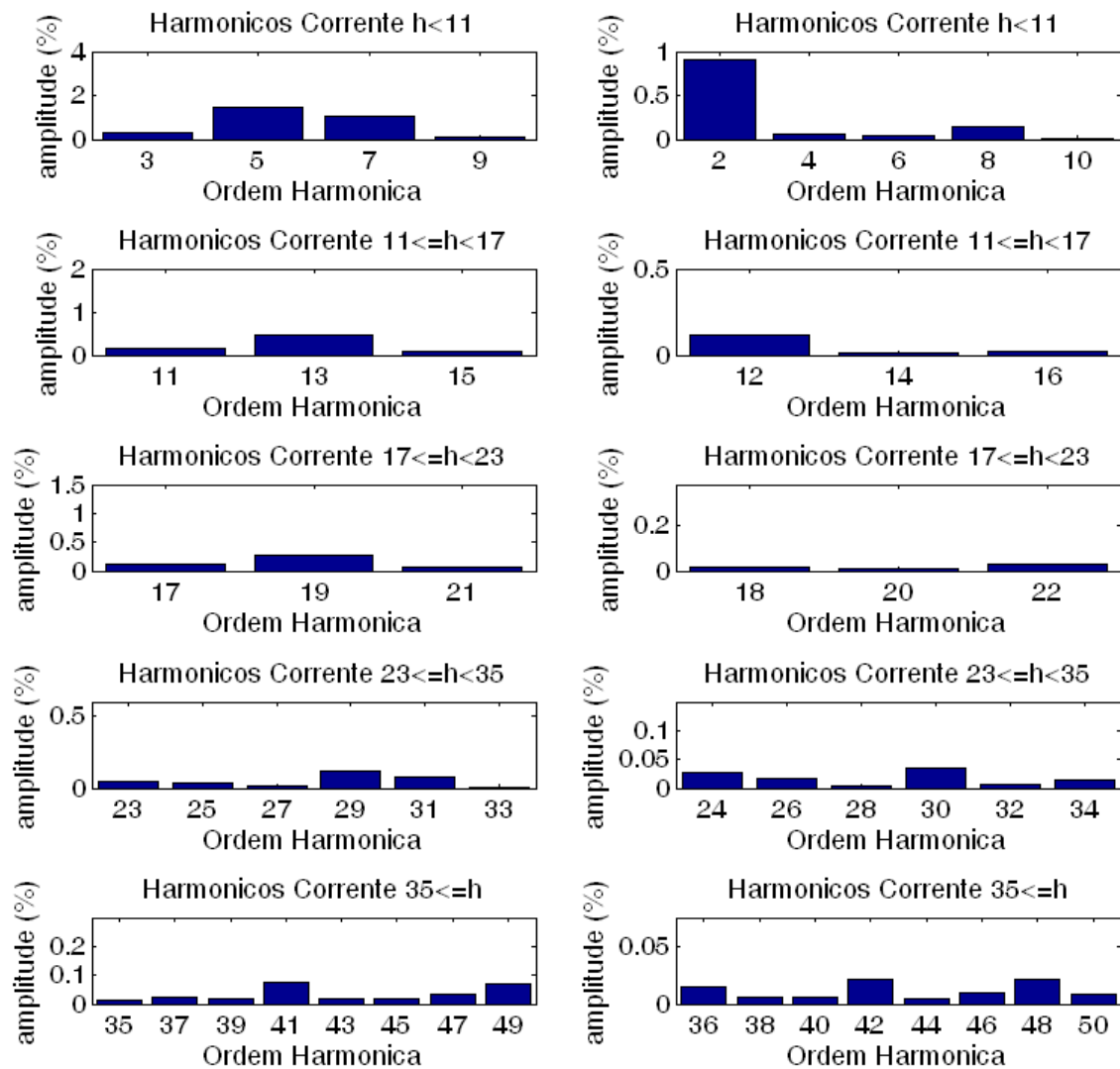


Figura 6.6 Harmônicos de corrente ímpares (esq.) e pares (dir.) em relação aos limites apresentados na Tabela 3.1 obtidos para a técnica de modulação SHE.

Um ponto observado nas simulações e que merece destaque é que em determinado tempo o sistema perde o controle cuja causa ainda não pôde ser avaliada mas, uma hipótese é que, como as tomadas de atitude do controlador ocorrem somente a cada $\frac{1}{4}$ do ciclo, pode ser que, entre uma tomada de decisão e outra, o controlador perca a referência. A Figura 6.7 mostra um dos instantes no qual o controle da corrente é perdido após 4,28 segundos de simulação.

Destaca-se ainda que a resposta ao degrau de carga não foi satisfatória haja visto que o sistema perdeu a controlabilidade.

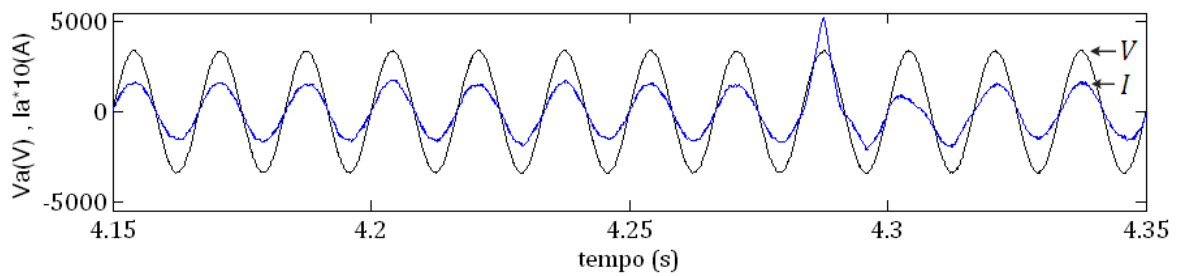


Figura 6.7 Tensão (V) e corrente (I) de fase para a técnica de modulação SHE. Destaque para a perda de controle em $t=4,28s$. THDi=4,49%, Nível Inter-Harmônico de até 12%, 2º harmônico de 3,29%.

6.3 Conclusão do Capítulo

Tendo em vista os pontos positivos e negativos aqui apresentados e sabendo que existem algumas simulações na literatura utilizando a técnica SHE [68] para retificadores ativos NPC, uma análise mais aprofundada sobre essa técnica de modulação merece ser realizada em trabalhos posteriores.

Capítulo 7

Considerações Finais

7.1 Conclusão Geral

Vários trabalhos encontrados na literatura utilizam o limite de 5% para distorção harmônica total da corrente estabelecido pelo IEEE, mas não apresentam as considerações para os níveis individuais dos harmônicos, tampouco para os níveis de inter-harmônicos.

Entretanto, a análise dos níveis individuais de harmônicos presentes no sinal como recomenda o IEEE, bem como a avaliação dos inter-harmônicos são importantes conforme mencionado no capítulo 3, haja visto que uma avaliação superficial somente da distorção total, verificando se ela encontra-se ou não abaixo dos 5%, pode mascarar a qualidade do resultado. Foi mostrado que mesmo para um sinal visivelmente distorcido a THD pode ser baixa, até mesmo nula, se não forem considerados os inter-harmônicos. Por isso, nas avaliações deste trabalho considerou-se as distorções totais, os níveis individuais de cada harmônico e os inter-harmônicos presentes no sinal o que torna o critério de classificação dos resultados obtidos mais restrigente.

Foram apresentados ainda os procedimentos para o projeto dos componentes dos filtros L e LCL, bem como o ajuste dos controladores. Tais procedimentos levam em consideração a tensão, impedância e frequência da rede, a frequência de chaveamento do retificador e o tamanho da carga utilizada. Dessa forma os critérios adotados podem ser utilizados para diferentes potências e frequências de chaveamento.

Para as simulações em 2220Hz, os sinais de corrente apresentaram uma THD inferior a 3,5%. Esse fato permite levantar a hipótese de que a frequência de chaveamento poderia ser reduzida um pouco mais a fim de manter a THD no limite de 5% recomendado pelo IEEE.

Entretanto, isso não é possível, pois como os harmônicos individuais também foram avaliados, uma redução na frequência de chaveamento faria com que a THD permanecesse dentro do limite total de 5%, mas os limites individuais não seriam respeitados. Dessa forma, a frequência de chaveamento mínima conseguida para uma carga de 1000Hp foi 2220Hz. Contudo verificou-se na literatura e através de algumas simulações a possibilidade de se obter frequências de chaveamentos mais baixas com a utilização de cargas maiores. Isso ocorre porque, com o aumento da carga a corrente fundamental também aumenta e, como os harmônicos não crescem na mesma proporção, a distorção reduz.

Em [68] é utilizada a técnica de modulação SHE para um sistema de 5MVA/4160V que resultou em uma distorção de 1,37% na corrente, entretanto aparece um nível CC de quase 1,3% na mesma, o que não é recomendado pela IEEE519-1992. Em [69], a baixa frequência de chaveamento, 300Hz, foi obtida graças ao retificador 24 pulsos e a técnica de eliminação seletiva de harmônicos. A relação de compromisso nesse caso é a utilização de 4 transformadores para construção do retificador. Os trabalhos apresentados em [70]-[72] utilizam um retificador do tipo CSR ao invés do retificador VSR. Nos três trabalhos o sistema apresentado foi de 4160V/1MVA. Embora em [70] e [71] a frequência de chaveamento apresentada seja baixa, 360 e 540Hz, o indutor utilizado apresentou uma alta indutância tendo em vista um sistema de média tensão (6,88mH e 4,59mH, respectivamente). Em [72] a frequência de chaveamento foi mais baixa ainda, 100Hz, o indutor utilizado foi de 2mH mas, para atingir tal resultado foi utilizado um retificador de 12 pulsos, o que requer um transformador adicional para realizar a ligação Y- Δ do secundário. Além disso, o número de chaves utilizadas, no caso GTO, foi o dobro de um retificador convencional, ocasionando assim maiores custos no projeto. Entretanto, é interessante avaliar se esse custo inicial do projeto, devido à utilização do transformador e o número maior de chaves, é amortizado ao longo do tempo pelas menores perdas devido à baixa frequência de chaveamento de 100Hz.

Diante do exposto acima conclui-se que o projeto de retificadores ativos deve ser elaborado caso a caso, levando em consideração vários parâmetros como o nível de tensão, tamanho da carga, filtro utilizado e frequência de chaveamento. Destaca-se ainda a importância dos critérios de avaliação dos harmônicos individuais e inter-harmônicos. Com os controladores bem ajustados, as técnicas de controle contempladas neste trabalho apresentaram resultados semelhantes. Por isso, deve-se avaliar a relação custo-benefício

para outras técnicas de modulação ou a viabilidade de sistemas com número de níveis superiores a 3.

7.2 Propostas de Continuidade

A partir da contribuição deste trabalho alguns tópicos são apresentados como proposta de continuidade:

- i) Avaliar o custo computacional e complexidade de implementação, em um processador digital, das técnicas de controle analisadas.
- ii) Realizar testes experimentais, em modelo reduzido, para verificar a eficácia dos controladores.
- iii) Como as técnicas de controle apresentaram resultados bem semelhantes propõe-se o estudo de diferentes técnicas de modulação levando-se em consideração as perdas.
- iv) Investigar o porquê da perda de controle e resposta dinâmica não satisfatória nas simulações realizadas no capítulo 6, haja visto que o estudo do modulador SHE não está finalizado.
- v) Realizar um estudo de mercado para avaliar o custo-benefício em utilizar um AFE com baixas frequências de chaveamento, porém com a necessidade de utilização de grandes filtros ou baixar a frequência de forma que as perdas por chaveamento sejam parcialmente reduzidas, mas que o tamanho dos filtros não seja tão grande.

Apêndice

A. Retificadores a Diodo

No capítulo 4 foram feitas análises e simulações das técnicas de controle previamente selecionadas na seção 2.2 do capítulo 1. Neste apêndice serão analisadas as características inerentes aos retificadores a diodo de 6 e 12 pulsos com o intuito de elucidar a importância dos retificadores ativos.

Primeiramente simulou-se, para uma carga de 1000Hp, um retificador a diodos 6 pulsos com e sem capacitor no barramento CC, respectivamente. Em seguida um retificador 12 pulsos foi utilizado com o intuito de se reduzir a THD.

A.1 Retificador a diodo com fonte de corrente no lado CC

Para um retificador trifásico, onda completa, não controlado, a tensão média de saída é dada por: $V_{omed} = 1,35 V_{ff_{rms}}$. Sendo a tensão de linha da rede igual a 4160Vrms temos:

$$V_{omed} = 1,35 * 4160 = 5616V \quad (A. 1)$$

Como a carga é de 1000HP (745.700W) a corrente média exigida por ela será de:

$$I_{dc} = \frac{745700}{5616} = 133A \quad (A.2)$$

Desta forma uma fonte de corrente constante de 133A foi usada para a simulação conforme mostrado na Figura A.1.

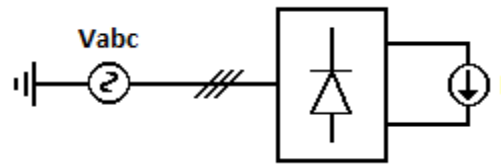


Figura A.1 Retificador a diodo com fonte de corrente.

A Figura A.2 mostra a tensão de linha da rede e a tensão de saída no barramento CC. Como era esperado [4] a tensão de saída do retificador trifásico, onda completa, apresenta 6 pulsos.

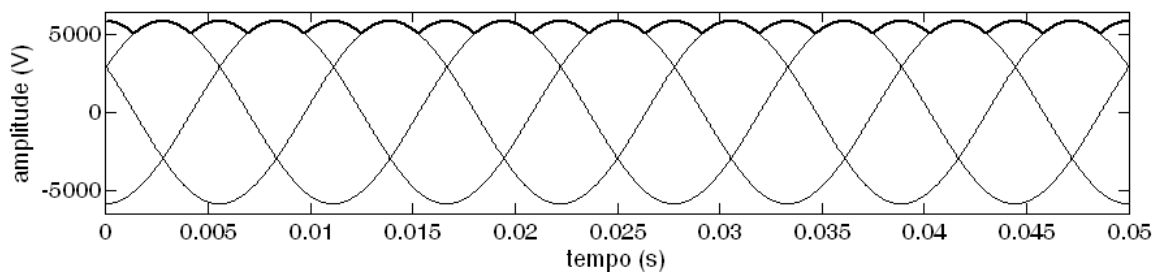


Figura A.2 Tensão de linha e tensão no barramento CC.

A corrente no lado CA é mostrada na Figura A.3.

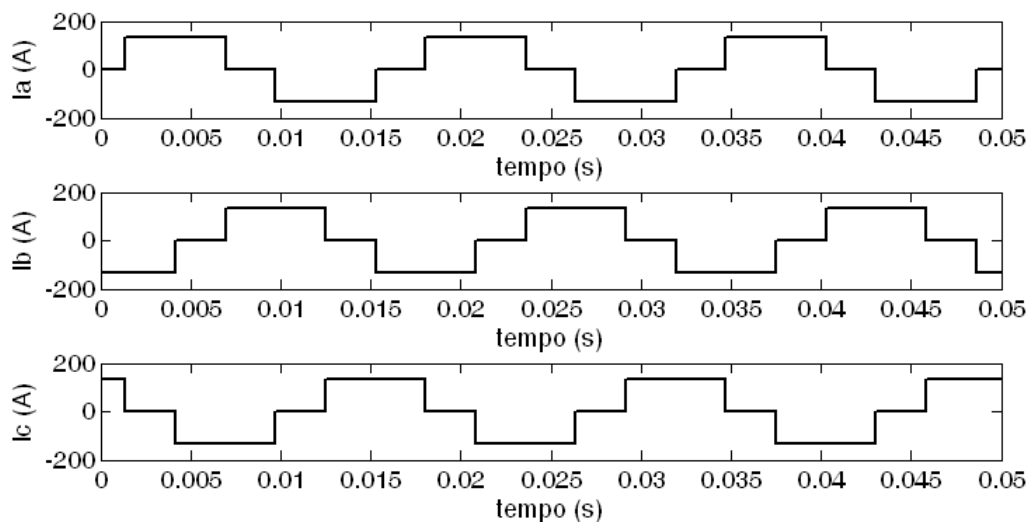


Figura A.3 Corrente na rede para o retificador com fonte de corrente.

Durante os intervalos de tempo nos quais a corrente em uma das fases se anula as outras duas fases conduzem a corrente de carga em sentidos opostos. Percebe-se que a corrente em cada fase apresenta uma forma de onda quadrada ideal com condução de 120° . Tal onda não apresenta componentes harmônicas de ordem par nem componentes ímpares múltiplos de 3. Além disso, a amplitude do harmônico em relação à fundamental é $1/h$, onde h é a ordem harmônica. Dessa forma a THD esperada para os 50 primeiros harmônicos é dada por:

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{11}\right)^2 + \dots + \left(\frac{1}{49}\right)^2} = 30,02\% \quad (\text{A.3})$$

O resultado obtido através de simulação é mostrado na Figura A.4.

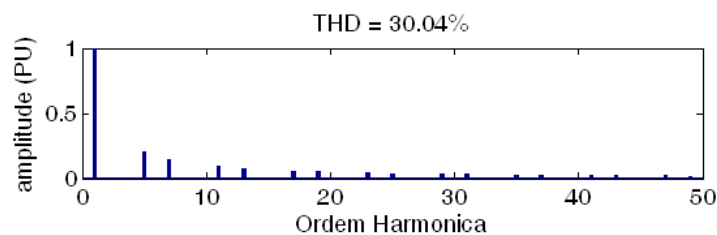


Figura A.4 THD de corrente para o retificador a diodo com fonte de corrente ideal.

A.2 Retificador a diodo com carga de 1000HP

Na subseção A.1 desconsiderou-se o capacitor no barramento CC, tal montagem apresenta uma tensão retificada cuja forma de onda é uma envoltória das tensões de linha durante os intervalos de 60° a 120° , conforme mostrado na Figura A.2.

O ripple de tensão para o retificador sem capacitor no barramento CC é de:

$$\Delta V = 5883 - 5094 = 789\text{V ou } 13\% \quad (\text{A.4})$$

Para se obter um ripple de 10% temos:

$$\Delta V = 0,1 * 5883 = 588,3\text{V} \quad (\text{A.5})$$

O ângulo cujo seno vale 5294V (5883V-588,3V) é dado por:

$$5294,7 = 5883 \text{ sen}(\theta) \quad (\text{A.6})$$

$$\theta = \text{sen}^{-1}\left(\frac{5294,7}{5883}\right) = 64,15^\circ \quad (\text{A.7})$$

Dessa forma o capacitor irá se carregar durante $25,85^\circ$ ($30^\circ - 4,15^\circ$) e se descarregará durante $34,15^\circ$ ($30^\circ + 4,15^\circ$) conforme mostrado na Figura A.5. Ou ainda:

$$\Delta t = \frac{1}{60} * \frac{34,15^\circ}{360^\circ} = 1,58\text{ms} \text{ (tempo de descarga)} \quad (\text{A.8})$$

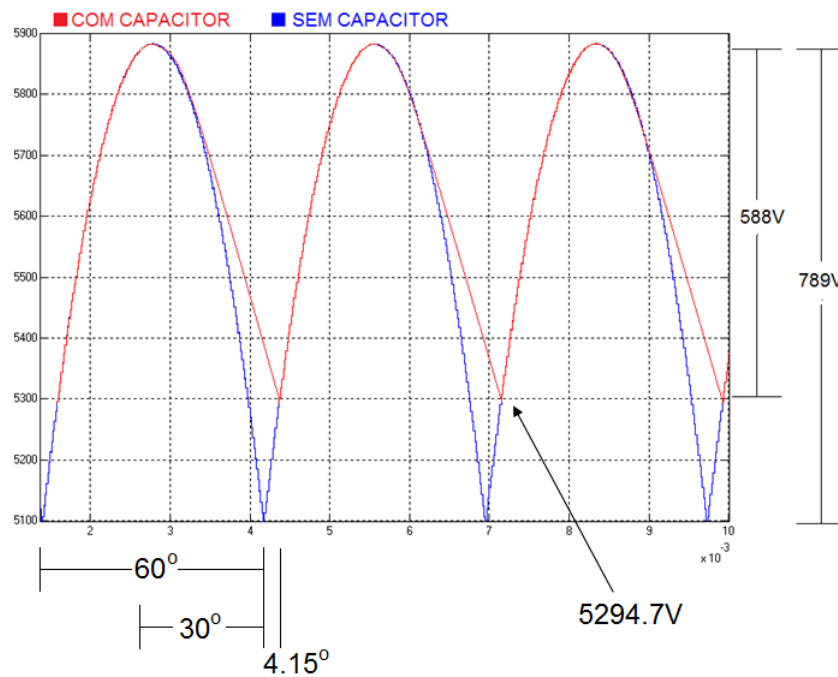


Figura A.5 Tensão de saída do retificador a diodo. Azul - Sem capacitor; Vermelho - Com capacitor.

Conforme calculado na subseção A.1 a corrente de saída é 133A, dessa forma o capacitor mínimo que garante um ripple de 10% no barramento CC é:

$$i = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (\text{A.9})$$

$$C = 133 \frac{1,58 * 10^{-3}}{588,3} = 357\mu\text{F} \quad (\text{A.10})$$

A Figura A.6 mostra a montagem utilizada na simulação. A corrente na rede e a THD são mostradas nas Figura A.7 e Figura A.8, respectivamente.

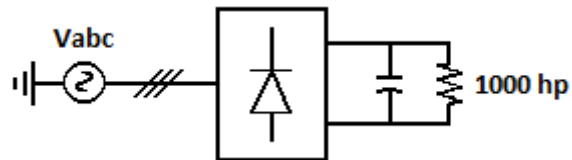


Figura A.6 Retificador a diodo com carga de 1000HP.

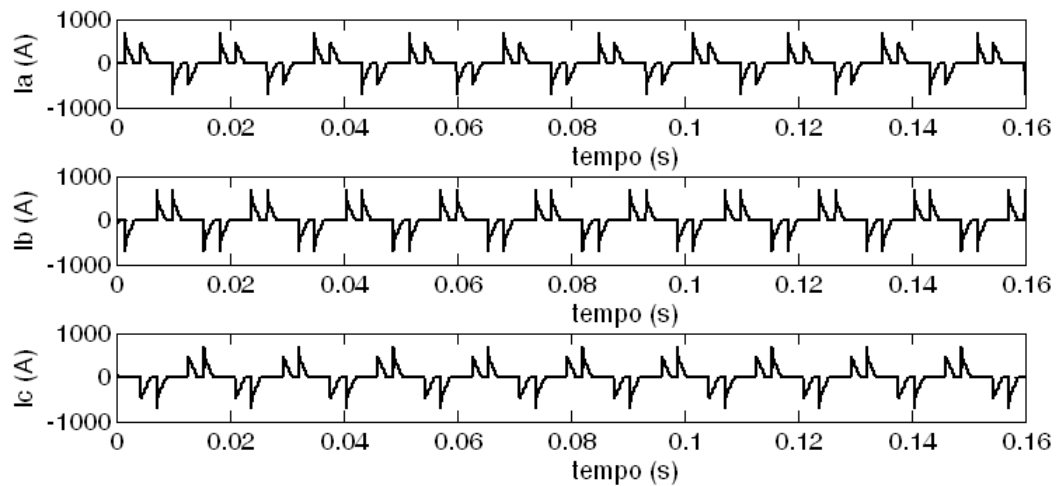


Figura A.7 Corrente na rede para o retificador com carga de 1000HP.

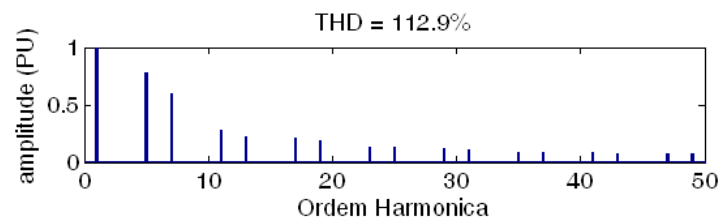


Figura A.8 THD de corrente para o retificador a diodo com carga de 1000HP.

Percebe-se na Figura A.7 que a corrente na rede apresenta um regime de condução descontínuo. Isso ocorre pois, nos momentos em que a tensão do capacitor torna-se maior que a tensão da rede é ele que fornece a corrente para a carga.

Outro ponto de destaque é a alta THD presente na corrente da rede (Figura A.8) devido ao capacitor no barramento CC. Isso ocorre pois, no momento em que o capacitor

está fornecendo corrente para a carga a corrente da rede vai a zero durante um intervalo de tempo.

A.3 Retificador a diodo 12 pulsos

Conforme [4] para um conversor 'n' pulsos as componentes harmônicas presentes nos sinais são $h=nk\pm 1$. Dessa forma, a fim de reduzir a THD obtida com o retificador anterior (6 pulsos) um retificador 12 pulsos foi utilizado (Figura A.9).

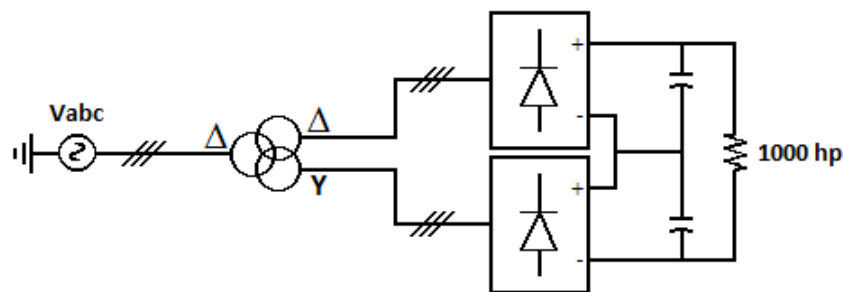


Figura A.9 Retificador 12 pulsos.

A Figura A.10 mostra os resultados obtidos com a utilização de tal conversor. A THD na tensão é de 0,954% enquanto a THD de corrente é de 4,28%, ambos dentro do limite recomendado pelo padrão IEE 519-1992.

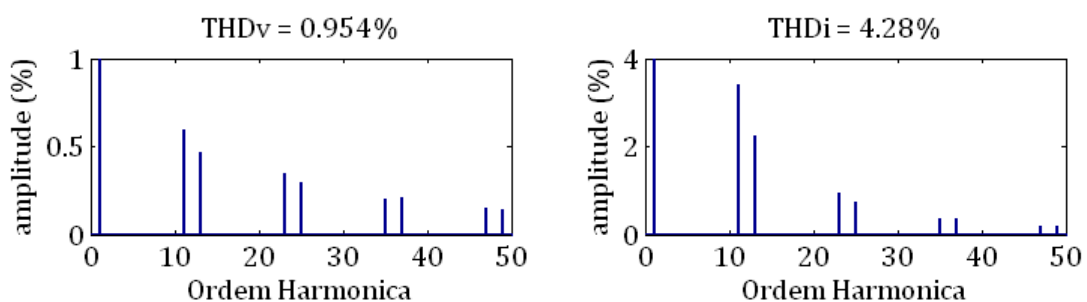


Figura A.10 THD de tensão e corrente para o retificador 12 pulsos.

Embora a THD obtida com o retificador 12 pulsos seja satisfatória, tal montagem, na prática, é cara e pesada haja visto a necessidade de dois transformadores para realizá-la. Além disso, apesar da redução da THD, tal montagem não apresenta a solução para a

reversão do fluxo de potência da carga para a fonte nem correção do fator de deslocamento. Percebe-se na Figura A.11 que a corrente não se encontra em fase com a tensão.

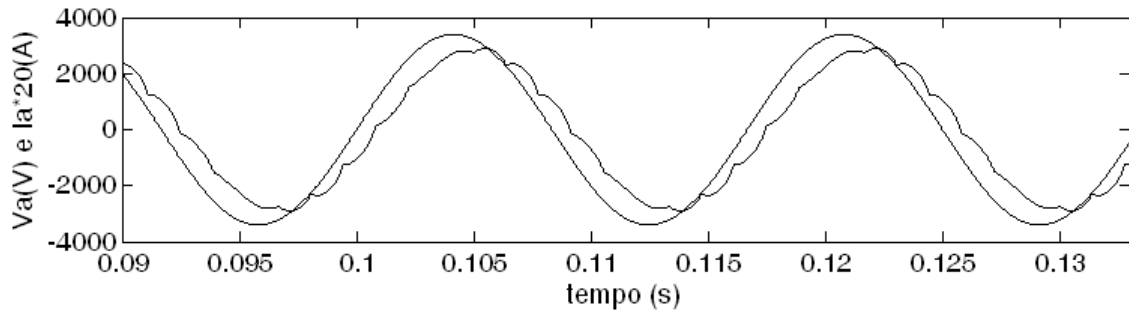


Figura A.11 Tensão de fase e corrente de linha para o retificador 12 pulsos.

A.4 Conclusão

Como esperado, as análises realizadas neste apêndice evidenciaram os problemas em relação ao controle da THD, fator de deslocamento inferior a unidade e incapacidade de operar com fluxo de energia da carga para a fonte inerentes ao retificador a diodo. Portanto, fica explicitado a necessidade da utilização de retificadores ativos cujo estudo é apresentado no capítulo 4.

Anexo

B. Transformada de Clark e Park

B.1 Transformada de Clark

$$x_{\alpha\beta} = C x_{abc} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{pmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

B.2 Transformada inversa de Clark

$$x_{abc} = C^{-1} x_{\alpha\beta} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{B.4})$$

B.3 Transformada de Park

$$x_{dq} = P x_{\alpha\beta} \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta) & \sin(\omega t + \theta) \\ -\sin(\omega t + \theta) & \cos(\omega t + \theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{B.6})$$

B.4 Transformada de inversa de Park

$$x_{\alpha\beta} = P^{-1} x_{dq} \quad (\text{B.7})$$

$$\begin{pmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta) & -\sin(\omega t + \theta) \\ \sin(\omega t + \theta) & \cos(\omega t + \theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (\text{B.8})$$

B.5 Relações da transformada de Park

$$[P][P^{-1}] = \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta) & \sin(\omega t + \theta) \\ -\sin(\omega t + \theta) & \cos(\omega t + \theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta) & -\sin(\omega t + \theta) \\ \sin(\omega t + \theta) & \cos(\omega t + \theta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = I \quad (\text{B.9})$$

$$[P] \frac{d[P^{-1}]}{dt} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta) & \sin(\omega t + \theta) \\ -\sin(\omega t + \theta) & \cos(\omega t + \theta) \end{pmatrix} \omega \begin{pmatrix} -\sin(\omega t + \theta) & -\cos(\omega t + \theta) \\ \cos(\omega t + \theta) & -\sin(\omega t + \theta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.10})$$

Referências Bibliográficas

- [1] Rodriguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P.; , "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.52, no.1, pp. 5- 22, Feb. 2005
- [2] Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W.; , *Power Electronics: Converters Applications and Design*, 3rd ed. New York: Wiley, 2002
- [3] Trzynadlowski, A.; , *Introduction to Modern Power Electronics*, 1st ed. New York: Wiley-Interscience, 1998
- [4] Arrillaga, J.; Watson, N. R.; , *Power Systems Harmonics*, 2nd ed. New York: Wiley, 2003
- [5] Paice, D.; , *Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*, 2nd ed. New York: IEEE Press, 1996
- [6] Dugan, R. C.; McGranaghan, M. F.; Santoso, S.; Beaty, H. W.; , *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed. McGraw-Hill, 2003
- [7] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," *IEEE Std 519-1992* , 1993
- [8] "IEC Limits for Harmonics Current Emissions (Equipment Input Current up to and Including 16 A Per Phase)," IEC 61000-3-2 International Standard, 2000
- [9] "Procedimentos de Distribuição de Energia no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica," ANEEL, rev. 3, 2011
- [10] Malinowski, M.; Kazmierkowski, M.P.; , "Control of Three-Phase PWM Rectifier - A comparative Review," *IEEE Industrial Electronics*, vol.51, no.1, 2004
- [11] Zixin Li; Ping Wang; Yaohua Li; Congwei Liu; Haibin Zhu; Longcheng Tan; , "Instantaneous power based control of three-phase PWM rectifier under distorted source voltages," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009* , pp.1234-1239, 5-8 July 2009
- [12] Ruiu, D.; Bojoi, R.I.; Limongi, L.R.; Tenconi, A.; , "New Stationary Frame Control Scheme for Three-Phase PWM Rectifiers Under Unbalanced Voltage Dips Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.46, no.1, pp.268-277, Jan.-feb. 2010

- [13] Cichowlas, M.; Kamierkowski, M.P.; , "Comparison of current control techniques for PWM rectifiers," *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002* , vol.4, pp. 1259- 1263, 2002
- [14] IEEE, *IEEE Xplore- Home*, [Online] Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/>, Out 2011
- [15] "Active front end Simovert Masterdrives", Siemens, Nuremberg. [Online] Disponível em: <http://www.automation.siemens.com/mcms/infocenter/dokumententcenter/ld/Documentsu20Brochures/lv-umrichter/ws-masterdrives-afe-en.pdf>, Fev 2012
- [16] Siemens , Masterdrives AFE - Uma Única Plataforma de Drive Tecnologias do líder mundial em inovação. - Siemens , [Online] Disponível em: <http://www.industry.siemens.com.br/drives/br/pt/conversores/conversores-bt/simovert-masterdrives/Masterdrives-AFE/Pages/Masterdrives-AFE.aspx>, Fev 2012
- [17] "ABB industrial drives for test bench applications", ABB, Helsinki, 2005. [Online] Disponível em: [http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/75f742ec3ec8628ac2256ff700370aa1/\\$file/test_bench_en_revb_lr.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/75f742ec3ec8628ac2256ff700370aa1/$file/test_bench_en_revb_lr.pdf), Fev 2012
- [18] "Active front end technology applied to a downhill belt conveyor", ABB, Switzerland, 2011. [Online] Disponível em: [http://www05.abb.com/global/scot/scot244.nsf/veritydisplay/376594dac2a54e488325786800464b62/\\$file/3bhs%20229%20728%20zab%20e01%20reva_lr.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot244.nsf/veritydisplay/376594dac2a54e488325786800464b62/$file/3bhs%20229%20728%20zab%20e01%20reva_lr.pdf), Fev 2012
- [19] "Epcos Application Notes", Epcos, Munich, Germany, Switzerland, 2000. [Online] Disponível em: http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Inductors/EMCComponents/Filters/PDF/PDF__ApplicationNotes,property=Data__en.pdf;/PDF_ApplicationNotes.pdf, Set 2010
- [20] Nabaee, A.; Takahashi, I.; Akagi, H.; , "A new neutral-point clamped PWM inverter, " *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.17, no.5, pp. 518-523, 1981
- [21] Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng; , "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002
- [22] Yacoubi, L.; Fnaiech, F.; Dessaint, L.A.; Al-Haddad, K.; , "Adaptive nonlinear control of a three-phase three-level neutral point clamped rectifier," *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* , vol.1, pp.619-625, 30 Sep-4 Oct 2001

- [23] Zhang Zhi; Xie Yun-xiang; Le Jiang-yuan; Chen lin; , "A nonlinear control method for three-phase three-level NPC rectifier," *Control and Decision Conference, 2009. CCDC '09. Chinese* , pp.4985-4990, 17-19 June 2009
- [24] Zhang Yingchao; Zhao Zhengming; Zhang Yongchang; Lu Ting; Yuan Liqiang; , "The virtual flux oriented control of three-level neutral point clamped PWM rectifier," *2007. ICEMS. International Conference on Electrical Machines and Systems* , pp.22-27, 8-11 Oct. 2007
- [25] de Heredia, A.L.; Antoniewicz, P.; Etxeberria-Otadui, I.; Malinowski, M.; Bacha, S.; , "A Comparative Study Between the DPC-SVM and the Multi-Resonant Controller for Power Active Filter Applications," *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* , vol.2, pp.1058-1063, 9-13 July 2006
- [26] Larrinaga, S.A.; Vidal, M.A.R.; Oyarbide, E.; Apraiz, J.R.T.; , "Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.54, no.3, pp.1261-1271, June 2007
- [27] Kazmierkowski, M.P.; Malesani, L.; , "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.45, no.5, pp.691-703, Oct 1998
- [28] Malinowski, M.; Kazmierkowski, M.P.; Trzynadlowski, A.M.; , "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol.18, no.6, pp. 1390- 1396, Nov. 2003
- [29] Escobar, G.; Martinez-Montejano, M.F.; Torres Olguin, R.E.; Valdez, A.A.; , "An adaptive direct power control for three-phase PWM rectifier in the unbalanced case," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* , pp.3150-3155, 15-19 June 2008
- [30] Ting Lu; Zhengming Zhao; Yingchao Zhang; Yongchang Zhang; Liqiang Yuan; , "A novel direct power control strategy for three-level PWM rectifier based on fixed synthesizing vectors," *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008* , pp.1143-1147, 17-20 Oct. 2008
- [31] Zhang Yingchao; Zhao Zhengming; Lu Ting; Li Long; , "Direct power and torque control for three-level NPC based PWM ac/dc/ac converter," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International* , pp.1780-1784, 17-20 May 2009

- [32] Hansen, S.; Malinowski, M.; Blaabjerg, F.; Kazmierkowski, M.P.; , "Sensorless control strategies for PWM rectifier," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE* , vol.2, pp.832-838 vol.2, 2000
- [33] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Borup, U.; Liserre, M.; , "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE* , vol.1, pp. 580- 586 Vol.1, 2004
- [34] Burgos, R.P.; Wiechmann, E.P.; Holtz, J.; , "Complex state-space modeling and nonlinear control of active front-end converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.52, no.2, pp. 363- 377, April 2005
- [35] Yu Fang; Yong Xie; Tengfei Wei; Mingxing Yin; Yan Xing; , "A neutral-point voltage balance technique for a diode-clamped three-level PWM rectifier based on fuzzy control," *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09* , pp.71-75, 3-5 Nov. 2009
- [36] Bouafia, A.; Krim, F.; Gaubert, J.-P.; , "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.56, no.6, pp.1984-1992, June 2009
- [37] Jie Yu; Yu-peng Tang; , "AC current sensorless control of three-phase three-wire PWM rectifiers," *7th World Congress on Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008* , pp.6516-6520, 25-27 June 2008
- [38] Cortizo, P. C.; , *Site pessoal de Porfírio Cabaleiro Cortizo*, [Online] Disponível em: <http://www.cpdee.ufmg.br/~porfirio>, Jun 2011
- [39] Hernandez, F.; Moran, L.; Espinoza, J.; Dixon, J.; , "A multilevel active front-end rectifier with current harmonic compensation capability," *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004* , vol.2, pp. 1446- 1451 Vol. 2, 2-6 Nov. 2004
- [40] Kapil, P.N.; Ramesh, R.; , "Design and development of three phase diode point clamped active front end converter," *The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE)* , vol.5, pp.40-44, 26-28 Feb. 2010
- [41] Zhang, H.B.; Finney, S.J.; Massoud, A.M.; Fletcher, J.E.; Williams, B.W.; , "Operation of a three-level NPC active power filter with unbalanced and nonlinear loads," *4th IET*

- Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008* , pp.22-26, 2-4 April 2008
- [42] Bartelt, R.; Oettmeier, M.; Heising, C.; Staudt, V.; , "Flux-based control of 3-phase Active Front End," *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)* , pp.69-73, 15-18 June 2010
- [43] Malinowski, M.; Jasinski, M.; Kazmierkowski, M.P.; , "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.51, no.2, pp. 447- 454, April 2004
- [44] Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; , "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol.18, no.3, pp. 814- 822, May 2003
- [45] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P.C.; , "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications* , vol.153, no.5, pp.750-762, September 2006
- [46] Guo, Suxuan; Liu, Dichen; , "Proportional-resonant based high-performance control strategy for voltage-quality in dynamic voltage restorer system," *2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)* , pp.721-726, 16-18 June 2010
- [47] Patel, Hasmukh S.; Hoft, Richard G.; , "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.IA-9, no.3, pp.310-317, May 1973
- [48] Luiz, A.-S.A.; , "Tensões e correntes senoidais em conversores para média tensão industrial," Tese de Doutorado, Escola de Engenharia UFMG, 2007
- [49] Wang Xu; Huang Kaizheng; Yan Shijie; Xu Bin; , "Simulation of three-phase voltage source PWM rectifier based on the Space Vector Modulation," *Control and Decision Conference, 2008. CCDC 2008. Chinese* , pp.1881-1884, 2-4 July 2008
- [50] Rodriguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P.; , "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.52, no.1, pp. 5-22, Feb. 2005
- [51] Xu Bin; Yang Dan; Wang Xu; , "Modeling and simulation of cascaded H-bridge multilevel inverter with active front end," *2nd International Conference on Power*

- Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)* , vol.1, pp.201-204, 19-20 Dec. 2009
- [52] Siyu Leng; Il-Yop Chung; Wenxin Liu; Cartes, D.; , "Reconfigurable active front-end of adjustable speed drives for power quality improvement," *IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09* , pp.1-8, 26-30 July 2009
- [53] Feiqin Hao; Yu Fang; Ru Wang; Yan Xing; Yundong Ma; , "Digital control without line voltage sensing for a three phase bidirectional inverter," *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008* , pp.1506-1510, 17-20 Oct. 2008
- [54] Malesani, L.; Rossetto, L.; Tenti, P.; Tomasin, P.; , "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link ," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.31, no.2, pp.287-292, Mar/Apr 1995
- [55] Stopa, M. M.; , "Controle do motor de indução por orientação de campo: uma implementação utilizando um conversor PWM reversível," Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia UFMG, 1997
- [56] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S.; , "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.41, no.5, pp. 1281- 1291, Sept.-Oct. 2005
- [57] Karshenas, H.R.; Saghafi, H.; , "Basic Criteria in Designing LCL Filters for Grid Connected Converters," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* , vol.3, pp.1996-2000, 9-13 July 2006
- [58] McGranaghan, M.; Beaulieu, G.; , "Update on IEC 61000-3-6: Harmonic Emission Limits for Customers Connected to MV, HV, and EHV," *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES* , pp.1158-1161, 21-24 May 2006
- [59] Macedo Jr, J. R.; , "Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas e seus efeitos nos indicadores de flutuação de tensão," Tese de Doutorado, Escola de Engenharia UFES, 2009
- [60] Fazel, S.S.; Bernet, S.; Krug, D.; Jalili, K.; , "Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.43, no.4, pp.1032-1040, July-aug. 2007

- [61] Malinowski, M.; Kazmierkowski, M.P.; Bernet, S.; , "New simple active damping of resonance in three-phase PWM converter with LCL filter," *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2005. ICIT 2005* , pp.861-865, 14-17 Dec. 2005
- [62] Wessels, C.; Dannehl, J.; Fuchs, F.W.; , "Active damping of LCL-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers — stability analysis with different filter parameters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, pp.3532-3538, 15-19 June 2008
- [63] Jalili, K.; Bernet, S.; , "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.56, no.5, pp.1674-1689, May 2009
- [64] Gabe, I. J.; , "Contribuição ao controle de inversores PWM alimentados em tensão conectados à rede através de filtro LCL," Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia UFSM, 2008
- [65] Cichowlas, M.; , "PWM rectifier with active filtering," Ph.D. dissertation, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, 2004
- [66] Fortes, G. O.; , "Amortecimento ativo, modulação e controle vetoriais aplicados em um retificador bidirecional três níveis," Dissertação de Mestrado em elaboração, Escola de Engenharia UFMG, 2012
- [67] Dahono, P.A.; , "A control method to damp oscillation in the input LC filter of AC-DC PWM converters," *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02* , vol.4, pp. 1630- 1635, 2002
- [68] Luiz, A.-S.A.; Cardoso Filho, B.J.; , "Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers," *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE* , pp.3207-3212, 10-13 Nov. 2008
- [69] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Huerta, R.; Newman, P.; , "24-Pulse active front end rectifier with low switching frequency," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04* , vol.5, pp. 3517- 3523, 20-25 June 2004
- [70] Xiao, Y.; Wu, B.; Rizzo, S.; Sotodeh, R.; , "A novel power factor control scheme for high power GTO current source converter," *Thirty-First IAS Annual Meeting Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, 1996., IAS '96* , vol.2, pp.865-869 vol.2, 6-10 Oct 1996

- [71] Wiseman, J.C.; Bin Wu; , "Active damping control of a high-power PWM current-source rectifier for line-current THD reduction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.52, no.3, pp. 758- 764, June 2005
- [72] Wiechmann, E.P.; Burgos, R.P.; Rodriguez, J.R.; , "Reduced switching frequency active front end converter for medium voltage current-source drives using space vector modulation," *Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000* , vol.1, pp.288-293 vol.1, 2000
- [73] Araujo, S.V.; Engler, A.; Sahan, B.; Antunes, F.; , "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," *7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07* , pp.1133-1138, 22-26 Oct. 2007