

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Formação: Mestrado em Engenharia Elétrica.

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO OBTIDA POR
JOSUÉ DIAS**

**CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA
COM CONTROLE DIGITAL**

Apresentada em 11 / 12 / 2009 Perante a Banca Examinadora:

Dr. Marcello Mezaroba - Presidente (UDESC)
Dr. Marcelo Lobo Heldwein (UFSC)
Dr. Leandro Michels (UFSM)
Dr. Cassiano Rech (UFSM)

JOSUÉ DIAS

**CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA COM
CONTROLE DIGITAL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em
Engenharia Elétrica como requisito parcial para
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Dr. Marcello Mezaroba

JOINVILLE

2010

**“CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA
COM CONTROLE DIGITAL”**

por

JOSUÉ DIAS

Essa dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

área de concentração em “Automação de Sistemas”, e
aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO PROFISIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA

Banca Examinadora:
Joinville, 11 de Dezembro de 2009.

Dr. Marcello Mezaroba
UDESC/CCT (orientador/presidente)

Dr. Marcelo Lobo Heldwein
UFSC

Dr. Leandro Michels
UFSM

Dr. Cassiano Rech
UFSM (co-orientador/suplente)

FICHA CATALOGRÁFICA

NOME: DIAS, Josué	
DATA DEFESA: 11/12/2009	
LOCAL: Joinville, CCT/UDESC	
NÍVEL: Mestrado	Número de ordem: 18 – CCT/UDESC
FORMAÇÃO: Engenharia Elétrica	
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Automação de Sistemas	
TÍTULO: Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controle Digital. PALAVRAS - CHAVE: Qualidade de energia, filtros ativos, condicionador unificado, controle digital. NÚMERO DE PÁGINAS: 154 p.	
CENTRO/UNIVERSIDADE: Centro de Ciências Tecnológicas da UDESC	
PROGRAMA: Pós-graduação em Engenharia Elétrica	
CADASTRO CAPES: 41002016012P – 0	
ORIENTADOR: Dr. Marcello Mezaroba	
PRESIDENTE DA BANCA: Dr. Marcello Mezaroba MEMBROS DA BANCA: Dr. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Leandro Michels, Dr. Cassiano Rech.	

A Deus
A minha Família

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus pela graça alcançada.

À minha família, em especial à minha mãe Elzira Bilau e meu pai Joel Dias que sempre me apoiaram e garantiram meu suporte para chegar até aqui.

À Verônica pelo amor, carinho e incentivo ao longo desta jornada.

Ao Prof. Dr. Marcello Mezaroba cujos conhecimentos compartilhados foram fundamentais para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Ao professor Dr. Cassiano Rech pela co-orientação e auxílio no desenvolvimento desta dissertação.

Aos professores M. Alessandro Luiz Batschauer, M. Joselito Anastácio Heerdt e Dr. Leandro Michels pela contribuição para desenvolvimento deste projeto.

Ao Dr. Marcelo Lobo Heldwein pela participação na banca examinadora.

Ao mestre Janderson Duarte pelo companheirismo e auxílio que contribuiu para a realização deste trabalho.

Ao bolsista Tiago Davi Curi que me acompanhou e auxiliou durante parte deste projeto.

A todos os mestrandos e bolsistas do *nPEE* – Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – da *UDESC* pela amizade, cooperação ao longo deste período e pelo auxílio nas diversas tarefas.

À Universidade do Estado de Santa Catarina pela bolsa de monitoria (*PROMOP*) que possibilitou minha dedicação integral ao mestrado.

Ao *PROCAD* pela bolsa fornecida para realizar um semestre letivo pela *UFMG*.

À empresa *Texas Instruments* pela doação do kit *DSP* utilizado no protótipo desta dissertação.

À *Eletrobrás* e a *Celesc* pelos laboratórios e equipamentos que permitiram a realização do protótipo.

RESUMO

DIAS, Josué. **Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controle Digital**. 154 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica – Área: Automação de Sistemas) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2010.

Este trabalho apresenta um condicionador unificado de qualidade de energia (*UPQC*) controlado digitalmente. Tal condicionador é composto por um filtro ativo paralelo, para compensar a corrente na rede, e um filtro ativo série, para compensar a tensão na carga. A proposta consiste em aplicar uma estratégia de controle simples baseada na comparação direta da corrente na rede e tensão na carga com referências senoidas. Inicialmente é apresentado um estudo a respeito das topologias e classificação dos condicionadores de energia, em seguida é explorada a estrutura de potência do *UPQC*, como definição do conversor, aspectos relacionados à conexão com a rede e análise e projeto dos filtros passivos. Posteriormente são obtidos os modelos matemáticos, projetados os controladores e elaboradas simulações para, finalmente apresentar os resultados obtidos com os ensaios do *UPQC*.

Palavras-Chave: Qualidade de Energia. Filtros Ativos. Condicionador Unificado. Controle Digital.

ABSTRACT

DIAS, Josué. **Unified Power Quality Conditioner with Digital Control**. 154 p. Dissertation (Mestrado em engenharia elétrica – Área: Automação de Sistemas) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2010.

This work shows a unified power quality conditioner based on a digital controller. Such conditioner is composed of shunt active power filter, to compensate the input line current, and series active power filters to compensate the load voltage. The proposal consist in applying a simple control strategy based on direct comparison the input line current and load voltage waveforms with sinusoidal references. Initially is presented a study about the active power conditioner characteristics, classification and topologies, following *UPQC* power structure is explored, as converter definition, aspects for grid connection and analysis and project at passive filters. Afterwards, the mathematical models are derived, the controllers are defined and simulations are performed. Finally, the results obtained with *UPQC* practical tests are shown.

Keywords: Power Quality. Active Filter. Unified Conditioner. Digital Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Filtro ativo com configuração <i>VSI</i>	26
Figura 2- Filtro ativo com configuração <i>CSI</i>	26
Figura 3- Diagrama representativo de um filtro paralelo na configuração <i>VSI</i>	27
Figura 4- Representação de um filtro série em configuração <i>VSI</i>	28
Figura 5- Filtro híbrido empregando um filtro ativo série com um filtro passivo sintonizado.....	29
Figura 6- Representação unifilar de um filtro universal.....	30
Figura 7- Estrutura de um <i>FAP</i> paralelo monofásico.....	31
Figura 8- <i>FAS</i> série trifásico a 3 fios.....	32
Figura 9- <i>FAP</i> paralelo trifásico a 4 fios com derivação do barramento <i>CC</i>	33
Figura 10- <i>FAP</i> paralelo trifásico a 4 fios com braço de interruptores adicional.....	33
Figura 11- Inversor três níveis na configuração paralela.....	35
Figura 12- Estrutura do <i>UPQC</i> com todas as etapas envolvidas.....	36
Figura 13- Inversor trifásico a 4 fios com derivação do barramento <i>CC</i> atuando como filtro ativo.....	37
Figura 14- Circuito equivalente do inversor trifásico com ponto médio.....	37
Figura 15- Configuração dos bancos de capacitores do módulo de potência.....	40
Figura 16- Representação de uma fase do <i>UPQC</i>	40
Figura 17- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de tensão $v_h(t)$	41
Figura 18- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de corrente $i_h(t)$	41
Figura 19- Representação de uma fase do <i>UPQC</i>	42
Figura 20- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de tensão $v_h(t)$	42
Figura 21- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de corrente $i_h(t)$	43
Figura 22- Circuito representativo do <i>FAP</i> de uma fase para obtenção da função de transferência do filtro passivo.....	46
Figura 23- Ganho e fase da função de transferência $I_{Cp}(s) / I_{fp}(s)$	48
Figura 24- Circuito representativo do <i>FAS</i> de uma fase.....	48

Figura 25- Circuito equivalente do FAS para avaliar a resposta em frequência da tensão de saída.	49
Figura 26- Ganho e fase da função de transferência $V_{fs}(s) / V_h(s)$	50
Figura 27- Diagrama funcional de um <i>FAP</i> com controle baseado no monitoramento da corrente da rede.	54
Figura 28- Diagrama de blocos do sistema de controle do <i>FAP</i>	55
Figura 29- Malha de corrente do <i>FAP</i>	56
Figura 30- Ganho para as relações (24), (25) e para $T_p(s)$, com $T_p(0) = 10$	57
Figura 31- Ganho para as relações (24), (25) e para $T_p(s)$, com $T_p(0) = 0,5$	58
Figura 32- Diagrama de blocos do sistema de controle desconsiderando a malha de desequilíbrio.	58
Figura 33- Malha de tensão total do barramento.	59
Figura 34- Malha de desequilíbrio de tensão do barramento.	60
Figura 35- Circuito equivalente para a estrutura de potência do <i>FAP</i>	62
Figura 36- Circuito equivalente para a malha de tensão do <i>FAP</i>	64
Figura 37- Circuito equivalente para a malha de desequilíbrio do <i>FAP</i>	66
Figura 38- Sinais de comparação para o <i>PWM</i>	67
Figura 39- Detalhe da quantização do sinal triangular.	68
Figura 40- Processo de amostragem e recuperação de um sinal.	68
Figura 41- Circuito do filtro <i>anti-aliasing</i> analógico considerado.	70
Figura 42- Sensor de tensão do barramento.	70
Figura 43- Malha de corrente digitalizada.	71
Figura 44- Diagrama de blocos da malha de corrente no domínio w	72
Figura 45- Módulo e fase de laço aberto da malha de corrente sem compensação $FTLA_{ip_u}$	73
Figura 46- Módulo e fase de laço aberto da malha de corrente ($FTLA_{ip}$) com o compensador <i>PI</i>	75
Figura 47- Malha de tensão digitalizada.	76
Figura 48- Diagrama de blocos da malha de tensão no domínio w	76
Figura 49- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão sem compensação $FTLA_{vb_u}$	77
Figura 50- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão ($FTLA_{vb}$) com o compensador <i>PI</i>	79

Figura 51- Malha de desequilíbrio de tensão digitalizada.....	79
Figura 52- Diagrama de blocos da malha de tensão no domínio w	80
Figura 53- Módulo e fase de laço aberto da malha de desequilíbrio sem compensação $FTLA_{des_u}$	80
Figura 54- Módulo e fase de laço aberto da malha de desequilíbrio ($FTLA_{des}$) com o compensador PI	81
Figura 55- Estrutura de um FAS com controle baseado no monitoramento da corrente da rede.....	83
Figura 56- Sistema de controle para uma das fases do FAS	83
Figura 57- Malha de tensão do FAS	84
Figura 58- Circuito equivalente para a estrutura de potência do FAS	85
Figura 59- Malha de tensão do FAS digitalizada.....	87
Figura 60- Diagrama de blocos da malha de controle no domínio w	88
Figura 61- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão sem compensação $FTLA_{vs_u}$	89
Figura 62- Módulo e fase de laço aberto da malha de controle ($FTLA_{vs}$) com o compensador PID	91
Figura 63- Estrutura elaborada para a simulação.....	94
Figura 64- Tensões de rede em 127 V com distorção.....	95
Figura 65- Harmônicos da tensão na rede.....	95
Figura 66- Correntes exigidas pelas cargas.....	96
Figura 67- Harmônicos da corrente na carga.....	97
Figura 68- Sistema compreendendo todas as estruturas do FAP	98
Figura 69- Estrutura do inversor de potência do FAP	98
Figura 72- Circuito do bloco de PWM	98
Figura 70- Circuitos de controle referente à malha de corrente, tensão e de desequilíbrio.....	99
Figura 71- Aquisição dos sinais para o controle e geração da senóide de referência.....	99
Figura 73- Correntes de rede após compensação através do FAP	100
Figura 74- Harmônicos da corrente na rede após compensação através do FAP	100
Figura 75- Corrente de saída do inversor do FAP	101
Figura 76- Tensão no barramento.....	102
Figura 77- Tensão nos capacitores de derivação do barramento.....	102
Figura 78- Sistema compreendendo todas as estruturas do FAS	103
Figura 79- Estrutura do inversor de potência do FAS	103

Figura 80- Circuitos de controle de tensão do <i>FAS</i> .	103
Figura 81- Aquisição do sinal de tensão na carga para o controle e geração da senóide de referência.	104
Figura 82- Tensões de carga após compensação através do <i>FAS</i> .	104
Figura 83- Harmônicos da tensão na carga após compensação através do <i>FAS</i> .	104
Figura 84- Tensão de saída do inversor do <i>FAS</i> .	105
Figura 85- Estrutura completa do <i>UPQC</i> .	106
Figura 86- Correntes na carga e na rede.	107
Figura 87- Tensões de carga e de rede.	108
Figura 88- Tensão no barramento do <i>UPQC</i> .	108
Figura 89- Tensão nos capacitores de derivação do barramento do <i>UPQC</i> .	109
Figura 90- Correntes na rede após compensação pelo <i>UPQC</i> .	109
Figura 92- Tensões na carga após compensação pelo <i>UPQC</i> .	109
Figura 91- Harmônicos da corrente na rede após compensação pelo <i>UPQC</i> .	110
Figura 93- Harmônicos da tensão na carga após compensação pelo <i>UPQC</i> .	110
Figura 94- Diagrama de blocos completo do sistema implementado.	114
Figura 95- Fluxograma do programa para o <i>FAP</i> .	115
Figura 96- Fluxograma do programa para o <i>FAS</i> .	117
Figura 97- Fotografia do protótipo elaborado.	118
Figura 98- Estrutura de potência do <i>UPQC</i> implementado.	119
Figura 99- Fotografia do módulo de potência.	119
Figura 100- Fotografia do <i>driver</i> utilizado.	120
Figura 101- Circuito de condicionamento dos sinais de corrente e de <i>off-set</i> .	121
Figura 103- Circuito de condicionamento de tensão alternada.	122
Figura 104- Circuito de condicionamento do sinal de tensão do barramento.	123
Figura 105- Circuito de condicionamento dos sinais do <i>DSP</i> para <i>drivers</i> .	123
Figura 102- Fotografia da placa de condicionamento de sinais.	123
Figura 106- Kit didático TMSF2812 eZdsp TM .	124
Figura 107- Circuito da fonte de alimentação para $\pm 15\text{ V}$.	125
Figura 108- Fotografia da fonte de alimentação.	125
Figura 109- Correntes (10 A/div) na carga, <i>FAP</i> e rede para a fase <i>A</i> .	127
Figura 110- Correntes (10 A/div) na carga, <i>FAP</i> e rede para a fase <i>B</i> .	127
Figura 111- Correntes (10 A/div) na carga, <i>FAP</i> e rede para a fase <i>C</i> .	128

Figura 112- Tensões (100 V/div) em cada um dos bancos capacitivos e no barramento total.	128
Figura 113- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>A</i>	129
Figura 114- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>B</i>	129
Figura 115- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>C</i>	129
Figura 116- Diagrama de blocos representado a estratégia de eliminação de nível <i>CC</i>	131
Figura 117- Estrutura funcional do <i>FAS</i> utilizando impedância do transformador.	131
Figura 118- Tensões (100 V/div) na rede, <i>FAS</i> e carga para a fase <i>A</i>	132
Figura 119- Tensões (100 V/div) na rede, <i>FAS</i> e carga para a fase <i>B</i>	133
Figura 120- Tensões (100 V/div) na rede, <i>FAS</i> e carga para a fase <i>C</i>	133
Figura 121- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>A</i>	134
Figura 122- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>B</i>	134
Figura 123- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>C</i>	134
Figura 124- Estrutura montada para os ensaios com o <i>varivolt</i>	136
Figura 125- Correntes (10 A/div) na carga, <i>UPQC</i> e rede para a fase <i>A</i>	137
Figura 126- Correntes (10 A/div) na carga, <i>UPQC</i> e rede para a fase <i>B</i>	137
Figura 127- Correntes (10 A/div) na carga, <i>UPQC</i> e rede para a fase <i>C</i>	138
Figura 128- Tensões (100 V/div) em cada um dos bancos capacitivos e no barramento total.	138
Figura 129- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>A</i>	139
Figura 130- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>B</i>	139
Figura 131- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase <i>C</i>	139
Figura 132- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase <i>A</i>	140
Figura 133- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase <i>B</i>	141
Figura 134- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase <i>C</i>	141
Figura 135- Estrutura montada para os ensaios com a fonte de harmônicos.	142
Figura 136- Tensões (100 V/div) na rede, <i>UPQC</i> e carga para a fase <i>A</i>	143
Figura 137- Tensões (100 V/div) na rede, <i>UPQC</i> e carga para a fase <i>B</i>	143
Figura 138- Tensões (100 V/div) na rede, <i>UPQC</i> e carga para a fase <i>C</i>	144
Figura 139- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>A</i>	145
Figura 140- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>B</i>	145
Figura 141- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase <i>C</i>	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Parâmetros para determinar a indutância e a capacitância.....	39
Tabela 2- Comparação entre as formas de conexão do <i>UPQC</i>	44
Tabela 3- Parâmetros para o projeto dos controladores do <i>FAP</i>	73
Tabela 4- Parâmetros para o projeto do controlador do <i>FAS</i>	89
Tabela 5- Parâmetros para a simulação.	94

LISTA DE ABREVIACES E SIMBOLOGIA (APRESENTADOS EM ORDEM ALFABÉTICA)

$\mathbf{A}_{1,2}; \mathbf{B}_{1,2}$	<i>Matrizes de espaço de estados.</i>
$\mathbf{C}_{1,2}; \mathbf{E}_{1,2}$	
C_3	<i>Capacitância do retificador trifásico utilizado como carga.</i>
$C_{o1,2}$	<i>Capacitância dos bancos do barramento de tensão.</i>
C_p	<i>Capacitância do filtro passivo do FAP.</i>
C_s	<i>Capacitância do filtro passivo do FAS.</i>
C_{al}	<i>Capacitância do filtro anti-aliasing.</i>
d	<i>Razão cíclica.</i>
EC_{FPB}	<i>Equação característica do filtro passa baixa.</i>
f_a	<i>Frequência de amostragem do controle.</i>
f_{ck}	<i>Frequência de Clock do DSP.</i>
f_{cip}	<i>Frequência de cruzamento do controle de corrente do FAP.</i>
f_{cvb}	<i>Frequência de cruzamento do controle de tensão do barramento.</i>
f_{cdes}	<i>Frequência de cruzamento do controle de desequilíbrio.</i>
f_{cvs}	<i>Frequência de cruzamento do controle de tensão do FAS.</i>
f_{rd}	<i>Frequência da tensão da rede de alimentação.</i>
f_s	<i>Frequência de comutação.</i>
f_{np}	<i>Frequência natural de ressonância do filtro de saída do FAP.</i>
f_{ns}	<i>Frequência natural de ressonância do filtro de saída do FAS.</i>
f_{ny}	<i>Frequência de Nyquist.</i>
f_{pvb}	<i>Frequência do pólo do controlador de tensão do barramento.</i>
f_{pvb}	<i>Frequência do pólo do controlador de tensão do FAS.</i>
f_{zdes}	<i>Frequência do zero do controlador de desequilíbrio.</i>
f_{zip}	<i>Frequência do zero do controlador de corrente do FAP.</i>
f_{zvb}	<i>Frequência do zero do controlador de tensão do barramento.</i>
$f_{zvs1,2}$	<i>Frequência dos zeros do controlador de tensão do FAS.</i>
$FTLA_{ip}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de corrente do FAP compensada.</i>
$FTLA_{ip_u}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de corrente do FAP sem compensação.</i>
$FTLA_{des}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de desequilíbrio compensada.</i>
$FTLA_{des_u}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de desequilíbrio sem compensação.</i>
$FTLA_{vb}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do barramento compensada.</i>
$FTLA_{vb_u}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do barramento sem compensação.</i>
$FTLA_{vs}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do FAS compensada.</i>

$FTLA_{vs_u}$	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do FAS sem compensação.</i>
G_{al}	<i>Planta do filtro anti-aliasing.</i>
G_{ip}	<i>Planta de corrente do FAP.</i>
G_{ip_e}	<i>Planta de corrente equivalente de laço aberto do FAP.</i>
G_{des}	<i>Planta de desequilíbrio.</i>
G_{des_e}	<i>Planta de desequilíbrio equivalente de laço aberto.</i>
G_h	<i>Planta do segurador de ordem zero.</i>
G_{vb}	<i>Planta de tensão do barramento.</i>
G_{vb_e}	<i>Planta de tensão do barramento equivalente de laço aberto.</i>
G_{vs}	<i>Planta de tensão do FAS.</i>
G_{vs_e}	<i>Planta de tensão equivalente de laço aberto do FAS.</i>
H_{ip}	<i>Controlador de corrente do FAP.</i>
H_{vb}	<i>Controlador de tensão do barramento.</i>
H_{des}	<i>Controlador de desequilíbrio do barramento.</i>
H_{vs}	<i>Controlador de tensão do FAS.</i>
h	<i>Harmônica.</i>
i	<i>Corrente qualquer.</i>
i_1	<i>Componente fundamental da corrente.</i>
I_{cc}	<i>Corrente no barramento CC.</i>
i_{cfp}	<i>Corrente no capacitor de saída do FAP.</i>
I_{eq}	<i>Corrente equivalente de alimentação do barramento.</i>
i_{fp}	<i>Corrente de saída do FAP.</i>
i_{fp1}	<i>Componente fundamental da corrente de saída do FAP.</i>
i_{fs}	<i>Corrente de saída do FAP.</i>
i_h	<i>Harmônicos de corrente.</i>
I_N	<i>Corrente de saída do sensor Hall de corrente.</i>
i_{Lp}	<i>Corrente no indutor do FAP.</i>
i_{Ls}	<i>Corrente no indutor do FAS.</i>
I_o	<i>Corrente fictícia na carga conectada em paralelo ao barramento.</i>
i_z	<i>Corrente de carga.</i>
i'_z	<i>Corrente no primário do transformador.</i>
K_{AD}	<i>Ganho do conversor AD do DSP.</i>
K_{des}	<i>Ganho do sensor de desequilíbrio.</i>
K_{ip}	<i>Ganho do sensor de corrente do FAP.</i>
K_{mp}	<i>Ganho do multiplicador.</i>
K_{Pip}	<i>Ganho proporcional do controlador de corrente do FAP.</i>
K_{Pdes}	<i>Ganho proporcional do controlador de desequilíbrio.</i>
K_{Pvb}	<i>Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento.</i>
K_{Pvs}	<i>Ganho proporcional do controlador de tensão do FAS.</i>
K_{PWMp}	<i>Ganho do PWM do FAP.</i>
K_{PWMs}	<i>Ganho do PWM do FAS.</i>
K_{vb}	<i>Ganho do sensor de tensão do barramento.</i>
K_{vs}	<i>Ganho do sensor de tensão do FAS.</i>
L	<i>Indutância qualquer.</i>
$L_{1,2}$	<i>Indutâncias das cargas.</i>
L_{cc}	<i>Indutância do barramento CC.</i>
L_p	<i>Indutância do FAP.</i>
L_s	<i>Indutância do FAS.</i>
L_{disp}	<i>Indutância de dispersão do transformador de acoplamento.</i>

m_a	<i>Índice de modulação de amplitude.</i>
n	<i>Relação de transformação do transformador e do indutor acoplado.</i>
R	<i>Resistência qualquer.</i>
$R_{1,2,3}$	<i>Resistências das cargas.</i>
$R_{al1,2}$	<i>Resistências do filtro anti-aliasing.</i>
R_o	<i>Resistência fictícia da carga conectada em paralelo ao barramento.</i>
R_p	<i>Resistência do filtro passivo do FAP.</i>
R_s	<i>Resistência do filtro passivo do FAS.</i>
$R_{sv1,2}$	<i>Resistências do sensor de tensão.</i>
P_o	<i>Potência eficaz de saída.</i>
P_{invb}	<i>Potência de alimentação do barramento.</i>
$S_{1,2}$	<i>Interruptores.</i>
T_a	<i>Período de amostragem do controle.</i>
t_c	<i>Tempo de condução do interruptor.</i>
T_{des}	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de desequilíbrio.</i>
T_p	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de corrente do FAP.</i>
T_s	<i>Período de comutação.</i>
T_{vb}	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do barramento.</i>
T_{vs}	<i>Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do FAS.</i>
v	<i>Tensão qualquer.</i>
v_{c_des}	<i>Tensão de saída do controlador de desequilíbrio.</i>
$v_{Co1,2}$	<i>Tensão nos bancos capacitivos.</i>
V_{dig}	<i>Sinal de tensão digitalizado.</i>
v_{fs}	<i>Tensão no secundário do transformador de acoplamento.</i>
v'_{fs}	<i>Tensão no primário do transformador de acoplamento.</i>
V_{HI}	<i>Tensão máxima admissível na entrada do conversor A/D.</i>
V_{in}	<i>Tensão de entrada do filtro anti-aliasing.</i>
v_L	<i>Tensão no indutor.</i>
V_{out}	<i>Tensão de saída do filtro anti-aliasing.</i>
v_o	<i>Tensão no barramento.</i>
v_{rd}	<i>Tensão de pico da rede.</i>
v_{sen}	<i>Sinal de tensão senoidal.</i>
V_{sv}	<i>Tensão de saída do sensor de tensão.</i>
V_{sc}	<i>Tensão de comparação com o sinal triangular.</i>
V_T	<i>Valor máximo da portadora triangular.</i>
$\mathbf{x}$	<i>Matriz das variáveis de espaço de estados.</i>
$\dot{\mathbf{x}}$	<i>Derivada no tempo da matriz $\mathbf{x}$.</i>
x	<i>Sinal qualquer.</i>
x_k	<i>Sinal amostrado.</i>
x_h	<i>Sinal recuperado por ZOH.</i>
Δi_L	<i>Ondulação da corrente no indutor.</i>
ΔV_o	<i>Ondulação da tensão no barramento.</i>
Δt	<i>Período de condução de um interruptor.</i>
ζ_s	<i>Coeficiente de amortecimento.</i>

LISTA DE SUBÍNDICES E PREFIXOS PARA AS VARIÁVEIS ADOADAS

a, b, c	<i>Índices referentes às fases da rede.</i>
$c_{\text{Controlador}}$	<i>Saída do controlador digital para os controladores.</i>
$e_{\text{Controlador}}$	<i>Entrada do controlador digital para os controladores.</i>
p	<i>Referente ao FAP.</i>
s	<i>Referente ao FAS.</i>
pk	<i>Referente ao valor máximo de um sinal.</i>
$\bar{S}$	<i>Valor médio de um sinal no tempo.</i>
S	<i>Valor eficaz de um sinal no tempo.</i>
$\mathbf{S}$	<i>Referente a uma matriz.</i>
$S(s)$	<i>Referente ao sinal no domínio s.</i>
$S(w)$	<i>Referente ao sinal no domínio w.</i>
$s(t)$	<i>Referente ao sinal no tempo.</i>
$\hat{s}(t)$	<i>Referente à variação de pequenos sinais.</i>
$s(k)$	<i>Referente ao sinal digitalizado.</i>
S^*	<i>Referente ao sinal de referência.</i>
ω	<i>Frequência em rad/s.</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	20
2	CLASSIFICAÇÃO DOS FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA	24
2.1	INTRODUÇÃO.....	24
2.2	CLASSIFICAÇÃO QUANTO À NATUREZA DO BARRAMENTO <i>CC</i>	25
2.2.1	Configuração Ponte Inversora Alimentada por Fonte de Tensão (<i>VSI</i>)	25
2.2.2	Configuração Ponte Inversora Alimentada por Fonte de Corrente (<i>CSI</i>).....	25
2.3	QUANTO À CONFIGURAÇÃO.....	26
2.3.1	Filtro Ativo Paralelo (<i>Shunt</i>)	27
2.3.2	Filtro Ativo Série	28
2.3.3	Filtros Híbridos.....	28
2.3.4	Compensador Unificado de Qualidade de Energia.....	29
2.4	CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO	30
2.4.1	Sistema Monofásico	31
2.4.2	Sistema Trifásico a 3 Fios	31
2.4.3	Sistema Trifásico a 4 Fios	32
2.5	CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO NÚMERO DE NÍVEIS	34
2.6	COMENTÁRIOS	34
3	DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA	36
3.1	INVERSOR DOS FILTROS ATIVOS	36
3.2	ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DOS FILTROS PASSIVOS EM UM <i>UPQC</i>	40
3.2.1	Seqüência 1: Conexão Rede, <i>FAP</i> , <i>FAS</i> e Carga.....	40
3.2.2	Seqüência 2: Conexão Rede, <i>FAS</i> , <i>FAP</i> e Carga.....	42
3.3	TRANSFORMADOR DE ACOPLAMENTO DO <i>FAS</i>	45
3.4	PROJETO DOS FILTROS PASSIVOS.....	45
3.4.1	Filtro Passivo Para o <i>FAP</i>	45
3.4.2	Filtro Passivo Para o <i>FAS</i>	48
3.5	COMENTÁRIOS	51
4	CONTROLE DO COMPENSADOR ATIVO UNIFICADO	52
4.1	CONTROLE DO FILTRO ATIVO PARALELO.....	52
4.1.1	Estratégia de Controle	53
4.1.2	Modelagem do <i>FAP</i>	60
4.1.3	Projeto dos Controladores	71

4.2	CONTROLE DO FILTRO ATIVO SÉRIE	82
4.2.1	Estratégia de Controle	82
4.2.2	Modelagem do <i>FAS</i>	85
4.2.3	Projeto do Controlador de Tensão	87
4.3	COMENTÁRIOS	91
5	SIMULAÇÕES DOS FILTROS ATIVOS	93
5.1	SISTEMA SIMULADO	93
5.1.1	Especificação das Distorções de Tensão	94
5.1.2	Especificação das Distorções de Corrente	96
5.2	SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO FILTRO ATIVO PARALELO	97
5.3	SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO FILTRO ATIVO SÉRIE	102
5.4	SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO <i>UPQC</i>	105
5.4.1	Comentários	111
6	IMPLEMENTAÇÃO	113
6.1	INTRODUÇÃO	113
6.2	CONTROLE DO CONVERSOR COM O DSP	113
6.3	PROGRAMAÇÃO	115
6.4	CIRCUITOS	118
6.4.1	Unidade de potência	119
6.4.2	Drivers	120
6.4.3	Condicionamento dos Sinais de Corrente	120
6.4.4	Condicionamento dos Sinais de Tensão Alternados	121
6.4.5	Condicionamento do Sinal de Tensão do Barramento <i>CC</i>	122
6.4.6	Adequação dos Sinais do <i>DSP</i> para os <i>Drivers</i>	122
6.4.7	Módulo DSP	124
6.4.8	Fonte de Entrada	125
6.5	RESULTADOS OBTIDOS	126
6.5.1	Resultados Experimentais do <i>FAP</i>	126
6.5.2	Resultados Experimentais do <i>FAS</i>	130
6.5.3	Resultados Experimentais do <i>UPQC</i>	135
6.5.4	Comentários	146
7	CONCLUSÃO GERAL	147
	REFERÊNCIAS	150

1 INTRODUÇÃO GERAL

A introdução do semicondutor na etapa de processamento de energia possibilitou um enorme avanço tecnológico e científico na área de eletrônica de potência, cujo resultado, vem se traduzindo no desenvolvimento de equipamentos cada vez mais eficientes, menos volumosos e em geral, de menor custo. Isto vem contribuindo para que o emprego destes equipamentos cresça aceleradamente, seja nas indústrias, comércios ou nas residências. Porém, do ponto de vista do sistema elétrico, isto representa um aumento da demanda energética com significativa participação de cargas não-lineares, deteriorando a qualidade da energia elétrica (DUNGAN *et al.*, 1996; REDL *et al.*, 1997). Baixo fator de potência, distorção da tensão na rede, elevadas correntes de neutro em sistemas trifásicos que contenham cargas monofásicas conectadas, interferência eletromagnética em equipamentos vizinhos, aumento das perdas no cobre das instalações elétricas e sobredimensionamento do sistema de transmissão e distribuição são alguns dos efeitos provocados pela inserção de harmônicos na rede elétrica por parte das cargas não-lineares (AFONSO *et al.*, 2003; CHEN, 2000; JABBAR, 2009; MICHELS *et al.*, 2009; MOUSAVI *et al.*, 2009).

As soluções para minimizar os harmônicos presentes na rede (POMÍLIO, 2006), em função da não-linearidade das cargas, podem ser aplicadas de duas formas distintas, seja de caráter preventivo ou de maneira corretiva. As soluções que visam prevenção são as que empregam pré-reguladores de alto fator de potência (TOMASELLI *et al.*, 2001), filtros passa baixas, emprego de reatâncias, retificadores multipulsos (SINGH *et al.*, 2008; SOUZA, 2000), entre outros. A idéia básica é fazer com que a carga tenha característica resistiva para o sistema de alimentação.

Os pré-reguladores são retificadores ativos que realizam a correção do fator de potência através de conversores estáticos. As topologias empregadas dependem da aplicação, sendo as mais utilizadas as do tipo *Boost*, *Buck*, *Buck-Boost* e retificadores reversíveis (MEZAROBÁ *et al.*, 2005; SOUZA, 1998; TOMASELLI *et al.*, 2001).

Outra técnica preventiva adotada consiste na eliminação de determinadas componentes harmônicas com o emprego de retificadores de 12, 18 ou 24 pulsos, gerados a partir de

conexões especiais de transformadores, como por exemplo, a configuração delta/delta-estrela ($\Delta/\Delta-Y$). Esta conexão gera um retificador de 12 pulsos e possui um secundário ligado em delta e o outro em estrela, um em fase e o outro defasado em 30° com o primário do transformador. Esta configuração permite o cancelamento das harmônicas de ordens $6h \pm 1$, sendo $1 \leq h < \infty$. Outras configurações são possíveis para os retificadores de 12 pulsos. O perfeito cancelamento destas harmônicas só será possível se as cargas forem equilibradas. A conexão da carga pode ser de forma série ou paralela, ressaltando que nesta última há a necessidade de um transformador de interfase ou indutores de circulação para a devida divisão das potências processadas pelos retificadores (ROMANELI, 2002; SINGH *et al.*, 2008; SOUZA, 2000).

Os retificadores de 18 pulsos utilizam três retificadores trifásicos independentes ou em conexão paralela ou série, gerando assim, um deslocamento entre as estruturas retificadoras do secundário de 20° . Este deslocamento permite apenas a circulação das harmônicas de ordens $18h \pm 1$ para $1 \leq h < \infty$, eliminando as demais harmônicas (RENDUSARA *et al.*, 1996; SINGH *et al.*, 2008).

Soluções do tipo corretivas são aquelas aplicáveis a sistemas com uma ou varias cargas, sem a necessidade de substituição dos equipamentos de baixo fator de potência. Isto é, aplica-se em um ponto de conexão de carga (*PCC*), também conhecido como ponto de conexão comum. Tais soluções se utilizam de filtros, cuja função é compensar as características não-lineares das cargas, a fim de torná-las, do ponto de vista do sistema alimentador, mais resistivas possíveis. Os filtros podem ser classificados por três tipos distintos: filtros passivos, filtros ativos e os filtros híbridos, sendo este composto por um filtro ativo e um passivo (JOU *et al.*, 2001; SINGH *et al.*, 1999; WONG *et al.*, 2008).

Os filtros passivos são estruturas constituídas basicamente por elementos armazenadores de energia, como capacitores e indutores. Há configurações que atuam de forma a criar um bloqueio de alta impedância entre a carga e o alimentador. Outra configuração emprega estruturas do tipo *RLC*, cuja finalidade é criar uma malha de baixa impedância para eliminar harmônicas específicas. Estes são chamados de filtros sintonizados e têm melhor desempenho quando comparados aos filtros *LC* comuns, no entanto, é necessário um filtro para cada harmônica que se deseja corrigir. Este tipo de solução tem baixo custo e é de simples elaboração, porém tais filtros têm severos problemas, como: excitar frequências de ressonâncias que outrora não estariam presentes no sistema; grande volume; característica de compensação fixa; além da dependência da impedância da rede para a parametrização de filtragem (PENG *et al.*, 2001).

O foco desta dissertação são as soluções corretivas que se caracterizam pela aplicação de filtros ativos. São estruturas que empregam conversores estáticos destinados a corrigir as distorções da corrente na rede, filtro ativo paralelo (*FAP*), a tensão na carga, filtro ativo série (*FAS*). O filtro ativo paralelo opera como uma fonte de corrente controlada fornecendo as componentes harmônicas para a carga (LINDEKE *et al.*, 2004; SINGH *et al.*, 1999). Já o filtro ativo série opera como uma fonte de tensão controlada compensando os harmônicos de tensão presente na rede, proporcionando uma tensão de boa qualidade para a carga (RIBEIRO *et al.*, 2006; WATANABE *et al.*, 2002). A aplicação conjunta destes filtros forma a estrutura conhecida como filtro ativo universal, também conhecido como *UPQC* (*Unified Power Quality Conditioner* – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia) (FUJITA *et al.*, 1998; KHADKIKAR *et al.*, 2006). Trata-se de uma solução mais completa e de melhor desempenho que os filtros passivos e híbridos (IZHAR *et al.*, 2004), pois este realiza a compensação da corrente e tensão, simultaneamente. No entanto, há maior complexidade e custo em sua elaboração.

Uma etapa de grande dificuldade no desenvolvimento de um *UPQC* é a lei de controle, e conseqüentemente a técnica de geração de referência. Os métodos mais difundidos para geração de referência são teoria de potência ativa e reativa instantânea (teoria *pq*), transformada discreta de *Fourier* (*DFT*), estrutura de referência síncrona (transformações *dq0*), componentes simétricas entre outras (AREDES *et al.*, 2005; BHATTACHARYA *et al.*, 1998; CAMARGO, 2002; CHEN *et al.*, 2004; MARIUM *et al.*, 2004; ORTMANN, 2008). São técnicas complexas, que exigem elevado processamento, pois geram a referência com base no conteúdo harmônico da corrente de carga.

Frente a esta complexidade propõe-se para este projeto, a aplicação do método direto de controle da corrente da rede para o *FAP* e tensão na carga para o *FAS*, isto é, os controladores irão atuar diretamente em um sinal de característica senoidal, tanto para a corrente na rede quanto para a tensão na carga. A técnica de controle abordada será por valores médios instantâneos.

O capítulo 2 apresenta a classificação dos filtros ativos, quanto à natureza, à configuração dos conversores estáticos empregados e quanto ao sistema de alimentação. Após apresentados os conceitos iniciais, o capítulo 3 define a estrutura de potência utilizada para o desenvolvimento do *UPQC*, os filtros passivos que compõem o sistema e analisa as interações que ocorrem na conexão do *FAP* com o *FAS*. O capítulo 4 traz o foco do estudo, nele são definidos os modelos matemáticos necessários para o desenvolvimento dos controladores dos filtros. O início do capítulo traz o procedimento adotado para projetar os controladores e um

estudo a respeito da rejeição de distúrbios pelas malhas de controle. As simulações numéricas realizadas com o *FAP* e *FAS* independentes, bem como do *UPQC*, são mostradas no capítulo 5. O último capítulo da dissertação é destinado a apresentar os resultados experimentais obtidos com a elaboração do protótipo. Será mostrada a estrutura física construída para comprovar os estudos efetuados, detalhes da implementação, as formas de ondas dos vários testes realizados e os comentários acerca das dificuldades e soluções encontradas no decorrer dos ensaios.

2 CLASSIFICAÇÃO DOS FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA

2.1 INTRODUÇÃO

Soluções corretivas que empregam filtros ativos de potência vêm aumentando seu espaço dentre as soluções para distorções harmônicas presentes nas redes elétricas. O desenvolvimento de novas tecnologias capazes de efetuar funções praticamente em tempo real, o surgimento de semicondutores de maior potência, assim como a queda nos custos destas tecnologias, fazem com que a teoria e aplicação de filtros ativos representem um campo de estudo com crescente importância (AKAGI, 1994; EL-HABROUK *et al.*, 2000; MORÁN *et al.*, 1999).

Este capítulo se destina a classificar os filtros ativos de potência de acordo com os critérios a seguir:

- Quanto à natureza do barramento CC:
 - Fonte de tensão (*VSI – Voltage Source Inverter*);
 - Fonte de corrente (*CSI – Current Source Inverter*);
- Quanto à configuração de conexão:
 - Paralelo (*Shunt*);
 - Série;
 - Híbrido (filtro passivo em conjunto com ativo);
 - Universal (união do filtro paralelo com o filtro série);
- Quanto ao sistema de alimentação:
 - Monofásico;
 - Trifásico a 3 fios;
 - Trifásico a 4 fios;
- Quanto ao número de níveis.

2.2 CLASSIFICAÇÃO QUANTO À NATUREZA DO BARRAMENTO CC

As topologias de conversores utilizados na elaboração de filtros ativos são definidas por pontes inversoras alimentadas por fonte de tensão (VSI) e por fonte de corrente (CSI) (SINGH *et al.*, 1999). Em geral as topologias VSI são empregadas em estruturas de menor potência, enquanto que as estruturas de maior potência têm em, sua maioria, o uso das topologias CSI , pois são configurações que possibilitam a circulação de correntes com amplitudes maiores.

2.2.1 Configuração Ponte Inversora Alimentada por Fonte de Tensão (VSI)

O conversor se caracteriza por um barramento CC definido em tensão através de um elemento capacitivo, conforme ilustra a Figura 1. Com o barramento controlado em tensão a potência fornecida para uma determinada carga é definida pela capacidade de tensão na saída do inversor. Para esta topologia o barramento CC é dependente apenas da relação de tensão do inversor, isto é, do índice de modulação. As tensões de operação estão condicionadas pela capacidade dos interruptores comerciais existentes. Quanto maior a tensão do barramento, maior a tensão reversa a que estão submetidos estes interruptores, tornando mais difícil e custosa a implementação (YUNUS *et al.*, 1996).

2.2.2 Configuração Ponte Inversora Alimentada por Fonte de Corrente (CSI)

Esta configuração é caracterizada por um barramento CC definido em corrente. A Figura 2 representa a estrutura de um inversor do tipo CSI . A configuração do capacitor em série com o indutor permite a característica de fonte de corrente. Diferentemente da topologia VSI , o barramento CC é influenciada pela não-linearidade das cargas, ou seja, esta topologia é dependente da relação de potência da estrutura. A potência fornecida para uma carga qualquer é definida em função da capacidade de corrente do barramento. Os interruptores comerciais de maior capacidade de potência têm as maiores relação de corrente por tensão, esta característica torna-se interessante para aplicações de potências mais elevadas quando comparada a topologia VSI (YUNUS *et al.*, 1996).

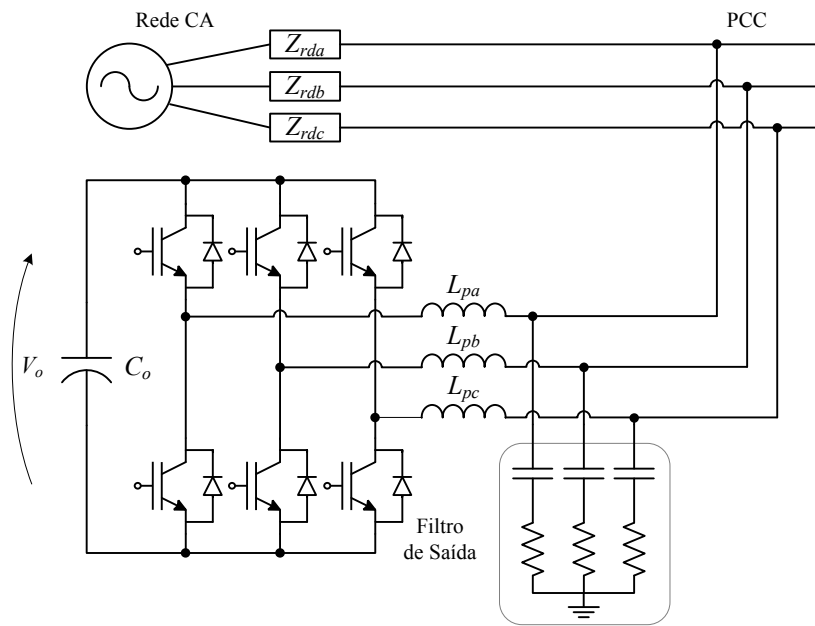


Figura 1- Filtro ativo com configuração *VSI*.

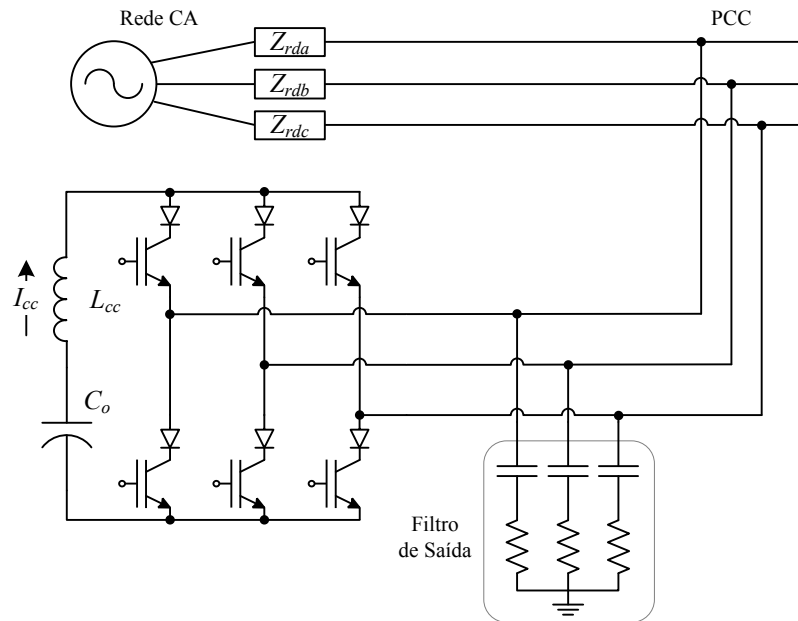


Figura 2- Filtro ativo com configuração *CSI*.

2.3 QUANTO À CONFIGURAÇÃO

Duas configurações primárias para os filtros ativos são denominadas de conexão série e conexão em paralelo. Os filtros híbridos correspondem a estruturas compostas por filtros ativos, série ou paralelo, com filtros passivos, enquanto que os filtros universais são compostos por um filtro série e um paralelo.

2.3.1 Filtro Ativo Paralelo (*Shunt*)

É a configuração de filtro ativo destinada a compensar as distorções relativas à corrente do sistema, tais como, presença de harmônicos, cargas desequilibradas, compensação de potência reativa e corrente de neutro (AFONSO, 2003; MORÁN *et al.*, 1999; POMÍLIO, 2006). A função do filtro ativo paralelo é atuar de forma complementar aos distúrbios, ou seja, gerar as correntes referentes a estes distúrbios de modo que as distorções circulem apenas pela malha constituída pela carga e o filtro, eliminando da fonte a circulação de correntes harmônicas. A Figura 3 mostra a configuração de um filtro *VSI* conectado em paralelo com o sistema elétrico, compreendendo carga e a rede com sua respectiva impedância. Devido à característica de fonte de tensão do inversor, é necessária a presença de um indutor de acoplamento L_p , para impor a requerida saída em corrente. No caso da utilização da configuração *CSI* a saída do inversor deverá ter característica de tensão, obtida através do emprego de elementos capacitivos.

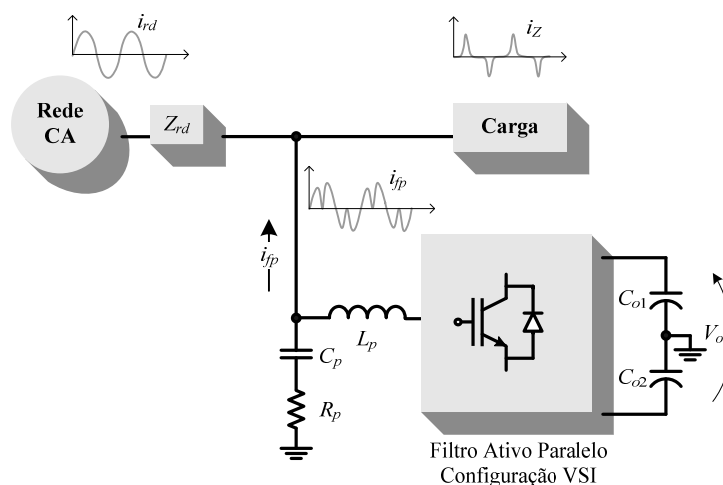


Figura 3- Diagrama representativo de um filtro paralelo na configuração *VSI*.

Os filtros paralelos podem ser elaborados a partir de quatro topologias distintas:

- Fonte com característica de tensão:
 - Conversor atuando como inversor de tensão (*VSI*);
 - Conversor atuando como inversor de corrente (*CSI*);
- Fonte com característica de corrente;
 - Conversor atuando como retificador de tensão (*VSI*);
 - Conversor atuando como retificador de corrente (*CSI*);

2.3.2 Filtro Ativo Série

O objetivo do filtro série é compensar as distorções presentes na tensão da rede elétrica (RIBEIRO *et al.*, 2006). Esta estrutura se utiliza de um transformador de acoplamento para a conexão com o sistema, seu ponto de inserção geralmente deve estar próximo ao *PCC* de uma instalação elétrica. A Figura 4 apresenta o filtro ativo série.

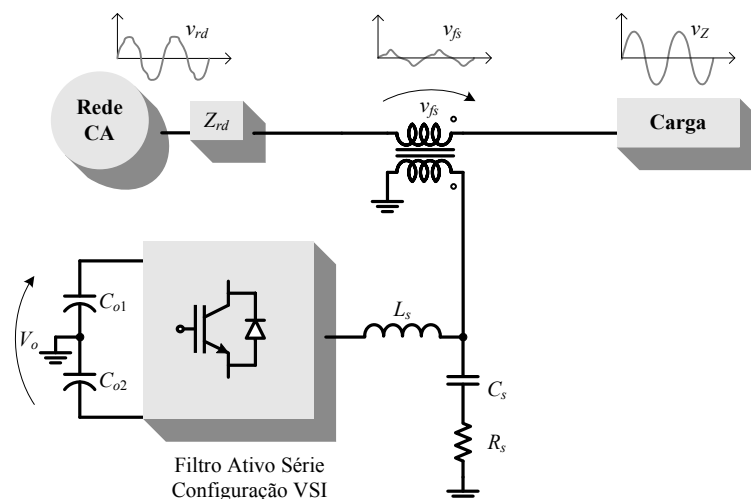


Figura 4- Representação de um filtro série em configuração *VSI*.

Os distúrbios mais comuns para os quais são empregados filtros ativos série para correção são, desequilíbrio de tensão, *sags*, *swells*, eliminação ou minimização de harmônicos de tensão, como por exemplo, os harmônicos gerados pela ressonância dos filtros passivos (CAMARGO, 2002).

As características de funcionamento relativas às topologias, do ponto de vista do conversor, são idênticas às apresentadas para o *FAP*.

2.3.3 Filtros Híbridos

Os filtros híbridos são compostos pela combinação de filtros passivos com filtros ativos série ou paralelo. O objetivo é unir os benefícios de ambos os tipos de filtros. Estas estruturas híbridas melhoram o desempenho do filtro passivo, assim como, reduz o volume e o custo do filtro ativo utilizado, devido a um menor processamento de energia nesta unidade. A idéia é que o filtro passivo se encarregue das correntes de maior amplitude e o filtro ativo das correntes de menor amplitude, no caso de um filtro ativo paralelo. Na configuração que emprega um filtro passivo e um filtro ativo série, as distorções em correntes ficam a cargo dos

passivos, enquanto que as distorções de tensão são corrigidas pelo filtro série. Assim o filtro total tem melhor resposta que os filtros passivos e menor custo que os filtros ativos.

Os filtros híbridos podem ser associados de várias maneiras distintas (CAMARGO, 2002; CHEN *et al.*, 2008; JOU *et al.*, 2001; PENG *et al.*, 2001; RIBEIRO, 2003; TURUNEN *et al.*, 2004; WONG *et al.*, 2008). As aplicações mais comuns compreendem um filtro ativo série com um filtro passivo paralelo, como representado na Figura 5. O processamento de energia pela filtragem paralela é bem superior ao processamento pela filtragem série (CAMARGO, 2002). Por esta razão a configuração filtro ativo paralelo mais passivo série é pouco usual, frente a configuração da Figura 5, pois é desejável que o filtro passivo processe a maior parcela de energia.

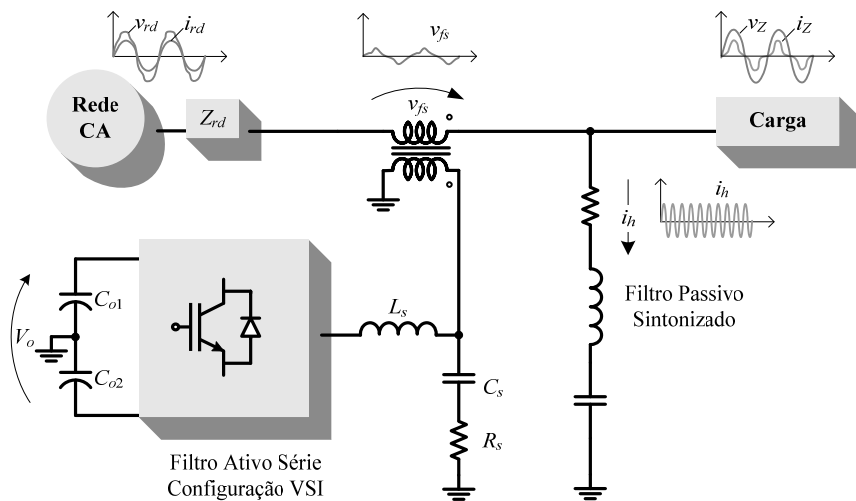


Figura 5- Filtro híbrido empregando um filtro ativo série com um filtro passivo sintonizado.

2.3.4 Compensador Unificado de Qualidade de Energia

A associação de filtros ativos paralelos com filtros ativos séries resulta nos condicionadores unificados de qualidade de energia, também conhecidos como filtros ativos universais (FUJITA *et al.*, 1998; KHADKIKAR *et al.*, 2006; WATANABE *et al.*, 2002). O propósito é realizar a compensação total das distorções presentes em uma determinada rede elétrica.

Há perturbações na tensão e na corrente da rede que são dependentes entre si, isto é, as distorções na corrente provocam distorções na tensão e vice-versa. Por exemplo, as harmônicas de corrente provocadas pela carga não-lineares geram quedas de tensão nas impedâncias de comutação, de linha, dos transformadores e geradores, distorcendo a tensão entregue a carga. De outra forma, as distorções presentes na tensão que alimenta uma

determinada carga são refletidas na corrente desta. Esta parcela de perturbação é minimizada compensando apenas uma das variáveis em questão, seja a corrente ou a tensão.

No entanto, parte das distorções na corrente na rede é provocada por cargas não-lineares, reativas, comutação de carga, fenômenos atmosféricos entre outros, sendo independente das distorções na tensão. De forma semelhante, uma parcela desta distorção na tensão é originada por fenômenos como, oscilações, *sag*, *swell*, harmônicos e outros tantos que podem não estar diretamente relacionados à corrente no ponto de conexão de carga (*PCC*) (CAMARGO, 2002; DUNGAN *et al.*, 1996).

Logo, para obter uma compensação completa é necessário atuar tanto na tensão quanto na corrente, simultaneamente. O emprego de um filtro ativo série para atua nas distorções de tensão e um filtro paralelo para corrigir as distorções na corrente caracteriza um compensador unificado. Trata-se da estrutura de melhor desempenho, com os melhores resultados em termos de correção de distúrbios em sistemas elétricos de potência, no entanto, representa a estrutura mais complexa e de maior custo de implementação (STRZELECKI *et al.*, 2008). A Figura 6 apresenta um diagrama unifilar da estrutura de um compensador ativo unificado de potência com os filtros ativos série e paralelo nas configurações *VSI*.

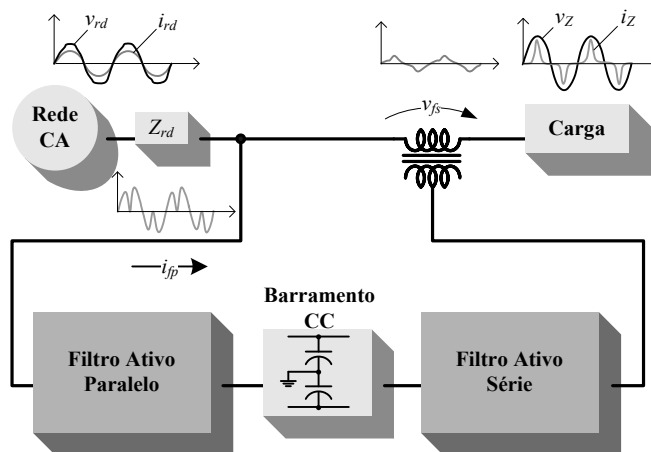


Figura 6- Representação unifilar de um filtro universal.

2.4 CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO

Os sistemas de alimentação são definidos por três tipos distintos, caracterizados pelo número de fases e de fios condutores.

As três formas de alimentação utilizadas são:

- Sistemas monofásicos;

- Sistemas trifásicos a 3 fios;
- Sistemas trifásicos a 4 fios.

O sistema trifásico a 4 fios condutores emprega, além dos condutores das 3 fases, o condutor de neutro.

2.4.1 Sistema Monofásico

Os sistemas de alimentação monofásica compreendem a conexão elétrica por dois fios condutores, um condutor de fase e outro condutor de neutro. São destinados a alimentar cargas de menor potência, em geral cargas domésticas, ou equipamentos industriais de pequeno porte. As principais cargas não-lineares, que se encontram conectadas a este tipo de estrutura, são fontes comutadas de aparelhos eletrodomésticos e lâmpadas fluorescentes alimentadas por reatores eletrônicos e equipamentos de tecnologia da informação e computação (JABBAR *et al.*, 2009; MICHELS *et al.*, 2009; SINGH *et al.*, 2008; XAVIER, 2005).

Os filtros ativos aplicáveis para sistemas monofásicos podem ser estruturas de conversores *VSI* e *CSI* aplicáveis nas configurações paralela, série, híbrida e unificada. A Figura 7 ilustra a conexão de um filtro paralelo do tipo *CSI* a um sistema de alimentação monofásica (CAMARGO, 2002; SINGH *et al.*, 1999).

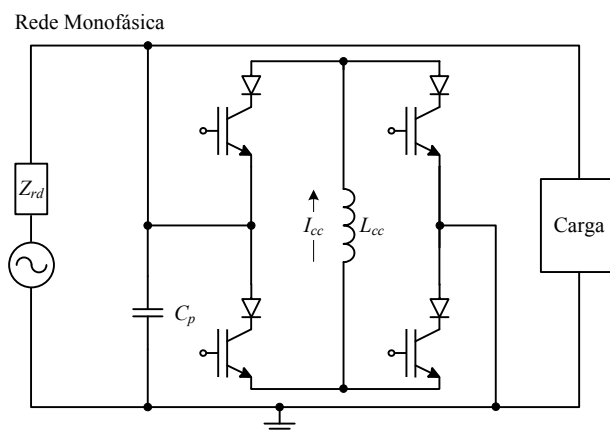


Figura 7- Estrutura de um *FAP* paralelo monofásico.

2.4.2 Sistema Trifásico a 3 Fios

Consiste em *FA's* a três fios condutores, sem a presença de neutro. São empregados para a compensação de perturbações oriundas de equipamentos trifásicos a três fios. Assim

como o monofásico, estes filtros podem ser realizados em todas as configurações já apresentadas. A título de exemplo, a Figura 8 apresenta a estrutura de um *FAS* trifásico a três fios, com conversor do tipo *VSI* (PAL *et al.*, 2008).

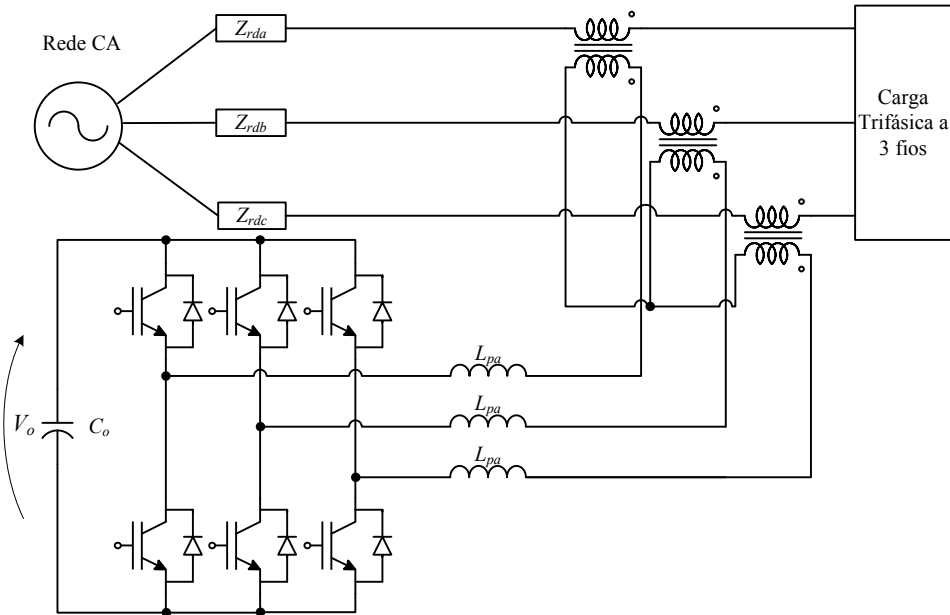


Figura 8- *FAS* série trifásico a 3 fios

2.4.3 Sistema Trifásico a 4 Fios

São empregados em instalações que contenham cargas monofásicas e trifásicas com ou sem neutro em um mesmo sistema de alimentação. Estas configurações de filtros, além de atuar no sentido de minimizarem reativos e balancear as correntes, têm a função de compensar a corrente de neutro, provocada principalmente pelo desequilíbrio de cargas instaladas por fase.

A Figura 9 apresenta uma topologia que emprega derivação no barramento *CC* para conexão do condutor de neutro (CAMARGO, 2002; SINGH *et al.*, 2008; PAL *et al.*, 2008). A capacitância total do barramento é dividida em dois bancos, a fim de que possa ser possível a derivação. O intuito é obter duas saídas monofásicas, visto que há sempre duas fases alimentando o inversor. Esta característica possibilita ao filtro atuar no sentido de corrigir as correntes de neutro. A vantagem desta topologia consiste na utilização de apenas seis interruptores, sendo o mínimo possível para este tipo de aplicação, no entanto, as correntes que circulam pelo condutor de neutro exigem bancos de maior capacitância, submetendo-os a maiores esforços de corrente.

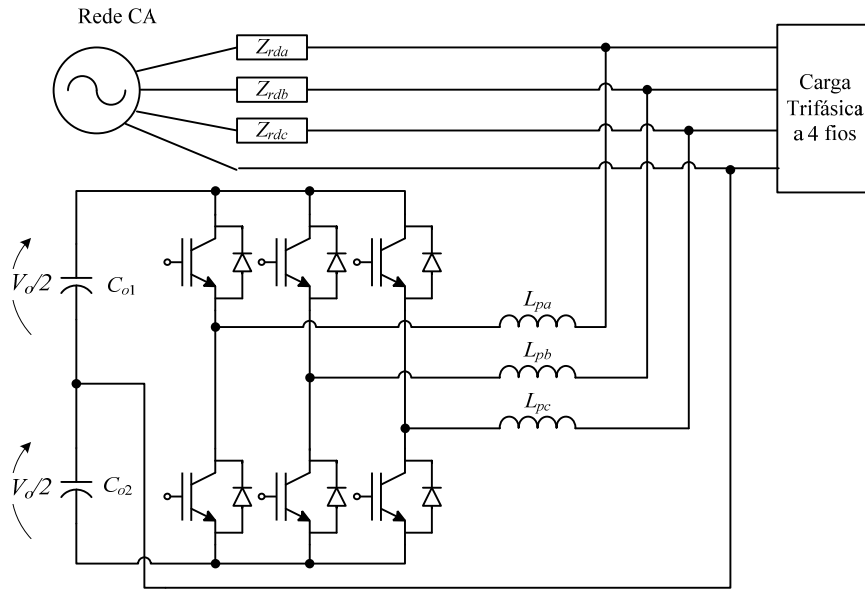


Figura 9- *FAP* paralelo trifásico a 4 fios com derivação do barramento CC.

Outra topologia bastante utilizada consiste na implementação de um braço adicional de interruptores para conexão do neutro, como mostrado na Figura 10 (CAMARGO, 2002; SINGH *et al.*, 2008; PAL *et al.*, 2008). Esta configuração permite que o capacitor empregado tenha menor capacidade de corrente, pois as correntes de neutro, essencialmente de 3ª ordem e múltiplas desta, circularão pelos interruptores. Nesta estrutura são utilizados 8 interruptores, 2 a mais que a estrutura anterior.

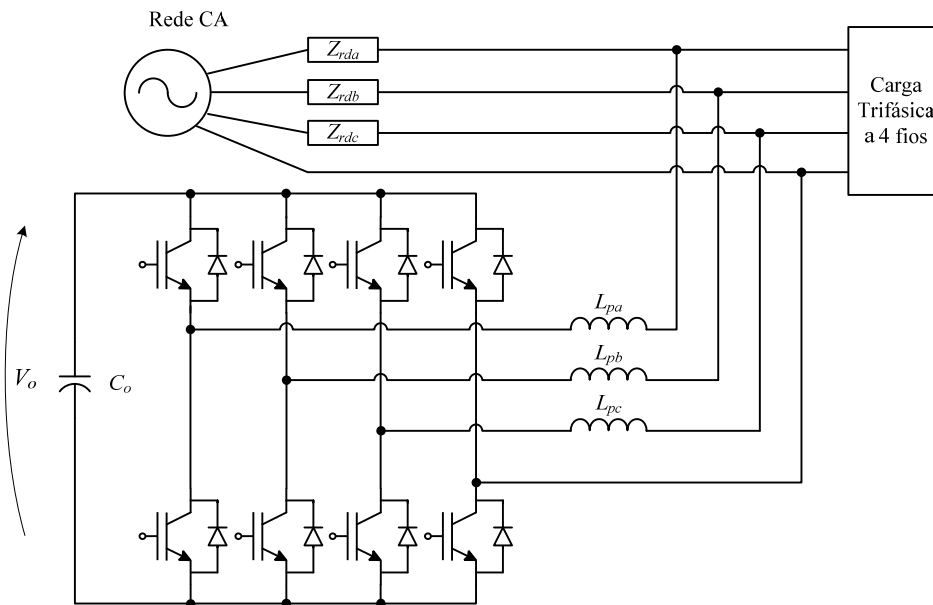


Figura 10- *FAP* paralelo trifásico a 4 fios com braço de interruptores adicional.

A escolha do projetista, referente à qual topologia utilizar, é algo que depende em muito da experiência que cada um tem com determinada estrutura, pois são muitas as

variáveis que devem ser ponderadas, tornando-se difícil concluir a respeito de qual topologia empregar. No entanto, vale ressaltar que as topologias existentes não se resumem somente a estas duas, como por exemplo, pode-se utilizar 3 pontes monofásicas, uma para cada fase, isto reduz a corrente circulante por interruptor, mas há um elevado número destes, 12 no total.

2.5 CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO NÚMERO DE NÍVEIS

Em aplicações que envolvem elevadas tensões ou correntes faz-se necessário a associação de vários conversores em série, quando em altas tensões, ou paralelo, quando em altas correntes, devido à limitação física dos semicondutores de potência, que atualmente têm capacidades de correntes e tensões em torno de 1 kA e 10 kV, respectivamente (BRAGA *et al.*, 2000).

O termo multinível vem representar a característica das associações dos conversores, referindo-se aos níveis intermediários de tensão ou corrente que a estrutura como um todo pode gerar. A implementação deste tipo de estrutura tem relativa dificuldade, o sincronismo no comando dos interruptores, variações abruptas de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores, assim como dificuldade da adequada distribuição de potência nestes, instabilidades térmicas, são alguns destes problemas enfrentados na realização de estruturas multiníveis (BRAGA *et al.*, 2000).

São estruturas que operam tanto com entrada em corrente como em tensão, ou seja, podem ser realizadas nas configurações *VSI* e *CSI*. A Figura 11 mostra um conversor três níveis *VSI*.

2.6 COMENTÁRIOS

Este capítulo apresentou uma síntese sobre a classificação dos filtros ativos. Foram abordadas características como tipo de conversor utilizado, topologias envolvendo filtros ativos e forma de conexão com a rede. O foco foi mostrar algumas das opções possíveis de compensação de harmônicos na rede para justificar a escolha da estrutura utilizada no projeto, considerando as condições da rede e objetivo de compensação.

Visando compensar de qualquer tipo de rede de baixa tensão, seja monofásica, bifásica ou trifásica de 3 ou 4 fios, a estrutura mais adequada para o projeto é o conversor do tipo *VSI* a 4 fios e banco capacitivo com ponto central.

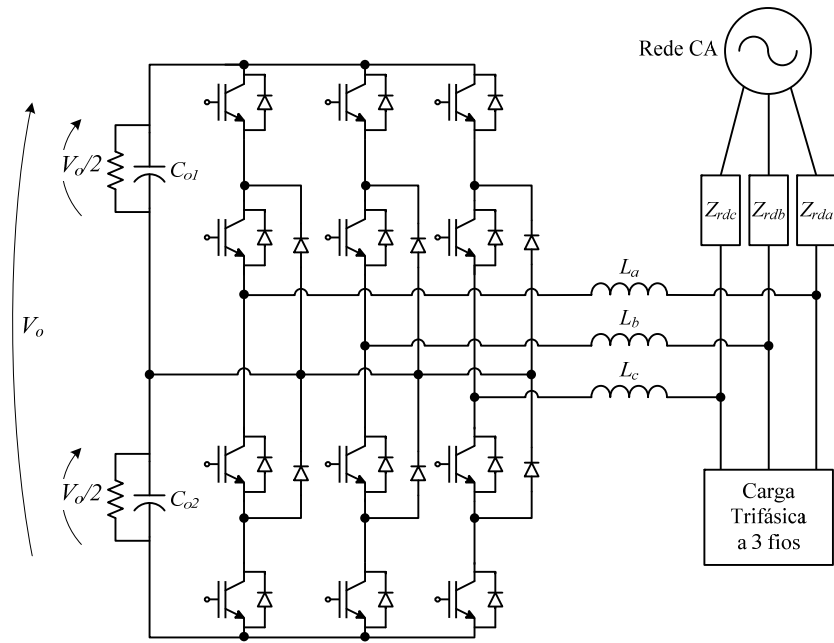


Figura 11- Inversor três níveis na configuração paralela.

3 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Este capítulo se destina a apresentar a estrutura de potência do *UPQC*, envolvendo os inversores dos filtros ativos paralelo e série, bem como, os filtros passivos dedicados a reduzir o efeito que a comutação dos semicondutores provoca na rede elétrica. A estrutura completa compreendendo todas as etapas do *UPQC* é apresentada na Figura 12.

A estrutura inversora utilizada pelos filtros ativos é bem conhecida na literatura, não cabendo aqui detalhar a análise a respeito deste conversor. Logo, serão apenas apresentadas as características da estrutura e as equações que definem os elementos passivos do inversor.

Para os filtros passivos serão mostrados os procedimentos que levaram a escolha dos componentes, como determinação da função de transferência, característica de filtragem e avaliação da resposta em frequência.

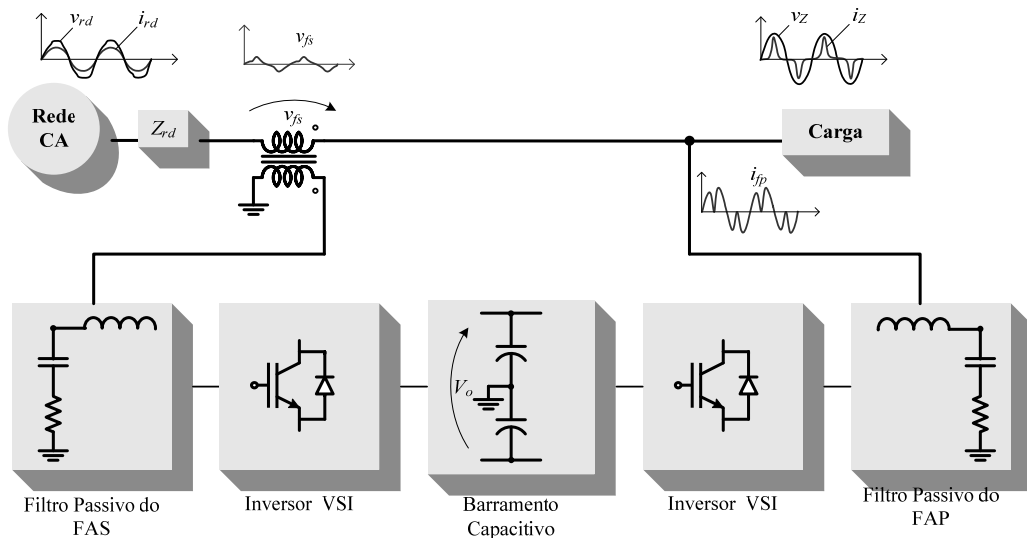


Figura 12- Estrutura do *UPQC* com todas as etapas envolvidas.

3.1 INVERSOR DOS FILTROS ATIVOS

A topologia escolhida para os filtros foi um inversor trifásico a quatro fios empregando barramento capacitivo com ponto médio. Esta topologia, além da compensação de harmônicos, permite compensar desequilíbrio na corrente de carga, isto é, pode atuar para

qualquer tipo de carga. A diferença entre os conversores dos filtros ativos está na conexão com a rede, o filtro paralelo se conecta diretamente, enquanto que o filtro série conecta-se via transformador de acoplamento. Esta estrutura é conhecida como inversor do tipo *VSI* (*Voltage Source Inverter*) e é apresentada na Figura 13.

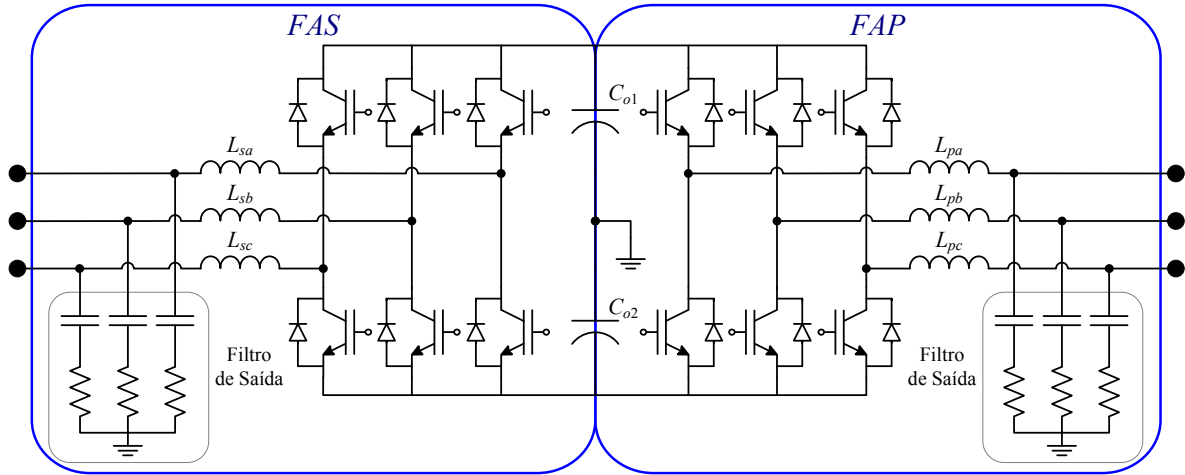


Figura 13- Inversor trifásico a 4 fios com derivação do barramento CC atuando como filtro ativo.

O inversor trifásico utilizando banco capacitivo com ponto médio pode ser analisado como um inversor monofásico meia-ponte, porque o ponto médio permite um laço fechado e independente para cada fase. Conforme ilustra a Figura 14.

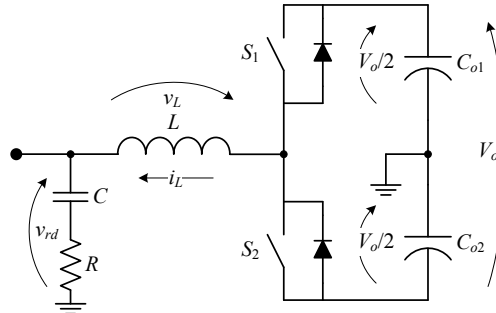


Figura 14- Circuito equivalente do inversor trifásico com ponto médio.

A tensão no indutor para um período de comutação (T_s) é obtida como segue:

$$v_L(t) = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s d(t)} \left(\frac{V_o}{2} - v_{rd}(t) \right) dt + \int_{T_s d(t)}^{T_s} \left(-\frac{V_o}{2} - v_{rd}(t) \right) dt \right] \quad (1)$$

Onde v_{rd} é a tensão na rede, d é a razão cíclica e V_o a tensão total no barramento.

Computando as integrais obtêm-se:

$$v_L(t) = \frac{V_o}{2} (2d(t) - 1) - v_{rd}(t) \quad (2)$$

Sabe-se que a tensão no indutor é nula para um período de comutação, logo se têm a equação para a razão cíclica:

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{v_{rd}(t)}{V_o} \quad (3)$$

Definindo o índice de modulação dos inversores de acordo com a seguinte relação:

$$m_a = \frac{V_{rdpk}}{V_o} \quad (4)$$

E seja a tensão na rede dada a seguir:

$$v_{rd}(t) = V_{rdpk} \sin(\omega_{rd} t) \quad (5)$$

Onde ω_{rd} é a frequência angular da rede.

A equação que define a razão cíclica é dada conforme segue:

$$d(t) = \frac{1}{2} + m_a \sin(\omega_{rd} t) \quad (6)$$

A equação (7) define a primeira etapa de comutação do circuito da Figura 14, isto é, para S_1 conduzindo.

$$v_{rd} = \frac{V_o}{2} - L \left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t} \right) \quad (7)$$

Onde Δi_L é a ondulação de corrente no indutor e Δt é o tempo de condução de S_1 para um período de comutação, definido como segue:

$$\Delta t = \frac{d(t)}{f_s} \quad (8)$$

Assim a equação (7) pode ser reescrita conforme segue:

$$L = \left(\frac{V_o}{2} - v_{rd}(t) \right) \frac{d(t)}{\Delta i_L f_s} \quad (9)$$

Substituindo a equação (5) e (6) na equação (9), têm-se:

$$L = \left(\frac{V_o}{4} - V_{rdpk} m_a (\sin(\omega_{rd} t))^2 \right) \frac{1}{\Delta i_L f_s} \quad (10)$$

Analisando a equação (10) nota-se que a condição de máxima indutância ocorre para $\omega_{rd} \cdot t$ igual a 0 ou π radianos. Logo, a indutância mínima necessária para o inversor é dada pela equação seguinte:

$$L \geq \frac{V_o}{4 \Delta i_L f_s} \quad (11)$$

Em (SOUZA, 1998) é demonstrado o procedimento para obter a equação que determina a capacitância mínima necessária para manter a ondulação de tensão desejada (ΔV_o). Esta equação é descrita a seguir:

$$C_o \geq \frac{P_o / 3}{(2\pi f_{rd}) V_o \Delta V_o} \quad (12)$$

Esta equação é definida para um inversor meia-ponte monofásico, pois se considera a condição menos favorável, que é a estrutura operando com apenas uma fase.

Para a estrutura que compõe os semicondutores de potência do inversor será empregado um módulo trifásico *Semikron B6U+B6I+E11F* com potência de 3,5 kVA contendo os semicondutores *SK45GB06S*, adequadamente dispostos em um dissipador de calor. Esta estrutura já fora projetada em (CARDOSO *et al.*, 2006), assim como os cálculos dos esforços nos semicondutores, não sendo necessário repeti-los neste trabalho.

A Tabela 1 traz os parâmetros necessários para a determinação dos indutores e do capacitor.

Tabela 1- Parâmetros para determinar a indutância e a capacitância.

Potência da Carga	$P_o = 2500 \text{ W}$
Tensão do barramento CC	$V_o = 400 \text{ V}$
Tensão eficaz de fase da rede	$V_{rd} = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$
Ondulação de corrente máxima <i>FAP</i>	$\Delta I_L = 20 \%$
Ondulação de tensão máxima no barramento	$\Delta V_o \% = 3 \%$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f_{rd} = 60 \text{ Hz}$

Substituindo os valores numéricos na equação (11) chega-se ao valor de indutância mínima necessária. Este valor será adotado para as indutâncias dos inversores dos filtros ativos, conforme descrito a seguir:

$$L_s = L_p = 2,75 \text{ mH} \quad (13)$$

A equação (12) fornece a capacitância necessária para manter a tensão desejada, que é de 460 μF , no entanto, os módulos da *Semikron* são compostos por dois bancos capacitivos conectados em série. Cada banco é formado por 3 capacitores de 1 mF conectados em paralelo, totalizando 3 mF por banco, conforme Figura 15. Logo, cada módulo apresenta uma capacitância equivalente de:

$$C_o = 1,5 \text{ mF} \quad (14)$$

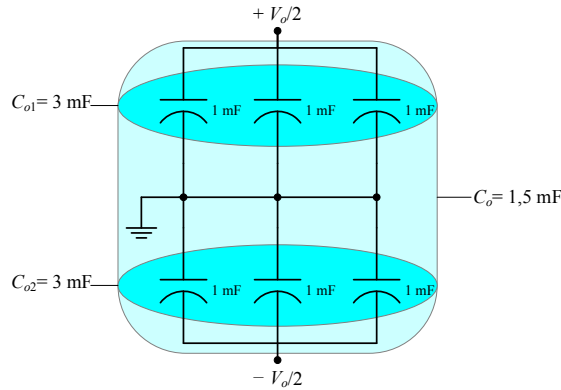


Figura 15- Configuração dos bancos de capacitores do módulo de potência.

3.2 ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DOS FILTROS PASSIVOS EM UM *UPQC*

Antes de projetar os filtros passivos é relevante avaliar a interação que possa ocorrer entre as estruturas dos dois filtros ativos. Ou seja, analisar o efeito que o filtro de saída do *FAP* provoca no filtro de saída do *FAS*. As conexões podem ser de duas seqüências distintas: rede, *FAP*, *FAS* e carga, ou rede *FAS*, *FAP* e carga. Ambas serão avaliadas nos tópicos seguintes.

3.2.1 Seqüência 1: Conexão Rede, *FAP*, *FAS* e Carga

A estrutura do *UPQC* pode ser representada por uma fase apenas, conforme a Figura 16. As fontes de harmônicos, $i_h(t)$ e $v_h(t)$, simbolizam as estruturas de semicondutores do *FAP* e do *FAS*, respectivamente, e a carga é representada como uma fonte de corrente (AREDES, 1996).

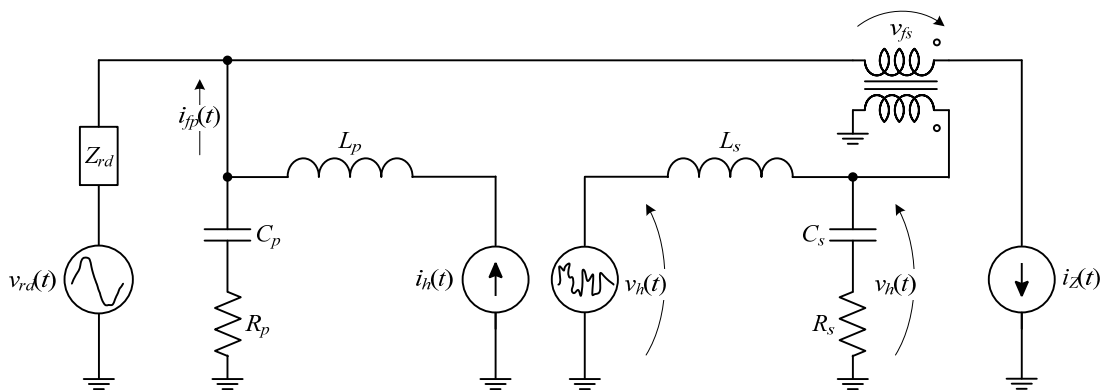


Figura 16- Representação de uma fase do *UPQC*.

Para avaliar a impedância equivalente que está conectada à fonte de harmônicos de tensão, considera-se como um curto-circuito as fontes de tensão e como circuito aberto as fontes de corrente. Aplicando esta propriedade chega-se ao circuito da Figura 17. Para esta configuração a resposta do *FAS* não sofre influência do *FAP* nem da impedância da rede.

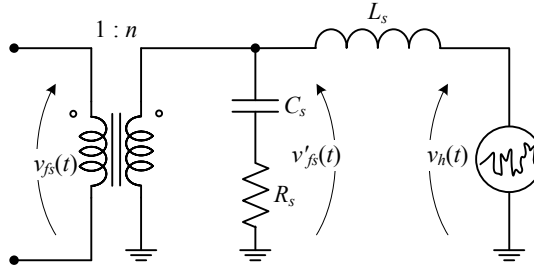


Figura 17- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de tensão $v_h(t)$.

Avaliando a impedância equivalente conectada à fonte de harmônicos de corrente, chega-se ao circuito equivalente mostrado na Figura 18. Sendo a impedância da rede essencialmente indutiva, para elevados valores, isto é, próxima ao valor da indutância do inversor, podem ocorrer oscilações na rede devido ao capacitor de saída do *FAP*. Ou seja, acontece caso a ressonância da impedância da rede com o filtro passivo tenha frequência inferior à frequência de atuação dos filtros ativos.

Verifica-se que nesta topologia a impedância de dispersão do transformador auxilia a reduzir a derivada da corrente de carga, melhorando a resposta do *FAP*.

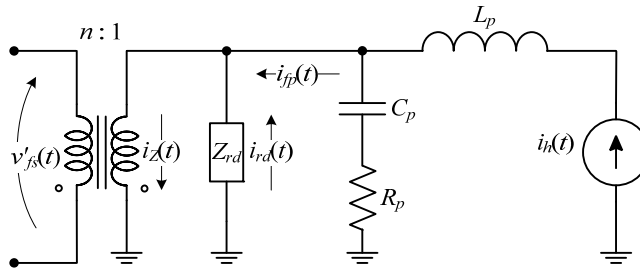


Figura 18- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de corrente $i_h(t)$.

A fim de evitar os problemas relacionados ao filtro passivo de saída do *FAP* muitas vezes se suprime o par *RC*. Contudo, tal medida acarretará em distúrbios de alta frequência da tensão de rede, provocada, justamente pela queda de tensão na indutância desta.

As resistências incluídas nos filtros passivos têm como função minimizar o ganho na frequência de ressonância.

3.2.2 Sequência 2: Conexão Rede, FAS, FAP e Carga

A conexão do UPQC com o FAS do lado da rede e o FAP do lado da carga é visto na Figura 19.

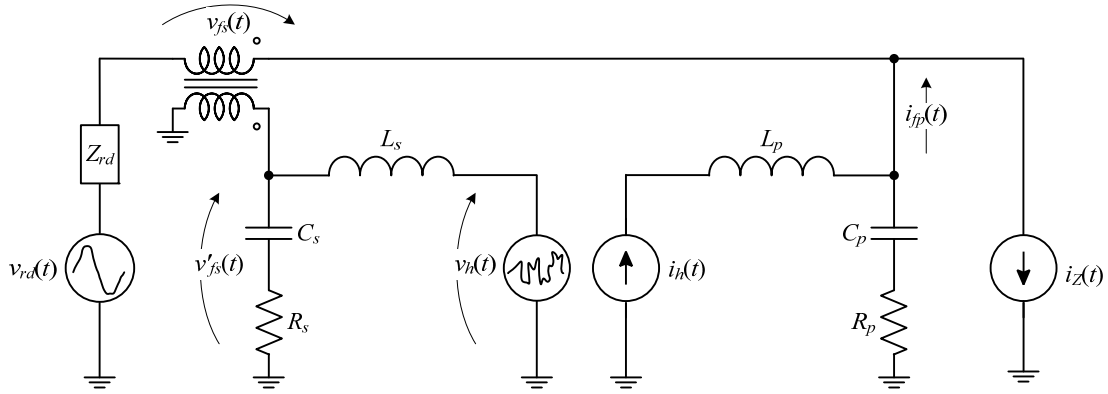


Figura 19- Representação de uma fase do UPQC.

Simplificando a estrutura do UPQC obtém-se o circuito da Figura 20. Observa-se que a impedância de saída do FAP mais a impedância da rede influenciam diretamente na impedância equivalente vista pelo filtro série. Aqui também pode ocorrer o efeito da ressonância com a indutância da rede. Outro fator importante reside no fato de não haver controle, por parte do FAS, sobre a corrente que circula por C_p .

Para minimizar tais problemas é conveniente que a capacitância de C_s seja elevada frente à capacitância de C_p . Para garantir que os sinais de tensão gerados pelo FAS não sofram significativa influência das demais impedâncias que compõem o sistema, a frequência de corte do filtro de saída deve ser essencialmente dada pelo par $L_s C_s$, isto é, além da capacitância de C_p ser bem menor que C_s , é necessário que a indutância de saída do inversor (L_s) seja maior que a indutância da rede.

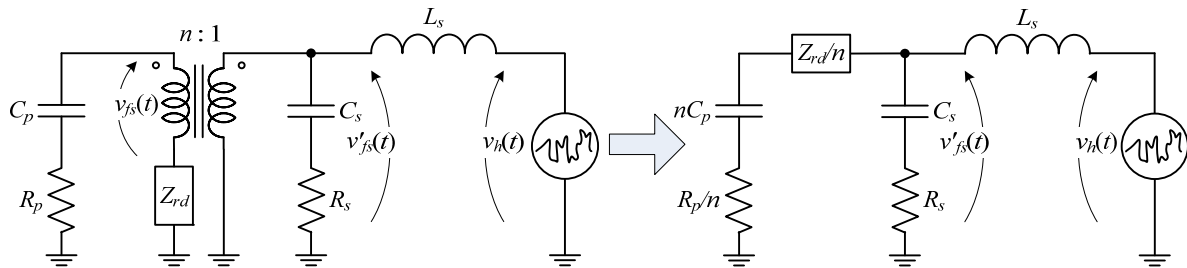


Figura 20- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de tensão $v_h(t)$.

Para a fonte de harmônicos de corrente a impedância equivalente é vista na Figura 21. A fonte de harmônicos de tensão, pelas características dos semicondutores, quando anulada

também tem corrente nula, logo, esta é considerada como um circuito aberto para avaliar o *FAP*.

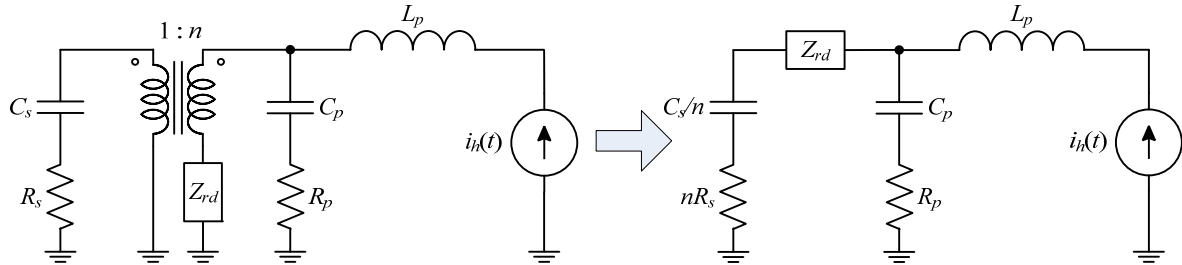


Figura 21- Circuito equivalente visto pela fonte de harmônicos de corrente $i_h(t)$.

Nesta topologia a impedância indutiva da rede é agora adicionada a impedância de dispersão do transformador e, se o valor equivalente desta impedância estiver próximo ao valor da indutância do inversor, ocorrerão oscilações na rede devido ao filtro passivo do *FAP*. Outra ponto a destacar é a interferência na regulação da tensão na carga pela presença do *FAP* entre a carga e o *FAS*, fato que na sequência 1 não ocorre.

A Tabela 2 faz uma comparação entre as duas topologias descritas anteriormente para um *UPQC*, apresentando as vantagens e desvantagens de cada sequência de conexão.

Tabela 2- Comparação entre as formas de conexão do *UPQC*.

Itens avaliados	Seqüência 1		Seqüência 2	
	<i>FAP</i>	<i>FAS</i>	<i>FAP</i>	<i>FAS</i>
Impedância da rede	Para valores elevados podem ocorrer oscilações com o filtro passivo	Não há influência*	Para valores elevados podem ocorrer oscilações com o filtro passivo	Influencia na impedância equivalente vista por este filtro
Corrente não-linear da carga	-	Provoca queda de tensão na impedância de dispersão do transformador	-	Não há influência
Regulação da tensão na carga	Não interfere	-	Interfere	-
Impedância do transformador	Diminui a derivada de corrente da carga melhorando o desempenho do filtro	As perdas são mais elevadas devido aos harmônicos de corrente	Contribui para elevar a impedância equivalente na rede piorando o desempenho do filtro	As perdas são reduzidas, pois a corrente tem característica senoidal
Ondulação de corrente devido a comutação do FAP	Redução ou supressão do filtro RC para evitar oscilações elevam estas ondulações	Não há influência*	Redução ou supressão do filtro RC para evitar oscilações elevam estas ondulações	São refletidas como ondulações de tensão na impedância do transformador
Filtro passivo do FAP	-	Não há influência*	-	Influencia na impedância equivalente vista por este filtro
Filtro passivo do FAS	Não há influência*	-	Influencia na impedância equivalente vista por este filtro	-

Legenda: Ruim; Bom.

* Afirmação valida somente pela consideração da carga como uma fonte de corrente ideal, caso contrario a influência é pequena, mas existe.

3.3 TRANSFORMADOR DE ACOPLAMENTO DO *FAS*

A conexão do filtro ativo série trifásico com a rede requer o uso de um transformador de acoplamento. O primário deste transformador será ligado em paralelo com o filtro capacitivo de saída do *FAS* e o secundário ficará entre o *FAP* e a carga.

Os transformadores disponíveis no laboratório operam com tensões nominais de 220 / 127, logo, pode-se utilizar relação primário/secundário como $1 / \sqrt{3}$ ou $\sqrt{3}$. Utilizando relação de $1 / \sqrt{3}$ permite que a tensão de rede possa ser reproduzida integralmente mesmo perante a falta momentânea da tensão de rede, porém, empregando $\sqrt{3}$ há maior resolução na geração da tensão do *FAS*. Além dos aspectos diretamente relacionados à compensação dos harmônicos é interessante salientar, conforme já citado, que a indutância de dispersão do transformador influencia na resposta do *FAS* perante cargas não-lineares. Desta forma, sendo a corrente circulante pelo transformador imposta pela carga, é desejável que o enrolamento do transformador conectado à rede seja o lado de menor tensão, pois assim a impedância vista pela rede é menor, melhorando a performance do *FAS*.

Diante destas considerações adota-se a seguinte relação de transformação:

$$n = \sqrt{3} \quad (15)$$

3.4 PROJETO DOS FILTROS PASSIVOS

Os filtros passivos que compõem os filtros ativos são constituídos através dos indutores, capacitores e resistores de saída dos inversores. Para o filtro série, o capacitor de saída, tem como principal função proporcionar a compensação em tensão para a carga conectada à rede, atuando como uma fonte de tensão. No entanto, sua resposta é limitada em frequência pelo capacitor, operando como um filtro natural das harmônicas oriundas da comutação dos semicondutores.

3.4.1 Filtro Passivo Para o *FAP*

O inversor trifásico com barramento contendo ponto médio, que compõe o filtro paralelo, pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na Figura 22. O propósito é levantar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor (i_{Lp}) com a corrente no capacitor do filtro passivo (i_{Cp}), a fim de que possa ser observada a resposta deste filtro.

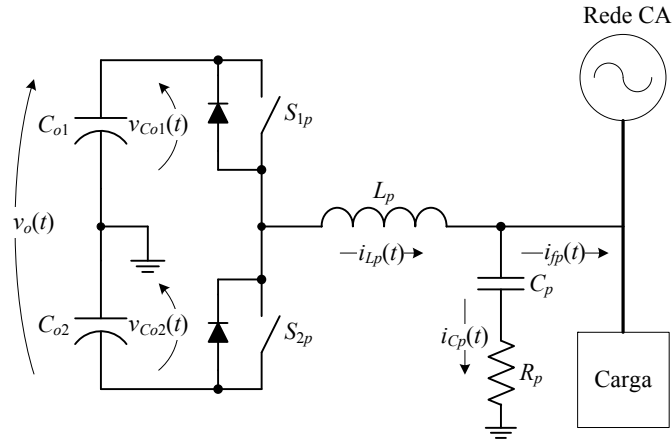


Figura 22- Circuito representativo do FAP de uma fase para obtenção da função de transferência do filtro passivo.

Avaliando as malhas que compõem o inversor mais o filtro passivo é possível obter duas equações referentes a cada etapa de operação, conforme equações a seguir:

1ª etapa:

$$V_{Co1}(s) = -I_{Lp}(s) \frac{1}{sC_{o1}} = sL_p I_{Lp}(s) + \left(\frac{1}{sC_p} + R_p \right) I_{Cp}(s) \quad (16)$$

2ª etapa:

$$-V_{Co2}(s) = -I_{Lp}(s) \frac{1}{sC_{o2}} = sL_p I_{Lp}(s) + \left(\frac{1}{sC_p} + R_p \right) I_{Cp}(s) \quad (17)$$

Sendo:

$$2C_o = C_{o1} = C_{o2} \quad (18)$$

Então as equações (16) e (17) demonstram que as duas etapas são matematicamente iguais. Logo, pode-se escrever a relação entre a corrente no capacitor pela corrente no indutor conforme segue:

$$\frac{I_{Cp}(s)}{I_{Lp}(s)} = -\frac{L_p}{R_p} \frac{s^2 + \frac{1}{2L_p C_o}}{\left(s + \frac{1}{R_p C_p} \right)} \quad (19)$$

As normas sobre harmônicos na rede dizem respeito até a 51ª ordem (IEEE Std. 519, 1992), isto é, até 3060 Hz, pois as distorções harmônicas são geralmente de menor frequência. Logo, as frequências de interesse dos filtros ativos são frequências que vão de 0 à cerca de 3 kHz. Para frequências superiores a esta faixa as influências da carga e da impedância da rede não são significativas para o filtro passivo, pois é desejável que este retenha tais frequências e permita que as frequências inferiores sejam reproduzidas na rede. Para tal

função, a equação (19) deve se comportar como um filtro passa alta, fazendo com que a corrente no capacitor seja praticamente nula para baixas frequências e se assemelhe com a corrente no indutor para as frequências mais elevadas.

Logo, definindo a frequência de ressonância natural do filtro passivo conforme a equação (20) é possível obter uma relação para estipular o valor da capacitância, visto que a indutância já foi definida anteriormente.

$$f_{np} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (20)$$

Para filtrar as harmônicas oriundas da comutação apenas o capacitor se justificaria, não havendo a necessidade de incluir uma resistência, porém, como demonstrado anteriormente, a impedância deste par $R_p C_p$ influencia na resposta do filtro ativo série.

O pólo da função de transferência (19) é dependente do valor da resistência e da capacitância, logo, tendo definido C_p é possível chegar ao valor de R_p estipulando uma frequência para tal pólo, conforme a equação (21). Esta frequência deve ser tal que não interfira na frequência de cruzamento da função de transferência em questão, isto é, maior que f_{np} .

Assim, utilizando dez vezes a frequência natural do filtro passivo, tem-se:

$$R_p = \frac{1}{20\pi f_{np} C_p} \quad (21)$$

A banda passante do filtro passivo deve permitir a reprodução dos sinais de corrente necessários para compensar as distorções presentes na corrente de carga. Considerando que a ação do filtro ativo tenha uma banda de cerca de 2 kHz será adotada a seguinte frequência de ressonância natural:

$$f_{np} = 2 \text{ kHz} \quad (22)$$

Utilizando as equações (20) e (21) são obtidos, para a resistência e capacitância, respectivamente, os seguintes valores:

$$C_p = 2,2 \mu\text{F} \quad (23)$$

$$R_p = 3,5 \Omega \quad (24)$$

A Figura 23 apresenta o diagrama de *Bode* da função de transferência definida pela equação (19). Observa-se que para as baixas frequências o ganho é ínfimo permitindo que praticamente toda a corrente gerada pelo inversor seja entregue a rede, a partir da frequência de cruzamento, a qual ficou em cerca de 2 kHz, o ganho se eleva fazendo com que as componentes de maior frequência geradas pelo inversor circulem pelo capacitor de saída.

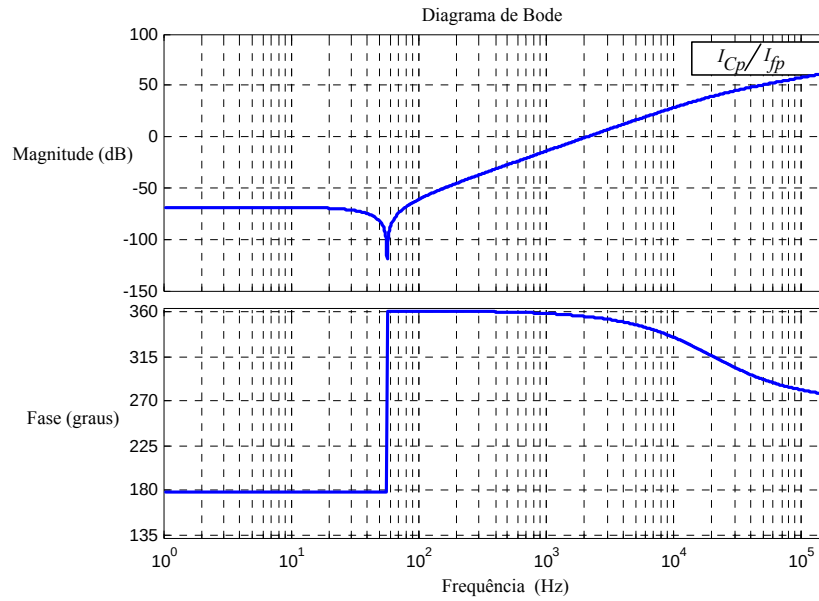


Figura 23- Ganho e fase da função de transferência $I_{Cp}(s) / I_p(s)$.

3.4.2 Filtro Passivo Para o FAS

O circuito equivalente para o filtro ativo série é apresentado pela Figura 24. A estrutura semicondutora será considerada como uma fonte de harmônicas de tensão, pois o objetivo é levantar a função de transferência que relaciona a tensão gerada pelo filtro ativo série (v_{fs}) com esta fonte de harmônicas (v_h), com o intuito de avaliar a resposta em frequência do FAS.

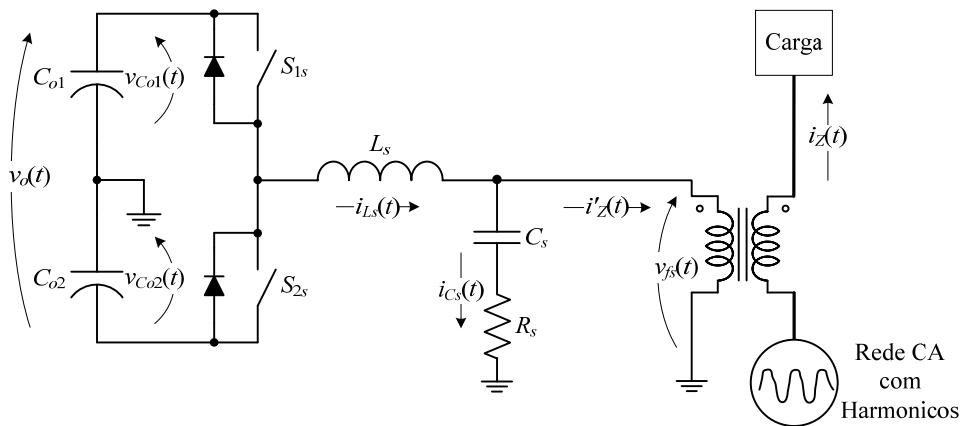


Figura 24- Circuito representativo do FAS de uma fase.

Para avaliar a resposta em frequência do FAS, em função do capacitor de saída, é relevante simplificar ainda mais o circuito da Figura 24, substituindo a estrutura semicondutora por uma fonte de harmônicas (v_h) e o transformador por uma fonte de corrente (i'_z), corrente esta que é resultado da corrente de carga que percorre o enrolamento do lado da

rede. Considera-se que a impedância da indutância de magnetização seja muito maior que a impedância equivalente de R_s com C_s , podendo suprimi-la da análise. A Figura 25 mostra o circuito com as simplificações.

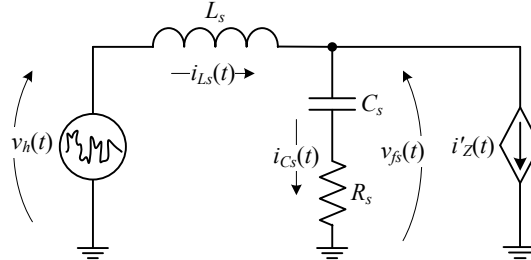


Figura 25- Circuito equivalente do FAS para avaliar a resposta em frequência da tensão de saída.

Deve-se encontrar a tensão de saída do *FAS* (v_{fs}) em relação às fontes de tensão e corrente do circuito, logo, aplicando superposição obtém-se a seguinte equação:

$$V_{fs}(s) = \frac{sC_s R_s + 1}{s^2 L_s C_s + sC_s R_s + 1} V_h(s) - \frac{s^2 L_s C_s R_s + sL_s}{s^2 L_s C_s + sC_s R_s + 1} I'_z(s) \quad (25)$$

Será avaliado apenas o termo que faz relação entre a tensão de saída do *FAS* e a fonte de harmônicos, sendo desconsiderada a influência da corrente da carga. Assim, a equação (25) pode ser reescrita, pela equação que segue:

$$\frac{V_{fs}(s)}{V_h(s)} = \frac{R_s s + \frac{1}{L_s C_s}}{s^2 + s \frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{L_s C_s}} \quad (26)$$

A equação (26) tem uma equação característica, isto é, o denominador da equação, semelhante a equação característica de um filtro passa baixa (EC_{FPB}) de segunda ordem típico (OGATA, 1997), como definido na equação (27).

$$EC_{FPB} = s^2 + 2\zeta_s \omega_{ns} s + \omega_{ns}^2 \quad (27)$$

Onde ω_{ns} representa a frequência natural de ressonância e ζ_s define o amortecimento da resposta do filtro analógico. Com base na função de transferência da equação (26) esta frequência natural em Hertz e o amortecimento são dados pelas equações (28) e (29), respectivamente.

$$f_{ns} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (28)$$

$$\zeta_s = \frac{R_s}{4\pi f_{ns} L_s} \quad (29)$$

As perturbações no sinal de tensão da rede são, em sua maioria, de frequências menores que as perturbações na corrente. Diante disto, define-se uma frequência de ressonância como segue:

$$f_{ns} = 1 \text{ kHz} \quad (30)$$

Sabe-se que para um coeficiente de amortecimento entre 0 e 1, o sistema tem resposta subamortecida, igual a 1 é dito criticamente amortecido e maior que 1 o sistema é sobreamortecido (OGATA, 1997). A intenção é inserir apenas um pequeno amortecimento, a fim de limitar o ganho na frequência de ressonância. Assim, adota-se o seguinte valor para o amortecimento:

$$\zeta_s = 0,15 \quad (31)$$

Com base nestes dados e tendo o indutor previamente estabelecido, chega-se aos seguintes valores de capacitância e resistência, respectivamente:

$$C_s = 20 \mu\text{F} \quad (32)$$

$$R_s = 2 \Omega \quad (33)$$

A Figura 26 apresenta o diagrama de *Bode* da função de transferência dada em (26). Nota-se que o filtro passivo irá reproduzir os sinais provenientes do inversor em uma banda de 0 a cerca de 1 kHz, a partir de então a compensação de harmônicos pelo *FAS* será reduzida devido a limitação da resposta do filtro de saída. Todavia, esta banda passante é suficiente para compensar a maior parte das distorções presentes na tensão de redes alimentadoras.

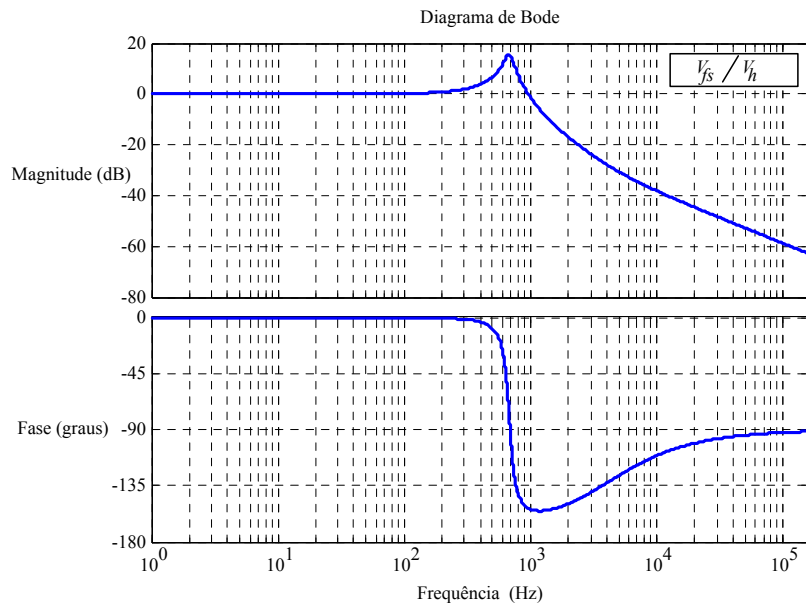


Figura 26- Ganho e fase da função de transferência $V_{fs}(s) / V_h(s)$.

3.5 COMENTÁRIOS

Este capítulo se destinou a especificação da estrutura de potência dos filtros ativos. Foram determinados os componentes utilizados, realizado uma análise qualitativa das distintas formas de conexão dos filtros. Conclui-se que a conexão do *FAS* entre a rede e o *FAP* tem menor interação entre os filtros ativos. No entanto, esta informação não é suficiente para justificar a escolha da forma de conexão, é necessário avaliar as condições a que se submeterá o transformador.

Para sistemas de grande porte, isto é, de elevada potência, o transformador normalmente não apresenta grandes problemas de implementação por apresentar baixa impedância. Porém, quando se trabalha com transformador de baixa potência, na ordem de alguns kW, a impedância se torna relevante.

Na conexão do *FAP* entre a rede e o *FAS* a corrente na carga está circulando pelo transformador e, na presença de cargas não-lineares, esta corrente contém elevado número de harmônicos, causando acentuada queda de tensão pela impedância do respectivo transformador e influenciando no desempenho do *FAS*. De outra forma, o *FAP* tem sua operação facilitada pela presença da indutância de dispersão entre o filtro e a carga, pois as derivadas de corrente na carga se atenuam.

Na seqüência 2 a corrente que circula pelo transformador agora é a da rede, isto é, corrente tipicamente senoidal. Sem a presença dos harmônicos da corrente de carga no transformador o *FAS* tem melhor resultado, no entanto, os filtros passivos necessitam de um bom ajuste, pois caso haja circulação de harmônicos de alta frequência entre o *FAP* e a rede a tensão na carga se deteriorará significativamente.

Diante das análises descritas se escolheu a seqüência 1 para a elaboração deste projeto.

4 CONTROLE DO COMPENSADOR ATIVO UNIFICADO

A estrutura de controle de um compensador ativo unificado, também conhecido como *UPQC* (*Unified Power Quality Conditioner* – Condicionador de Qualidade de Energia Unificado), envolve a associação dos controladores dos filtros ativos série e paralelo. O *FAP* possui uma malha de controle de corrente, a fim de compensar as distorções na corrente de rede, e o *FAS* tem uma malha de controle de tensão, com o intuito de compensar as distorções na tensão da carga. Estas malhas de controle são independentes entre si quando empregadas em um *UPQC*, porém, o barramento, com ponto médio, é compartilhado por ambos os filtros e necessita de duas únicas malhas de controle, do barramento total e de desequilíbrio. Estas malhas devem ser integradas, ou pelo filtro paralelo, ou pelo filtro série. Em razão do controlador de corrente trabalhar com frequências de mais alta ordem que o de tensão, é comum inserir os controladores do barramento junto à estrutura do filtro paralelo.

Este capítulo destina-se a definir a estratégia de controle, os modelos matemáticos e o projeto dos controladores para cada uma dos dois filtros ativos que compõem o *UPQC*.

4.1 CONTROLE DO FILTRO ATIVO PARALELO

Os filtros ativos paralelos, como já descritos, são estruturas destinadas a compensar as distorções em corrente imposta por uma carga ou um conjunto delas. Esta característica só é conseguida com um adequado sistema de controle, pois no projeto de um bom filtro ativo a etapa fundamental está no controle. Desta forma, este tópico visa apresentar a estratégia proposta, os modelos da planta e o projeto dos controladores digitais.

A estrutura de potência proposta para o filtro ativo paralelo é um inversor trifásico bidirecional em corrente e barramento *CC* com ponto médio. Esta característica permite que o filtro compense as distorções de cargas de todo tipo de conexão, sejam cargas trifásicas com ou sem neutro (3 e 4 fios), bem como, cargas monofásicas. Isto é, possibilita a compensação dos desequilíbrios de corrente. Sendo assim, o estudo referente ao controle do filtro será específico para o caso considerado.

4.1.1 Estratégia de Controle

O controle de conversores aplicados em *FAP* é elaborado a partir de controladores de tensão e de corrente empregando diferentes técnicas de controle. As mais comuns são por valores médios instantâneos (*VMI*) e por histerese, uma trabalha com frequência de comutação fixa e ondulação de corrente variável e a outra com limites de ondulação de corrente, respectivamente (LINDEKE, 2003; RIBEIRO, 2003; SOUZA, 2000). Quanto ao controle de corrente, as estratégias conhecidas fazem uso, ou da corrente da rede, ou das correntes de carga e de entrada do conversor. A escolha entre uma estratégia e outra é questão de projeto, geralmente associado com o nível de potência que se está trabalhando, visto que, a técnica que leva em conta a corrente de carga e a do conversor, utiliza um sensor de corrente a mais, bem como necessita de filtros para seleção dos harmônicos, e para isto é necessário um ciclo de rede. No entanto, esta técnica dá maior proteção sobre o conversor, uma vez que monitora a corrente de saída deste. Em contrapartida, utilizando-se do monitoramento da corrente da rede, obtêm-se uma boa dinâmica de controle, pois a atuação é instantânea quando comparada à frequência da rede.

Um ponto crucial do projeto de filtros ativos é a escolha do método adequado para obtenção do sinal de referência, e este método está diretamente relacionado com a estratégia de controle empregada. Em (ORTMANN, 2008) é apresentado varias técnicas para geração do sinal de referência, sejam no domínio do tempo ou da frequência. Não é objetivo deste estudo comparar as diferentes técnicas de obtenção do sinal de referência, desta forma, será discutido apenas o método a ser utilizado no projeto.

A técnica de controle adotada é a que emprega o monitoramento da corrente de rede e controle por valores médios instantâneos (*VMI*), sendo assim, o sinal de referência tem característica senoidal. Este tipo de controle envolve o método mais simples de gerar referência para a corrente. Apenas utilizando as tensões da rede já é possível obter um sinal de referência. No entanto, este sinal conteria as mesmas distorções que porventura possam ter na rede. Uma alternativa viável, quando se aplica controle digital, é a possibilidade de gerar os sinais senoidais internamente a um *DSP*, e sincronizá-los com a rede por meio de um circuito *PLL*, eliminando assim os problemas de distorções na tensão de rede. O *DSP* recebe a informação dos sinais de tensão da rede, discretiza-os e apresenta como entrada para o algoritmo *PLL*, ou *DPLL* (*Digital Phase Locked Loop*), este, por métodos matemáticos, efetua a sincronização do sinal de referência, o qual é livre dos distúrbios, com a tensão da rede (MUSSA *et al.*, 2004).

A Figura 27 ilustra a estrutura completa de um *FAP* com controle por valores médios instantâneos e monitoramento da corrente da rede. O sistema envolve cinco malhas de controle, sendo três de corrente e duas de tensão. Uma malha de tensão controla a tensão total do barramento e a outra o desequilíbrio na tensão dos bancos de capacitores, tais malhas serão designadas, a partir daqui, apenas por malha de tensão e malha de desequilíbrio, respectivamente.

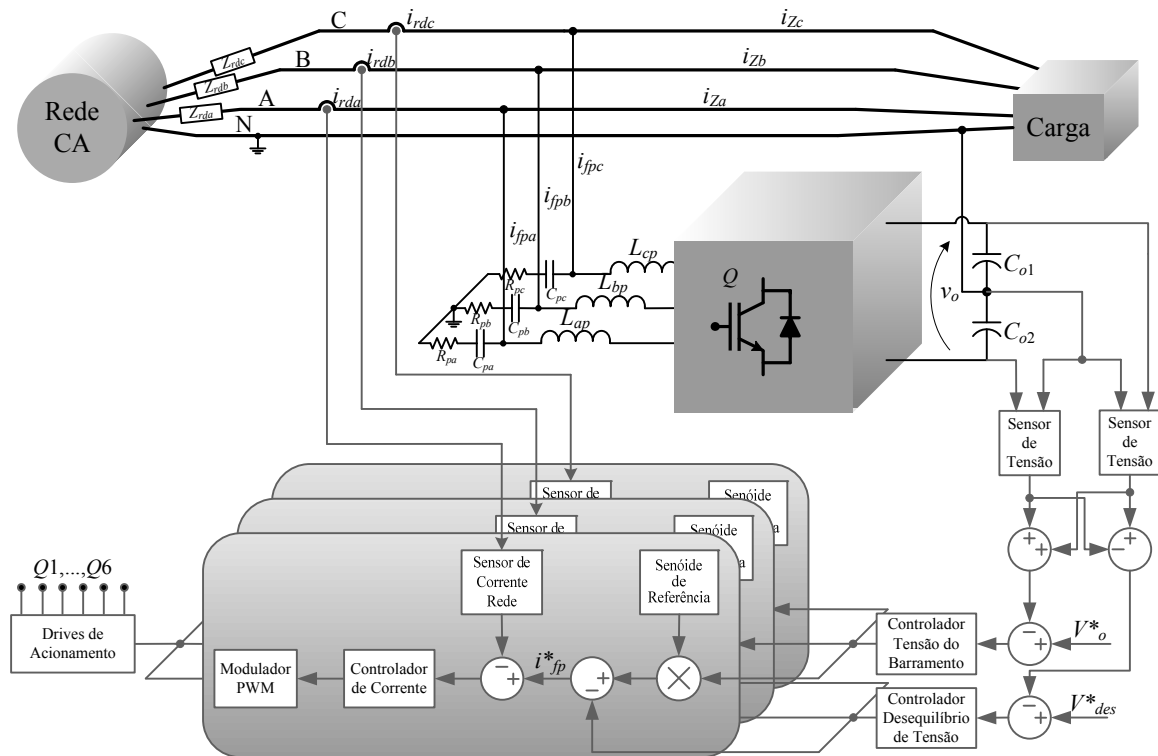


Figura 27- Diagrama funcional de um *FAP* com controle baseado no monitoramento da corrente da rede.

As três malhas de corrente são idênticas, exceto por trabalharem com uma defasagem de 120° . Logo, a fim de facilitar a análise do sistema controlado, pode-se representar a estrutura de controle, sem perda de generalidade, por apenas uma malha de corrente e as duas de tensão.

A técnica de controle adotada consiste em monitorar a corrente de rede i_{rd} fazendo com que esta siga um sinal de referência com característica senoidal, fazendo com que o inversor reproduza as harmônicas impostas pelas cargas não-lineares, emulando, assim, uma carga resistiva para a rede.

O ponto médio no barramento *CC*, como mencionado, proporciona algumas vantagens em comparação com estrutura sem derivação, porém requer uma malha de tensão adicional para que as tensões sobre os capacitores se mantenham iguais ou próximas. Esta malha de desequilíbrio é a mais lenta do sistema, pois é projetada para trabalhar apenas com valores

contínuos. A malha de tensão tem uma dinâmica mais rápida quando comparada à malha de desequilíbrio, atuando no valor médio de tensão, porém quando comparada a malha de corrente, também é considerada lenta.

Sendo assim, pode-se dizer que há uma malha de nível *CC* (malha de desequilíbrio), uma que trabalha com frequência de corte na ordem de poucas dezenas de Hertz (malha de tensão total do barramento), e outra com dinâmica bem mais rápida que as anteriores possuindo uma frequência de corte de alguns kilohertz (malha de corrente).

Tendo como base esta estratégia de controle analógico, propõe-se a aplicação destes conceitos ao controle digital. Todavia, para aplicar a técnica por valores médios instantâneos, faz-se necessário algumas alterações, como a digitalização das variáveis envolvidas no sistema de controle, a qual influencia diretamente na modelagem das plantas intrínsecas ao sistema. Maiores informações podem ser obtidas em (CARDOSO *et al.*, 2006; LINDEKE, 2003; STERB, 2007).

A Figura 28 propõe o diagrama de blocos que representa a estrutura de controle completa em malha fechada. O índice *p* refere-se ao filtro paralelo.

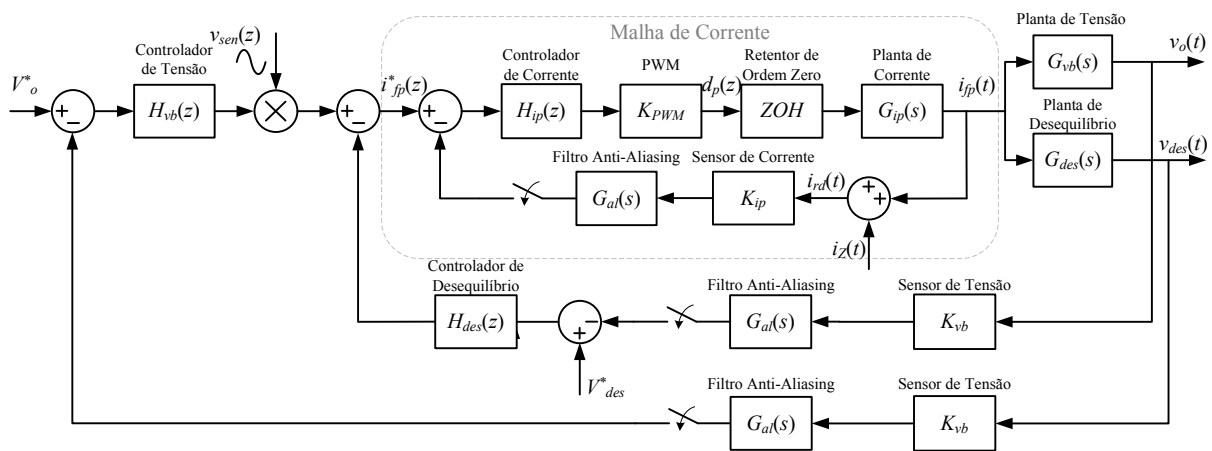


Figura 28- Diagrama de blocos do sistema de controle do FAP.

O processo de discretização das variáveis contínuas e a posterior reconstituição dos sinais já processados são efetuados a partir de elementos conversores analógico/digital (*A/D*) e retentores (ÄSTROM *et al.*, 1996; OGATA, 1995). Os filtros *anti-aliasing* são necessários para limitar a frequência dos sinais amostrados a fim de que possa obter a informação real das variáveis amostradas, bem como, a possibilidade de reconstituição fiel destes sinais após o devido processamento. Segundo o teorema de *Nyquist* a frequência de corte deste filtro deverá ser no máximo um meio da frequência de amostragem, para que não haja sobreposição nos sinais amostrados.

Nos tópicos que se seguem as malhas serão estudadas de forma independente, cada qual com as devidas considerações. A análise se dará em termos dos diagramas de blocos equivalente para cada malha, sem a presença dos conversores *A/D* e dos filtros *anti-aliasing*.

4.1.1.1 Análise da Malha de Corrente

A malha de corrente pode ser analisada independentemente das malhas de tensão, visto que se trata da malha com dinâmica mais elevada. É sabido que a corrente de rede i_{rd} é formada pela soma das correntes do filtro i_{fp} e de carga i_z . No entanto, como será visto na etapa de modelagem, a corrente de carga não afeta o modelo do filtro, logo, pode ser considerada como distúrbio. A malha de corrente é interna às malhas de tensão e pode ser representada conforme a Figura 29.

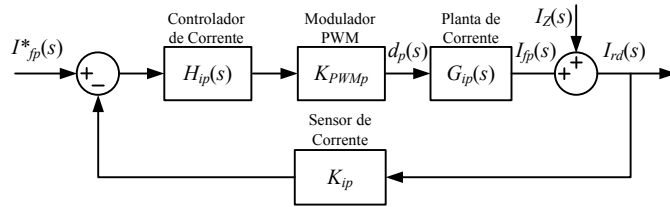


Figura 29- Malha de corrente do *FAP*.

A equação (34) representa matematicamente o diagrama de blocos da Figura 29.

$$I_{rd}(s) = \frac{1}{K_{ip}} \frac{T_p(s)}{1 + T_p(s)} I_{fp}^*(s) + \frac{1}{1 + T_p(s)} I_z(s) \quad (34)$$

Onde $T_p(s)$ é a função de transferência de laço aberto, dada pela equação (35):

$$T_p(s) = K_{PWMp} \cdot K_{ip} \cdot G_{ip}(s) \cdot H_{ip}(s) \quad (35)$$

Nota-se, a partir da equação (34), que para minimizar o efeito da perturbação da corrente de carga, o ganho estático da função de transferência de laço aberto deve ser feito muito elevado, como será demonstrado a seguir.

Os coeficientes da equação (34) podem ser avaliados como segue:

$$\frac{1}{1 + T_p(s)} \approx \begin{cases} \frac{1}{T_p(s)} & \text{para } \|T_p(s)\| \gg 1 \\ 1 & \text{para } \|T_p(s)\| \ll 1 \end{cases} \quad (36)$$

$$\frac{T_p(s)}{1 + T_p(s)} \approx \begin{cases} 1 & \text{para } \|T_p(s)\| \gg 1 \\ T_p(s) & \text{para } \|T_p(s)\| \ll 1 \end{cases} \quad (37)$$

Para uma função de transferência $T_p(s)$ qualquer, a Figura 30 mostra os ganhos no diagrama de *Bode* das equações (36) e (37), bem como de $T_p(s)$. Por não alterar

significativamente o resultado desta análise, o ganho do sensor de corrente K_{ip} está sendo considerado unitário, a fim de facilitar a análise (ERICKSON *et al.*, 2001).

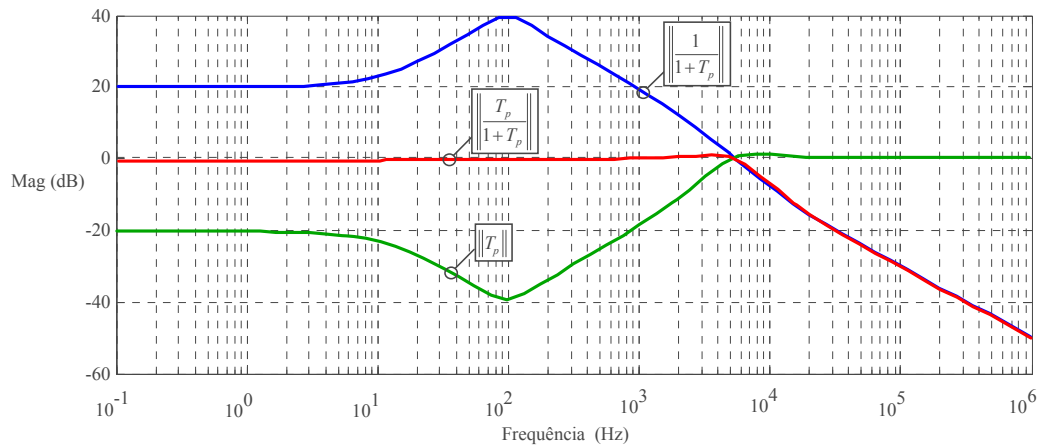


Figura 30- Ganho para as relações (24), (25) e para $T_p(s)$, com $T_p(0) = 10$.

Observa-se que para baixas frequências, ou frequências abaixo da frequência de corte do sistema, o ganho representado pela equação (37) é unitário, ou seja, a função de transferência entre a corrente de rede e a corrente de referência é dada apenas pelo inverso do ganho do sensor de corrente. Isto é desejável para que a corrente de rede siga a corrente de referência conforme o fator $1/K_{ip}$. Para as frequências acima da frequência de corte, a corrente de referência é atenuada conforme o ganho de $T_p(s)$, o qual é menor que 1, ou seja, o controle reduzirá sua atuação conforme se eleva a frequência. Esta característica é importante para eliminar a influência da frequência de comutação na ação do controlador (ERICKSON *et al.*, 2001).

Em contrapartida a equação (36) apresenta ganho unitário para frequências acima da frequência de corte, no entanto, dificilmente haverá componentes harmônicas na corrente de carga nestas frequências, porém, caso haja o próprio ganho do sistema se encarregará de atenuá-las. Para frequências menores que a frequência de corte o efeito da corrente de carga em malha fechada será atenuado por $1/T_p(s)$. Logo, isto sugere que o ganho de $T_p(s)$ nas baixas frequências seja elevado a tal ponto que a influência da perturbação de carga possa ser considerada desprezível.

Para dar um exemplo da importância do ganho de $T_p(s)$ a Figura 31 representa o diagrama de Bode do módulo da mesma função anterior, porém agora com ganho estático de 0,5. Nota-se que para ganhos menores que 1 a perturbação tem mais influência na dinâmica da malha do que a corrente de referência, e esta condição só é invertida quando o ganho de $T_p(s)$ se torna maior que 1. Com a condição apresentada pela Figura 31 não é possível rejeitar a perturbação da dinâmica da malha de corrente.

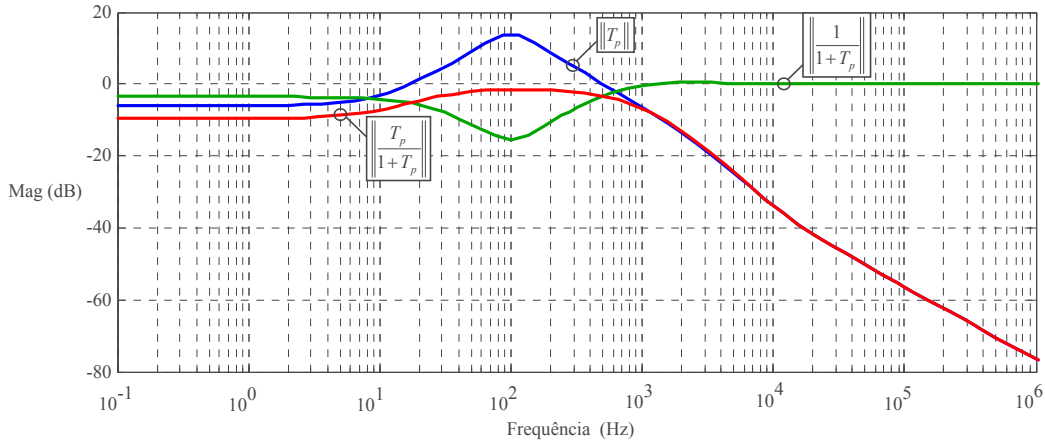


Figura 31- Ganho para as relações (24), (25) e para $T_p(s)$, com $T_p(0) = 0,5$.

4.1.1.2 Análise da Malha de Tensão Total do Barramento

A malha de tensão responde por proporcionar a amplitude desejada do sinal de referência de corrente senoidal v_{sen} , com o objetivo de corrigir a tensão média do barramento v_o , bem como, mantê-la acima do valor de pico da tensão da rede.

Para analisar a malha de tensão do barramento a malha de desequilíbrio, por atuar com valores contínuos, pode ser suprimida, sendo considerado apenas como a soma do sinal de saída do controlador de desequilíbrio v_{c_des} na malha de tensão do barramento, conforme ilustra a Figura 32.

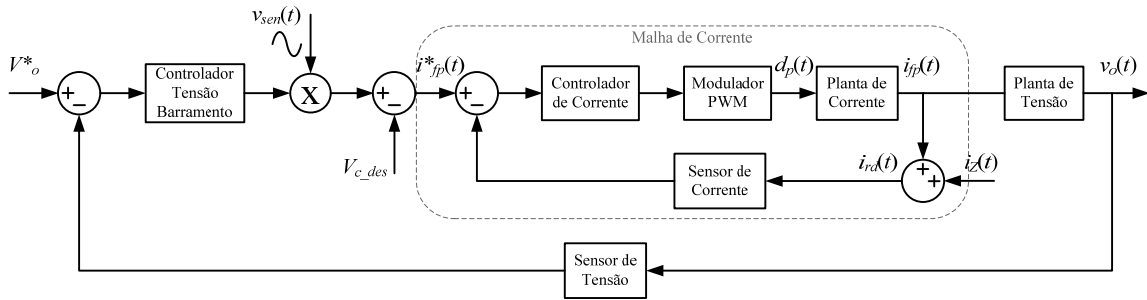


Figura 32- Diagrama de blocos do sistema de controle desconsiderando a malha de desequilíbrio.

A dinâmica da malha de corrente é muito mais rápida que a malha de tensão, logo, a malha de corrente poderia ser representada apenas como um ganho inserido na malha de tensão. No entanto, é necessário ter o cuidado de avaliar o efeito da perturbação de carga, para isto reescreve-se o diagrama de blocos da planta de tensão conforme a Figura 33.

Fazendo o ganho de $T_p(s)$ elevado para as baixas frequências, conforme recomendado para reduzir o efeito de distúrbios, têm-se a equação (38).

$$\frac{T_p(0)}{1+T_p(0)} \cong \frac{T_p(0)}{T_p(0)} = 1 \quad \text{para } |T_p(0)| \gg 1 \quad (38)$$

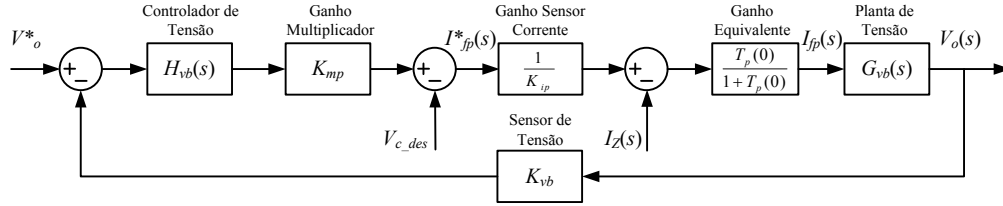


Figura 33- Malha de tensão total do barramento.

Logo, chega-se a equação (39), a qual descreve a função de transferência de laço aberto para a malha de tensão.

$$T_{vb}(s) = \frac{K_{mp} K_{vb}}{K_{ip}} \cdot G_{vb}(s) \cdot H_{vb}(s) \quad (39)$$

Utilizando das mesmas considerações anteriores, como ganho dos sensores e do multiplicador unitário (K_{mp} , K_{ip} , $K_{vb} = 1$), tem-se a função de laço aberta dada pela equação (40).

$$T_{vb}(s) = G_{vb}(s) \cdot H_{vb}(s) \quad (40)$$

Assim, a partir do diagrama de blocos, obtêm-se a equação que descreve a tensão de saída em função das variáveis do sistema, conforme a equação (41).

$$V_o(s) = \frac{T_{vb}(s)}{1 + T_{vb}(s)} V_o^* - \frac{1}{H_{vb}(s)} \frac{T_{vb}(s)}{1 + T_{vb}(s)} V_{c_des} - \frac{1}{H_{vb}(s)} \frac{T_{vb}(s)}{1 + T_{vb}(s)} I_z(s) \quad (41)$$

A análise efetuada para a malha de corrente é igualmente válida para o presente caso. Nota-se, pela equação (41), que os sinais de saída do controlador de desequilíbrio e da corrente de carga influenciam fortemente a dinâmica da malha de tensão. Para a malha de corrente o distúrbio ($I_z(s)$) é reduzido diretamente pelo ganho de $T_p(s)$, conforme descreve a equação (34), já para a malha de tensão a redução dos distúrbios ($I_z(s)$ e $V_{c_des}(s)$) é inversamente proporcional ao ganho do controlador. Isto faz com que o controlador deva compensar este ganho da planta de tensão e ainda ser suficientemente alto para reduzir tais perturbações.

4.1.1.3 Análise da Malha de Desequilíbrio

A malha de desequilíbrio é considerada uma malha *CC*, pois deve responder em termos dos valores médios das variáveis envolvidas. É a malha mais lenta das três em questão, por não necessitar de velocidade para corrigir o desequilíbrio de tensão no barramento, sua dinâmica deve estar bem abaixo da malha de tensão.

As mesmas considerações feitas para as malhas analisadas anteriormente, em termos de rejeição de perturbação, são válidas aqui.

Sendo a malha de característica *CC*, a referência senoidal não terá qualquer influência na dinâmica do sistema, sendo assim, esta pode ser suprimida do diagrama de blocos que representa a malha de desequilíbrio, e conseqüentemente, a malha de tensão também. Então, redesenhando o diagrama da Figura 28, em função da malha de desequilíbrio, obtêm-se o diagrama de blocos conforme mostra a Figura 34.

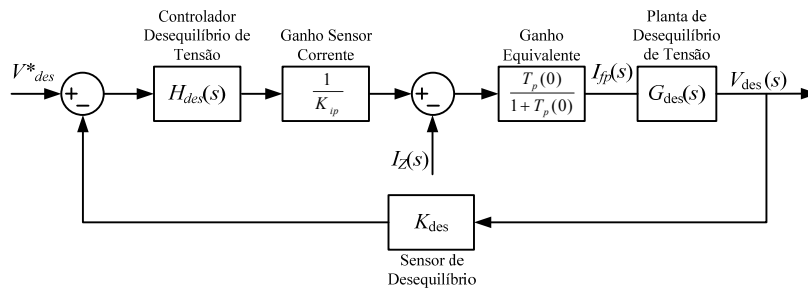


Figura 34- Malha de desequilíbrio de tensão do barramento.

Sendo a função de transferência de laço aberto definido por:

$$T_{des}(s) = \frac{1}{K_{ip}} K_{des} \cdot G_{des}(s) \cdot H_{des}(s) \quad (42)$$

Adotando de ganhos unitários para sensores e planta de corrente, conforme análise anterior, a função que define esta representação de diagramas de blocos, é dada pela equação (43).

$$V_{des}(s) = \frac{T_{des}(s)}{1+T_{des}(s)} V^*_{des} - \frac{1}{H_{des}(s)} \frac{T_{des}(s)}{1+T_{des}(s)} I_z(s) \quad (43)$$

Analogamente à malha de tensão, a redução do efeito da corrente de carga na malha de desequilíbrio se dá apenas pelo ganho do controlador, isto é, a dinâmica desta malha tem maior influência da corrente de carga, quando comparada com a malha de corrente.

4.1.2 Modelagem do *FAP*

O objetivo de todo o estudo de controle é obter um controlador cuja função de transferência atenda aos requisitos pré-estabelecidos. Para chegar a tal função, faz-se necessário conhecer os modelos matemáticos que representam todos os blocos da estrutura de controle. Tais modelos serão apresentados como segue.

4.1.2.1 Modelo da Planta de Corrente

Várias são as técnicas de controle existentes para filtros ativos, entretanto, será apresentada apenas a técnica por valores médios quase instantâneos, visto que será esta a ser empregada. Sendo assim, o modelo da planta de corrente será obtido considerando o valor médio das variáveis para um período de comutação, isto é, modelo pela média.

Sejam as equações de espaço de estados dadas pelas equações (44) e (45), onde cada equação representa uma etapa de operação de uma determinada estrutura.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{E}_1 \mathbf{u} \end{cases} \quad (44)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{E}_2 \mathbf{u} \end{cases} \quad (45)$$

O modelo pela média surge através da relação (46) aplicada também às matrizes $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{E}$.

$$\mathbf{A} = d \mathbf{A}_1 + (1-d) \mathbf{A}_2 \quad (46)$$

O que resulta na equação (47).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{E} \mathbf{u} \end{cases} \quad (47)$$

Aplicando variações de pequenos sinais as variáveis de estados, conforme a equação (48), obtêm-se os modelos *cc* e *ca* do sistema.

$$x(t) = \bar{X} + \hat{x}(t) \quad (48)$$

O modelo *cc*, ou sistema em equilíbrio, consegue-se desprezando as variações de pequenos sinais, frente aos valores constantes, assim como descreve a equação (49).

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\bar{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\bar{\mathbf{U}} \\ \bar{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\bar{\mathbf{X}} + \mathbf{E}\bar{\mathbf{U}} \end{cases} \quad (49)$$

Cuja solução é dada por:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{X}} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\bar{\mathbf{U}} \\ \bar{\mathbf{Y}} = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\bar{\mathbf{U}} \end{cases} \quad (50)$$

Em (ERICKSON *et al.*, 2001). está demonstrado que aplicando pequenos sinais em uma equação de estados e tomando apenas os termos de primeira ordem, obtêm-se o modelo *ca*, assim como a equação (51).

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{U}}]\hat{\mathbf{d}} \quad (51)$$

O inversor trifásico com ponto médio, proposto para o filtro ativo paralelo, pode ser representado por um inversor meia ponte monofásico, conforme já apresentado de antemão. O ponto médio no barramento de tensão permite que cada fase possa ser analisada independentemente, isto facilita a modelagem da estrutura. A Figura 35 mostra o circuito equivalente do *FAP*, desconsiderando o efeito da impedância da rede. Embora esta impedância implique na dinâmica do inversor, o presente caso assumirá que esta impedância é pequena em relação à impedância indutiva do inversor, e então, possa ser desprezada.

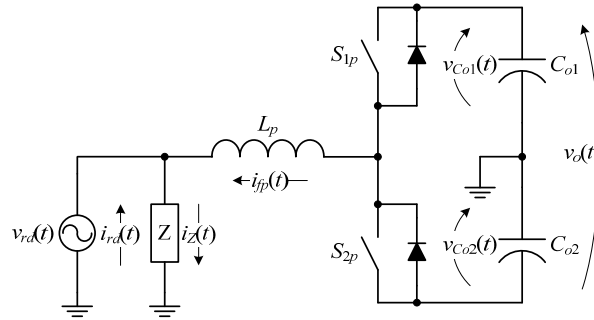


Figura 35- Circuito equivalente para a estrutura de potência do *FAP*.

As equações que definem o circuito são:

1º etapa, S_{1p} conduzindo:

$$\frac{d}{dt}i_{fp}(t) = \frac{1}{L_p}v_{Co1}(t) - \frac{1}{L_p}v_{rd}(t) \quad (52)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Co1}(t) = -\frac{1}{C_{o1}}i_{fp}(t) \quad (53)$$

$$i_{rd}(t) = i_{fp}(t) + i_z(t) \quad (54)$$

2º etapa, S_{2p} conduzindo:

$$\frac{d}{dt}i_{fp}(t) = \frac{1}{L_p}v_{Co2}(t) - \frac{1}{L_p}v_{rd}(t) \quad (55)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Co2}(t) = \frac{1}{C_{o2}}i_{fp}(t) \quad (56)$$

$$i_{rd}(t) = i_{fp}(t) + i_z(t) \quad (57)$$

Admitindo que o interruptor S_{1p} está conduzindo para razão cíclica $d_p = 1$ e o interruptor S_{2p} para $d_p = 0$, e considerando as equações (52) a (57), obtêm-se a equação de estados pela média do circuito apresentado na Figura 35, conforme as equações (58) e (59). As variáveis são todas dependentes do tempo, mas para simplificar a escrita foram representadas apenas pelo caractere que as definem.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{Co1} \\ v_{Co2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\bar{D}_p}{L_p} & -\frac{(1-\bar{D}_p)}{L_p} \\ -\frac{\bar{D}_p}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ \frac{(1-\bar{D}_p)}{C_{o2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{Co1} \\ v_{Co2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_p} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ i_z \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$i_{rd} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{Co1} \\ v_{Co2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ i_z \end{bmatrix} \quad (59)$$

Ao desprezar a impedância da rede resulta que as variáveis de estado internas, ou seja, corrente e tensão do inversor, não são dependentes da corrente de carga. Esta é uma condição desejada, pois o modelo fica independente da corrente de carga, isto é, para o modelo da malha de corrente a carga pode ser desprezada.

Empregando a equação de pequenos sinais (51) nas equações (58) e (59), e aplicando *Laplace*, chegam-se as seguintes relações.

$$\hat{i}_{fp}(s) = \frac{\bar{D}_p}{sL_p} \hat{v}_{Co1}(s) - \frac{(1-\bar{D}_p)}{sL_p} \hat{v}_{Co2}(s) + \frac{1}{sL_p} \hat{v}_{rd}(s) + \frac{V_o}{sL_p} \hat{d}_p(s) \quad (60)$$

$$\hat{v}_{Co1}(s) = -\frac{\bar{D}_p}{sC_{o1}} \hat{i}_{fp}(s) - \frac{\bar{I}_{fp}}{sC_{o1}} \hat{d}_p(s) \quad (61)$$

$$\hat{v}_{Co2}(s) = \frac{(1-\bar{D}_p)}{sC_{o2}} \hat{i}_{fp}(s) - \frac{\bar{I}_{fp}}{sC_{o2}} \hat{d}_p(s) \quad (62)$$

Onde:

$$V_o = \bar{V}_{Co1} + \bar{V}_{Co2} \quad (63)$$

Para avaliar a corrente do filtro em função da razão cíclica, as tensões do barramento e de entrada são consideradas isentas de variações em pequenos sinais, ou seja, $\hat{v}_{rd}, \hat{v}_{Co1}, \hat{v}_{Co2} = 0$. A equação (60) se mostra mais conveniente para a obtenção da planta de corrente, pois está em função da indutância do inversor, bem como, não depende do valor médio da razão cíclica. Sendo assim, a equação (64) representa o modelo da planta de corrente do *FAP*.

$$G_{ip}(s) = \frac{\hat{i}_{fp}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{sL_p} \quad (64)$$

4.1.2.2 Modelo da Planta de Tensão

O modelo da planta de tensão poderia ser extraído da equação (61) e (62), entretanto, este modelo seria em função da variável $\bar{D}_p$ o que não é interessante, pois esta variável representa um ponto quiescente para a razão cíclica, e tal ponto é difícil de estabelecer para um inversor operando como filtro ativo.

Outra abordagem possível é o balanço de potência. Um inversor trifásico com ponto médio permite ser representado, do ponto de vista da planta de tensão, pela impedância de saída em paralelo com uma fonte de corrente equivalente a corrente média de carga. Este circuito é mostrado na Figura 36, onde C_o representa a capacitância equivalente do banco de capacitores.

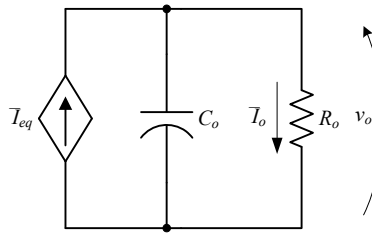


Figura 36- Circuito equivalente para a malha de tensão do FAP.

O circuito da Figura 36 apresenta uma carga R_o fictícia, uma vez que o inversor operando como filtro ativo não possui esta impedância conectada, ou seja, equivalente a ter uma impedância infinita. Desta forma não teria sentido a corrente média equivalente $\bar{I}_{eq}$ de carregamento do capacitor, visto que a potência ativa é nula. Entretanto, esta potência é nula do ponto de vista da frequência de rede, mas para manter a tensão média do barramento sem carga acoplada é necessário que haja um consumo de potência instantânea. O termo instantânea se refere a tempos na ordem da frequência de comutação.

A potência entregue ao barramento é dada pela soma das potências de cada fase do inversor, conforme a equação (65).

$$P_o = \bar{I}_{eq} \cdot \bar{V}_o = 3P_{invb} \quad (65)$$

Visto a imposição de alto fator de potência (próximo a unidade) por parte do FAP, a corrente responsável por manter a tensão de barramento deverá ser a componente fundamental da corrente total do filtro, pois este irá suprir apenas as componentes harmônicas da carga. Esta fundamental está relacionada com o termo multiplicativo (Figura 11) da senóide de referência. Desta forma, pode-se definir a potência necessária para suprir o barramento em função do valor eficaz ou de pico da componente fundamental da corrente do filtro. É válido

observar que o tipo de variável (eficaz ou de pico) utilizada no modelo definirá o ganho do multiplicador K_{mp} .

Fazendo a potência de entrada para alimentação do barramento P_{invb} em função do pico de tensão da rede V_{rdpk} e do pico da fundamental da corrente I_{fp1pk} , tem-se a equação (66).

$$P_{invb} = \frac{V_{rdpk} \cdot I_{fp1pk}}{2} \quad (66)$$

Substituindo a equação (66) em (65), vem:

$$\bar{I}_{eq} = \frac{3}{2} \frac{V_{rdpk} \cdot I_{fp1pk}}{\bar{V}_o} \quad (67)$$

Considerando que a corrente média $\bar{I}_{eq}$ é igual à corrente eficaz que alimenta a impedância do circuito equivalente para a malha de tensão obtêm-se a equação (68).

$$V_o(s) = \frac{\bar{I}_{eq}}{\frac{1}{R_o} + sC_o} \quad (68)$$

Com as equações (67) e (68) chega-se a uma função de transferência, apresentada pela equação (69), que relaciona a tensão do barramento pelo pico da corrente de saída do filtro. Para a malha de tensão essa corrente é vista em termos de baixas frequências, por esta razão foi considerada como uma componente senoidal.

$$\frac{V_o(s)}{I_{fp1pk}(s)} = \frac{3}{2} \frac{V_{rdpk}}{V_o} \frac{1}{\frac{1}{R_o} + sC_o} \quad (69)$$

O inversor aplicado como filtro ativo não apresenta a impedância R_o conectada ao barramento, isto equivale a fazer $R_o \rightarrow \infty$ na equação (69), assim, obtêm-se o modelo da planta de tensão para o *FAP*. Tendo que relação da tensão de pico da rede pela tensão de barramento V_{rdpk} / V_o é definida como índice de modulação m_a , o modelo da planta de tensão é dado pela equação (70).

$$G_{vb}(s) = \frac{3}{2} m_a \frac{1}{sC_o} \quad (70)$$

4.1.2.3 Modelo da Planta de Desequilíbrio

As equações (61) e (62) são base para obter o modelo da planta de desequilíbrio de tensão no barramento. A Figura 37 representa o circuito equivalente para esta planta. Esta figura apresenta a referência da corrente i_{fp} contrária à adotada no circuito da Figura 35, logo,

para obter a planta de desequilíbrio as variações de pequenos sinais na razão cíclica são desconsideradas, isto é $\hat{d}_p(s) = 0$, e o sinal das tensões devem ser invertidos.

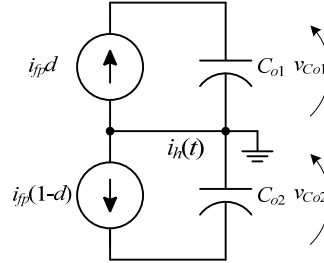


Figura 37- Circuito equivalente para a malha de desequilíbrio do FAP.

Desta forma, a partir das equações (61) e (62), as equações para a tensão nos capacitores podem ser reescritas conforme segue:

$$\hat{v}_{Co1}(s) = \frac{\bar{D}_p}{sC_{o1}} \hat{i}_{fp}(s) \quad (71)$$

$$\hat{v}_{Co2}(s) = \frac{(\bar{D}_p - 1)}{sC_{o2}} \hat{i}_{fp}(s) \quad (72)$$

A função de transferência que define a planta de desequilíbrio é dada pela relação da diferença das tensões dos capacitores pela corrente de entrada do filtro, conforme mostra a equação (73).

$$G_{des}(s) = \frac{\hat{v}_{Co1}(s) - \hat{v}_{Co2}(s)}{\hat{i}_{fp}(s)} \quad (73)$$

Seja a relação de capacitâncias, conforme observado na Figura 15, de acordo com a equação (74).

$$2C_o = C_{o1} = C_{o2} \quad (74)$$

Logo, através da substituição das equações (71) e (72) em (73), obtêm-se a função de transferência para a malha de desequilíbrio, conforme a equação (75).

$$G_{des}(s) = \frac{1}{2sC_o} \quad (75)$$

Observa-se que a malha de desequilíbrio independe da razão cíclica, sendo apenas dependente da impedância do barramento, o que é interessante, visto a dificuldade de estimar um ponto de equilíbrio para esta razão cíclica.

4.1.2.4 Modelo do Modulador PWM

O modulador *PWM* (*Pulse Width Modulation*) utiliza como portadora uma onda triangular com valores mínimo e máximo de 0 e V_T , respectivamente. A razão cíclica desejada é obtida pela comparação entre o sinal de saída do controlador com a portadora, conforme a Figura 38.

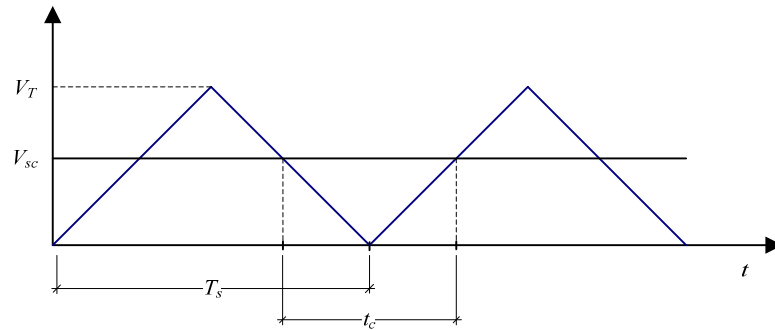


Figura 38- Sinais de comparação para o *PWM*.

Considerando que a tensão de saída do controlador segue a tensão de referência ($V_{ref} = V_{sc}$), e que a onda triangular é simétrica, tem-se a relação (76).

$$\frac{V_T}{V_{ref}} = \frac{T_s}{t_c} \quad (76)$$

E sendo a razão cíclica definida por (77).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (77)$$

Chega-se a uma relação entre a razão cíclica pela tensão de referência, isto é, um modelo para o modulador *PWM*, como mostra a equação (78).

$$\frac{D(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{1}{V_T} \quad (78)$$

A onda triangular é gerada por um *DSP* a partir de valores quantizados, e com a taxa da frequência de trabalho, conhecida como frequência de *clock* ($f_{ck} = 1/T_{ck}$), conforme ilustra a Figura 39 (CARDOSO *et al.*, 2006). Desta forma, pode-se dizer que tanto o período T_{ck} , quanto o degrau de amplitude associado a esse período, representam valores absolutos para o *DSP*, ou seja, V_T é formado por tantos níveis quanto à relação $(T_s/2)/T_{ck}$ permite, assim, chega-se a equação que define o pico da triangular em função da frequência de trabalho do *DSP*.

$$V_T = \frac{1}{2} \frac{f_{ck}}{f_s} \quad (79)$$

Vale ressaltar que o valor de V_c é atualizado unicamente no início do ciclo da triangular, isto requer que toda a lógica de controle deva ser computada dentro de um período de comutação dos interruptores.

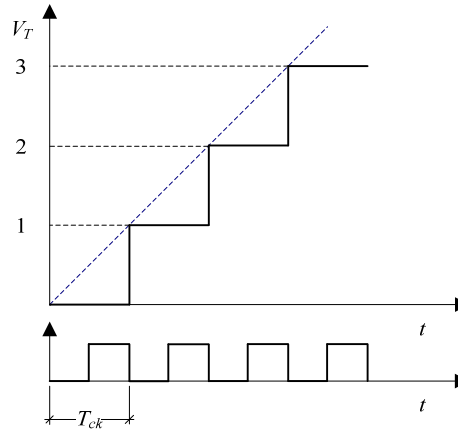


Figura 39- Detalhe da quantização do sinal triangular.

4.1.2.5 Modelo do Retentor

A aplicação do controle digital em um sistema contínuo envolve dois processos, amostragem e recuperação do sinal, conforme mostra a Figura 40. Estes processos são descritos a seguir:

- Amostrador (conversor A/D): converte sinais contínuos em trem de pulsos com T_a período. Isto é, são amostrados nos instantes $0, T_a, 2T_a, 3T_a \dots$
- Retentor: converte o sinal amostrado em contínuo. O mais simples é o segurador de ordem zero, (*Zero Order Holder – ZOH*), que mantém o nível do sinal constante até a próxima amostra.

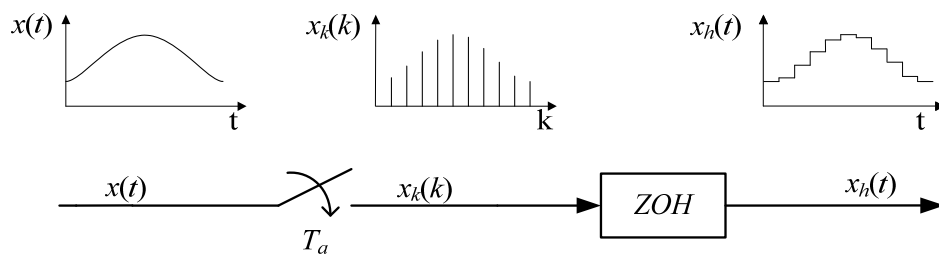


Figura 40- Processo de amostragem e recuperação de um sinal.

Os elementos responsáveis pela amostragem e recuperação dos sinais são detentores de função de transferência e estas devem ser acrescentadas no sistema. Segundo *Ogata (1995)* o segurador de ordem zero tem função de transferência, definida em s , de acordo com a equação (80). O conversor A/D será descrito na seção seguinte.

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{sT_a}}{s} \quad (80)$$

4.1.2.6 Modelo do Conversor A/D

A amostragem de um sinal é realizada pelo conversor analógico/digital (*A/D*). Em aplicação envolvendo *DSP*, o próprio tem conversores internamente. No entanto, esta digitalização fica restrita a um sinal com variações entre os limites da alimentação do *DSP*, ou seja, para a maioria deles entre 0 e 3 V. Desta forma, os sinais deverão adequar-se a estes limites.

O conversor *A/D* especifica o número de bits com que um sinal será digitalizado, sendo m o número destes bits, então o conversor amostrará um sinal em 2^m valores possíveis. Logo, considerando a excursão máxima (0 a V_{HI}) e o número de amostras possíveis, o sinal digitalizado é dado pela relação (81) (CARDOSO *et al.*, 2006).

$$V_{dig} = V_{in} \cdot \frac{2^m}{V_{HI}} \quad (81)$$

Assim, pode-se definir a função de transferência do conversor *A/D*, conforme equação (82).

$$K_{AD} = \frac{V_{dig}}{V_{in}} = \frac{2^m}{V_{HI}} \quad (82)$$

4.1.2.7 Modelo do Filtro *Anti-Aliasing*

Como já comentado de antemão, os sinais que serão processados pelo *DSP*, para serem adequadamente recuperados posteriormente, devem satisfazer ao teorema de *Nyquist*, isto é, não podem ter frequência maior que um meio da frequência de amostragem. Logo, para atender este critério, é necessário limitar, através de filtros, o espectro de frequências dos sinais que serão tratados, estes filtros são denominados de filtros *anti-aliasing*. Tais filtros são, na verdade, filtros passa baixa analógicos com frequência de corte igual ou menor que a frequência de *Nyquist*, a qual é definida por:

$$f_{ny} = f_a / 2 \quad (83)$$

Onde f_a é a frequência de amostragem.

A equação (84) representa a função de transferência típica de um filtro *anti-aliasing*.

$$G_{al}(s) = \frac{\omega_a / 2}{s + \omega_a / 2} \quad (84)$$

A implementação deste filtro se dá por filtro analógico de primeira ordem, conforme ilustra a Figura 41.

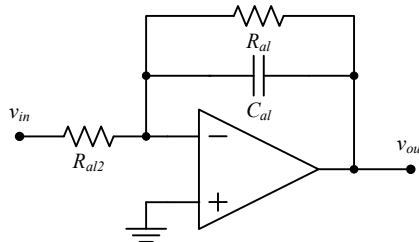


Figura 41- Circuito do filtro *anti-aliasing* analógico considerado.

A relação da saída pela entrada é dada pela equação (85).

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1/(C_{al}R_{al2})}{1/(C_{al}R_{al}) + s} \quad (85)$$

Para atender a relação (84) deve-se ter $R_{al2} = R_{al}$, assim, obtêm-se a função de transferência para o filtro *anti-aliasing*.

$$G_{al}(s) = \frac{1/(C_{al}R_{al})}{1/(C_{al}R_{al}) + s} \quad (86)$$

Sendo que a frequência de corte é especificada em função do capacitor e do resistor, conforme a equação (87).

$$f_a = \frac{1}{\pi \cdot C_{al}R_{al}} \quad (87)$$

4.1.2.8 Modelo do Sensor de Tensão

O sensor de tensão deverá tomar uma amostra do sinal de tensão do barramento com amplitude compatível as necessidades do controle. Assim, será empregado um sensor resistivo, o qual, por uma relação simples de resistências, permite obter uma amostra da tensão e atenuar proporcionalmente com o ganho desta relação. A Figura 42 apresenta o sensor de tensão em questão, cujo ganho é dado pela equação (88).

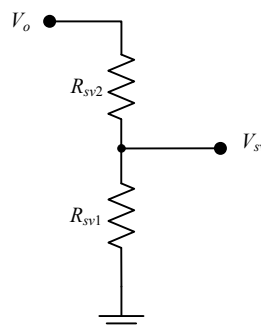


Figura 42- Sensor de tensão do barramento.

$$\frac{V_{sv}}{V_o} = \frac{R_{sv1}}{R_{sv2} + R_{sv1}} \quad (88)$$

4.1.2.9 Modelo do Sensor de Corrente

O sinal de corrente também deve se adequar as amplitudes máximas permitidas pelo *DSP*, ou seja, entre 0 e V_{HI} . Para isto, além de atenuar o sinal de corrente, é necessário que este tenha apenas valores positivos, uma vez que são sinais tipicamente alternados. Assim, o sensor de corrente lê o sinal e proporciona na saída outro sinal idêntico, exceto pela amplitude, isto é, dá um ganho de K_{ip} no sinal.

Este novo sinal é somado a um valor *CC* de $V_{HI}/2$ (ganho de *off-set*) por um circuito somador. Desta forma, a equação que representa o sinal de tensão a ser controlado em função da corrente medida I_N é descrita pela equação (89).

$$V_{out} = \frac{V_{HI}}{2} + K_{ip} \cdot I_N \quad (89)$$

O sensor utilizado é o transdutor de corrente de efeito *hall* *LA-55P* da *LEM*, cujo ganho K_{ip} é 0,1. No entanto, o sinal de *off-set* é removido por *software*, resultando na seguinte função de transferência:

$$K_{ip} = \frac{V_{out}}{I_N} = 0,1 \quad (90)$$

4.1.3 Projeto dos Controladores

De posse das plantas que definem os blocos que compõem as malhas de tensão, corrente e desequilíbrio, pode-se dar início ao projeto dos controladores.

4.1.3.1 Projeto do Controlador de Corrente

A Figura 43 mostra o diagrama de blocos da malha de corrente digitalizada representado em termos das funções de transferência.

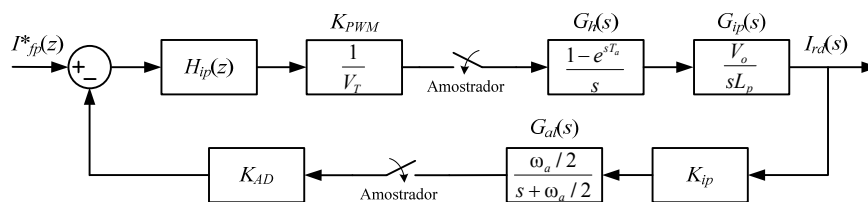


Figura 43- Malha de corrente digitalizada.

Para efeito de simplificação na aplicação da Transformada z , será considerada uma planta equivalente $G_{ip_e}(w)$, envolvendo o modulador PWM , o segurador e a planta de corrente, como indica a equação (91).

$$G_{ip_e}(z) = Z \left\{ \frac{1}{V_T} \left(\frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \right) \left(\frac{V_o}{sL_p} \right) \right\} \quad (91)$$

Através da Transformada z obtêm-se a equação (92).

$$G_{ip_e}(z) = \frac{V_o T_a}{V_T L_p} \cdot \frac{1}{z - 1} \quad (92)$$

Através da transformação bilinear (OGATA, 1995), chega-se a função de transferência para $G_{ip_e}(w)$, de acordo com a equação (93).

$$G_{ip_e}(w) = \frac{V_o T_a}{2V_T L_p} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (93)$$

A frequência de amostragem é alta o suficiente para que a frequência de corte do filtro *anti-aliasing* esteja bem acima da faixa de interesse do controlador de corrente, permitindo aproximar a função de transferência desse filtro pelo seu ganho estático, que é unitário. A partir desta aproximação e da equação (93) tem-se o diagrama da malha de corrente no domínio w , de acordo com a Figura 44.

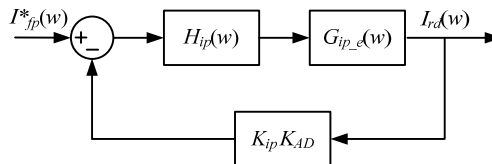


Figura 44- Diagrama de blocos da malha de corrente no domínio w .

Do diagrama da Figura 44 obtém-se a função de transferência de laço aberto dada pela equação (94).

$$FTLA_{ip}(w) = H_{ip}(w) \cdot \frac{K_{AD} K_{ip} V_o T_a}{2V_T L_p} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (94)$$

O mapeamento do plano s no plano w apresenta acentuada distorção nas frequências em torno da frequência de amostragem e superiores (BARBI, 2001). Porém, devido à frequência de corte do controlador de corrente ser bem menor que estas frequências (algo em torno de $f_a/10$), o mapeamento tem pouca distorção para a faixa de frequências de interesse.

A Tabela 3 apresenta os valores relevantes para obter uma função de transferência de laço aberto numérica.

Tabela 3- Parâmetros para o projeto dos controladores do *FAP*.

Indutância de fase	$L = 2,75 \text{ mH}$
Tensão do barramento <i>CC</i>	$V_o = 400 \text{ V}$
Ganho do sensor de corrente	$K_{ip} = 0,1$
Ganho do conversor <i>A/D</i>	$K_{AD} = 2^{12} / 3,0$
Ganho do multiplicador	$K_{mp} = 1$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem	$f_a = 20 \text{ kHz}$
Valor de pico da triangular do <i>PWM</i>	$V_T = 3750$

Seja a equação (81) definida numericamente, de acordo com a equação (95).

$$FTLA_{ip}(w) = H_{ip}(w) \cdot 0,1324 \left(\frac{4 \cdot 10^4 - w}{w} \right) \quad (95)$$

A Figura 45 apresenta o ganho e a fase da função de laço aberto sem compensação $FTLA_{ip_u}$, ou seja, considerando $H_{ip}(s) = 1$. Observa-se que o sistema apresenta boa margem de fase ($MF = 82,4^\circ$), porém a frequência de cruzamento, que é de 850 Hz, deverá ser mais elevada para permitir uma resposta satisfatória do *FAP*.

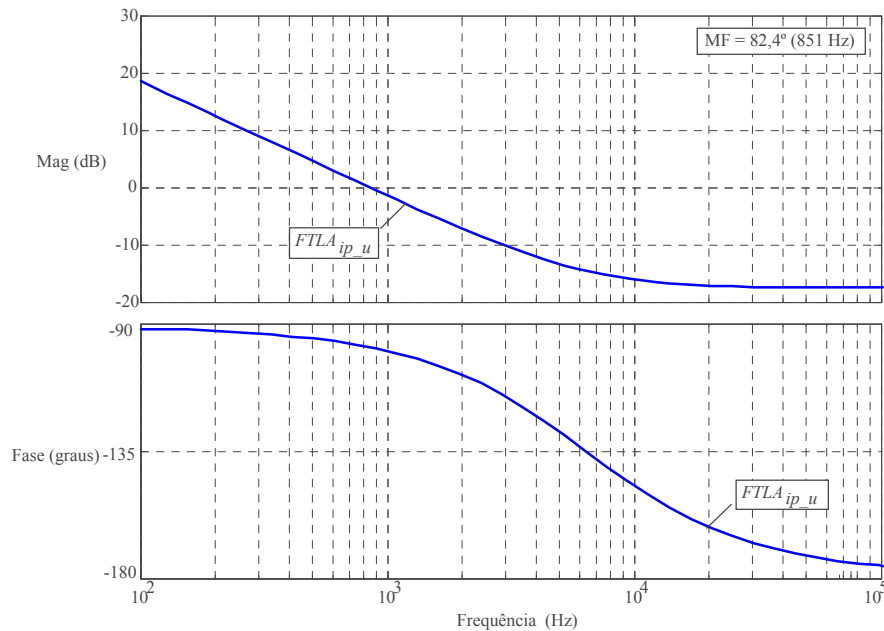


Figura 45- Módulo e fase de laço aberto da malha de corrente sem compensação $FTLA_{ip_u}$.

Segundo a metodologia de projeto de controladores apresentada em (BARBI, 2001; TOMASELLI, 2001) a frequência de corte para a malha de corrente f_{cip} será adotada como sendo um décimo da frequência de comutação, conforme equação (96).

$$f_{cip} = \frac{f_s}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (96)$$

Para levar a frequência de cruzamento por 0 dB para o valor desejado pode ser utilizado apenas um controlador proporcional, pois o sistema apresenta boa margem de fase. Todavia, um controlador do tipo proporcional e integral (*PI*) é capaz de apresentar uma resposta mais satisfatória, pois, além de reduzir o erro de regime, também melhora a rejeição de distúrbio, no entanto, tem velocidade reduzida quando comparado ao controlador apenas proporcional. A ação integrativa proporciona uma inclinação negativa em 20 dB/década, fazendo com que o ganho de laço aberto nas baixas frequências se eleve, melhorando a rejeição de distúrbios, conforme exposto anteriormente.

A função de transferência do controlador *PI* está apresentada na equação (97).

$$H_{ip}(w) = K_{pip} \left(1 + \frac{\omega_{zip}}{w} \right) \quad (97)$$

Devido à planta de corrente apresentar uma inclinação de -20 dB/década na frequência de cruzamento por 0 dB, e ser esta a inclinação desejada em laço aberto, o controlador não deverá alterar esta inclinação, logo é necessário que a frequência do zero do controlador ω_{zip} seja igual ou menor que a frequência de cruzamento desejada. Se não houver interesse por alterar a margem de fase, visto que já está adequada, então a frequência ω_{zip} deverá ser uma década abaixo da frequência de corte, no entanto, a margem de fase pode ser reduzida em cerca de 40° que ainda estará dentro dos limites especificados, proporcionando maior velocidade à dinâmica da malha de corrente.

Sendo assim, adota-se a frequência do zero do controlador como sendo:

$$\omega_{zip} = \frac{\omega_{cip}}{2} \quad (98)$$

A metodologia adotada para ajustar o controlador consiste em fazer o ganho K_{pip} inicialmente unitário e, após avaliar a função de transferência de laço aberto, definir o ganho necessário para que a estrutura tenha a frequência de corte desejada.

O ganho da planta de corrente para a frequência de cruzamento desejada é de -7 dB, ganho este que deverá ser compensado pelo controlador, conforme a equação (99), a fim de que corrija a frequência de corte.

$$K_{pip}(w) = 10^{\frac{7,087}{20}} = 2,261 \quad (99)$$

Assim, obtêm-se a função de transferência do controlador *PI*, conforme equação (100).

$$H_{ip}(w) = 2,261 \left(1 + \frac{3,141 \cdot 10^3}{w} \right) \quad (100)$$

Aplicando a transformação bilinear inversa para obter a função de transferência no domínio z , obtem-se a equação (101):

$$H_{ip}(z) = \frac{2,4395 \cdot z - 2,0835}{z - 1} \quad (101)$$

A equação (102) representa a equação a diferenças do controlador de corrente, onde $e_{Hip}(k)$ e $c_{Hip}(k)$ representam a entrada e saída do controlador, respectivamente.

$$c_{Hip}(k) = c_{Hip}(k-1) + 2,4385 \cdot e_{Hip}(k) - 2,0835 \cdot e_{Hip}(k-1) \quad (102)$$

Na Figura 46 está apresentado o módulo e a fase da função de laço aberto $FTLA_{ip}$ empregando o controlador projetado.

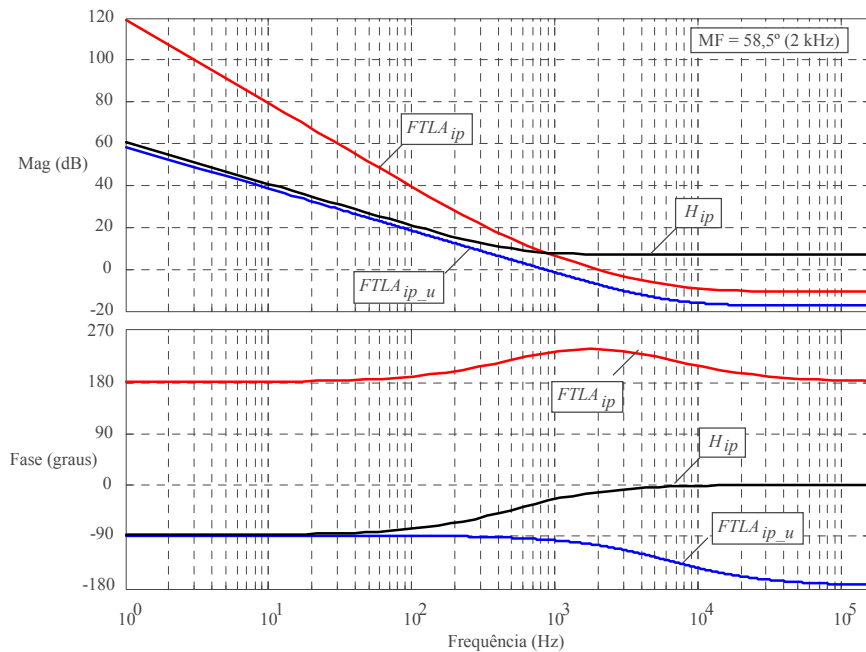


Figura 46- Módulo e fase de laço aberto da malha de corrente ($FTLA_{ip}$) com o compensador PI .

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 2 kHz e margem de fase em 58,4°, abaixo da margem de fase anterior, porém ainda satisfatória. Do ponto de vista da rejeição aos distúrbios analisados no início do capítulo, o integrador que compõe o controlador possibilita um ganho elevado para as frequências abaixo à do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

4.1.3.2 Projeto do Controlador de Tensão do Barramento

O diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento digitalizada é apresentado da Figura 47.

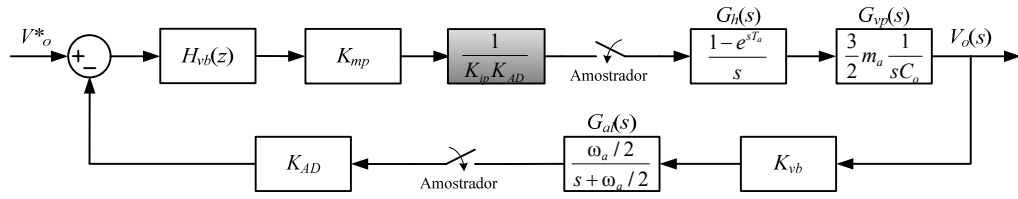


Figura 47- Malha de tensão digitalizada.

Conforme já demonstrado, para um sistema contínuo o ganho da malha de corrente se resume ao inverso do ganho do sensor, porém o processo de digitalização faz com que o ganho também dependa do inverso do ganho do conversor A/D , como mostrado na Figura 47.

Utilizando-se dos mesmos passos aplicados para obter as funções de transferência no domínio w para a malha de corrente, tem-se a função de transferência direta, exceto o controlador, dada pela equação (104).

$$G_{vb_e}(z) = Z \left\{ \frac{K_{mp}}{K_{ip} K_{AD}} \left(\frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \right) \left(\frac{3}{2} m_a \frac{1}{s C_o} \right) \right\} \quad (103)$$

$$G_{vb_e}(z) = \frac{3}{2} m_a \frac{K_{mp} T_a}{K_{ip} K_{AD} C_o} \cdot \frac{1}{z - 1} \quad (104)$$

Aplicando a transformação bilinear, vem a equação (105).

$$G_{vb_e}(w) = \frac{3}{4} m_a \frac{K_{mp} T_a}{K_{ip} K_{AD} C_o} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (105)$$

Desta forma, o diagrama de blocos da malha de tensão pode ser redesenhado para o domínio de w , já desconsiderando o filtro *anti-aliasing*, como ilustra a Figura 48.

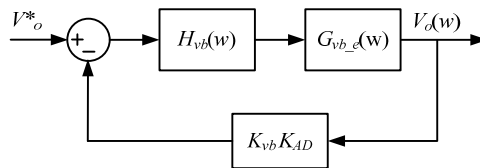


Figura 48- Diagrama de blocos da malha de tensão no domínio w .

Determina-se, então, a função de transferência de laço aberto para a malha de tensão do barramento no plano w , conforme a equação (106).

$$FTLA_{vb}(w) = H_{vb}(w) \cdot \frac{3}{4} m_a \frac{K_{mp} K_{vb} T_a}{K_{ip} C_o} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (106)$$

O ganho e a fase da função de laço aberto $FTLA_{vb_u}$ sem compensação, ou seja, para $H_{vb} = 1$, está apresentado na Figura 49.

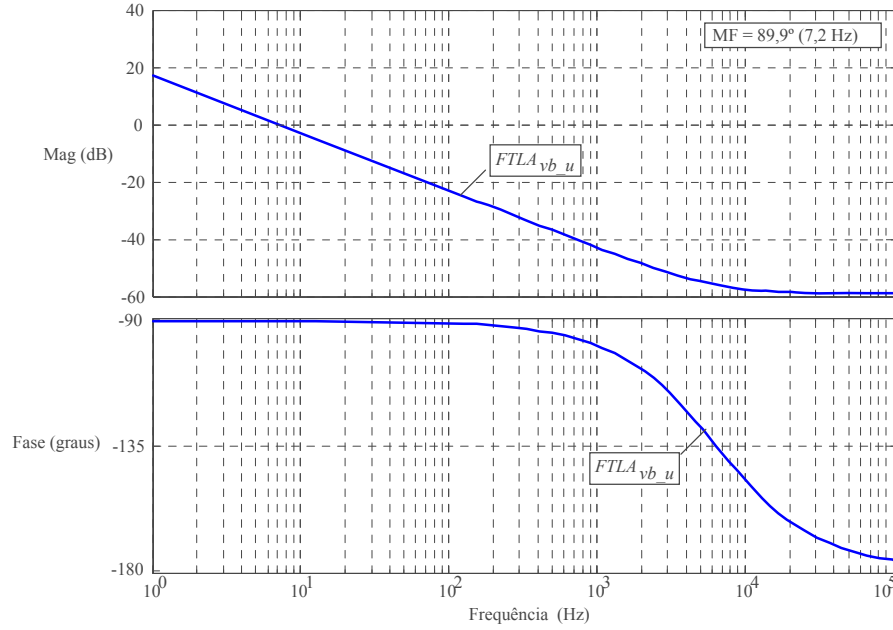


Figura 49- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão sem compensação $FTLA_{vb_u}$.

Assim como para a malha de corrente, o laço aberto da malha de tensão se apresenta com boa margem de fase ($MF = 89,9^\circ$), porém a frequência de corte está em 7,2 Hz. Não havendo interesse em controlar a ondulação natural da retificação, a qual, para uma estrutura trifásica é de 360 Hz, pode se estabelecer a frequência de corte do laço de tensão como sendo uma década abaixo desta frequência, conforme indica a equação (107).

$$f_{cvb} = \frac{360}{10} = 36 \text{ Hz} \quad (107)$$

O controlador empregado é do tipo PI com um pólo adicional, apresentando uma função de transferência conforme a equação (108).

$$H_{vb}(w) = K_{Pvb} \left(\frac{1}{w} \cdot \frac{w + \omega_{zvb}}{w + \omega_{pvb}} \right) \quad (108)$$

Os zeros das plantas de tensão e de corrente, no domínio w , têm mesma frequência. Porém, a frequência de corte desejada é bem menor ($f_{cvb} \approx f_{cip}/55$). Assim, para manter a margem de fase dentro do valor desejado, a frequência ω_{zvb} deve estar pelo menos uma década abaixo da frequência do zero da planta, bem como, permitir inclinação em -20 dB/década na frequência de corte (TOMASELLI, 2001), isto é, deve ser $f_{zvb} \leq f_{cvb}$. Estas condições são atendidas fazendo:

$$\omega_{zvb} = \frac{\omega_{cvb}}{2} \approx \frac{1}{55} \frac{\omega_a}{\pi} \quad (109)$$

A função do pólo ω_{pvb} é atenuar a oscilação natural do barramento, ao passo que não deve alterar significativamente a inclinação da $FTLA_{vb}$ em torno da frequência de corte. Desta forma, é necessário que a frequência deste pólo esteja entre 36 e 360 Hz. Assim, adota-se:

$$\omega_{pvb} = 2\omega_{cvb} \quad (110)$$

O ganho K_{Pvb} necessário para levar a função de transferência de laço aberto para a frequência desejada é de $-68,8$ dB, logo, define-se o ganho K_{Pvb} de acordo com a equação (111).

$$K_{Pvb}(w) = 10^{\frac{67}{20}} = 2251 \quad (111)$$

De posse das variáveis do controlador, as funções de transferência do controlador nos domínios w e z , são dadas, respectivamente, pelas equações (112) e (113).

$$H_{vb}(w) = \frac{2251,0}{w} \left(\frac{w+112,5}{w+450,0} \right) \quad (112)$$

$$H_{vb}(z) = \frac{5,5780 \cdot 10^{-2} z^2 + 3,1288 \cdot 10^{-4} z - 5,5467 \cdot 10^{-2}}{z^2 - 1,9778z + 0,9778} \quad (113)$$

Assim, chega-se a equação a diferenças do controlador de tensão do barramento, conforme (100).

$$\begin{aligned} c_{Hvb}(k) = & 1,9778c_{Hvb}(k-1) - 0,9778c_{Hvb}(k-2) + 5,5780 \cdot 10^{-2} e_{Hvb}(k) \\ & + 3,1288 \cdot 10^{-4} e_{Hvb}(k-1) - 5,5467 \cdot 10^{-2} e_{Hvb}(k-2) \end{aligned} \quad (114)$$

A Figura 50 apresenta o módulo e a fase do sistema em laço aberto empregando o controlador projetado. Observa-se uma frequência de corte de 35 Hz e uma margem de fase de $36,5^\circ$. A redução na margem de fase se deve ao pólo adicional do controlador que fora inserido para atenuar o efeito da oscilação natural do barramento. No entanto, esta margem de fase, embora esteja abaixo dos 45° recomendados por *Barbi* (2001) e *Tomaselli* (2001), é um valor aceitável.

A rejeição aos distúrbios pela malha de tensão se dá apenas pelo ganho nas baixas frequências (abaixo da frequência de cruzamento) do controlador, diferentemente da malha de corrente, em que o ganho da planta também contribui para a rejeição.

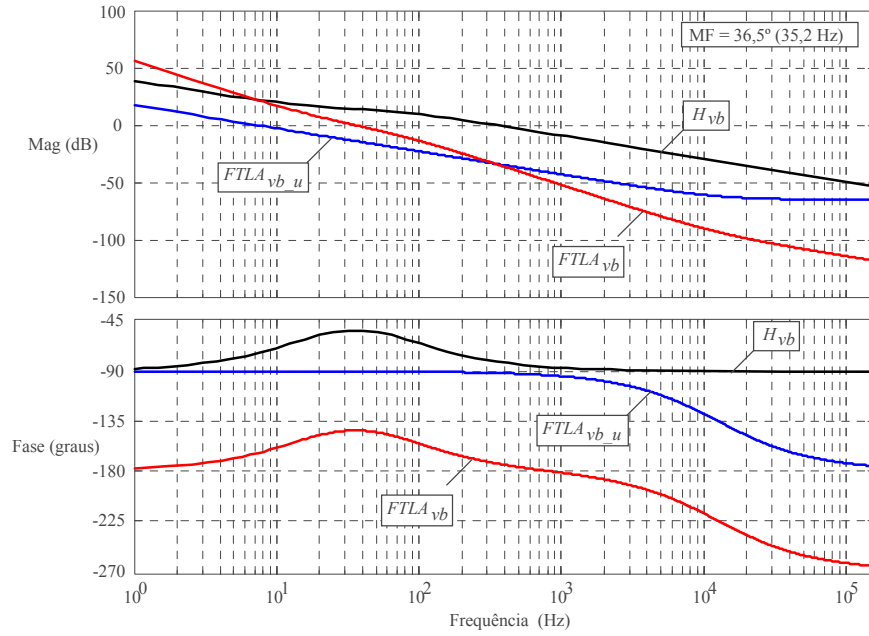


Figura 50- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão ($FTLA_{vb}$) com o compensador PI .

4.1.3.3 Projeto do Controlador de Desequilíbrio de Tensão

A malha de desequilíbrio, considerando a digitalização, é apresentada na Figura 51 em termos das funções de transferência que compõem a malha de tensão.

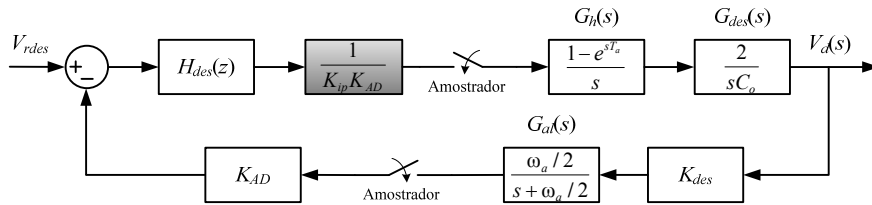


Figura 51- Malha de desequilíbrio de tensão digitalizada.

De forma análoga às duas malhas anteriores a função de transferência direta, com exceção do controlador, é dada através da equação (115).

$$G_{des_e}(z) = \frac{2T_a}{K_{ip}K_{AD}C_o} \cdot \frac{1}{z-1} \quad (115)$$

Aplicando a transformação bilinear, obtém-se a equação (116).

$$G_{des_e}(w) = \frac{T_a}{K_{ip}K_{AD}C_o} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (116)$$

O diagrama de blocos equivalente para a malha de desequilíbrio no domínio w , é ilustrado na Figura 52.

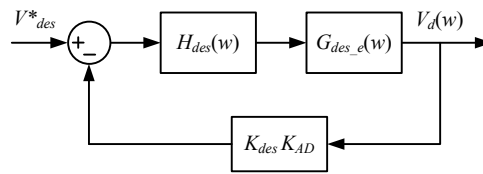


Figura 52- Diagrama de blocos da malha de tensão no domínio w .

A função de transferência de laço aberto para a malha de desequilíbrio em w pode ser vista na equação (117).

$$FTLA_{des}(w) = H_{des}(w) \cdot \frac{K_{des} T_a}{K_{ip} C_o} \cdot \frac{2/T_a - w}{w} \quad (117)$$

A Figura 53 ilustra o ganho e a fase da função de laço aberto $FTLA_{des_u}$ sem compensação.

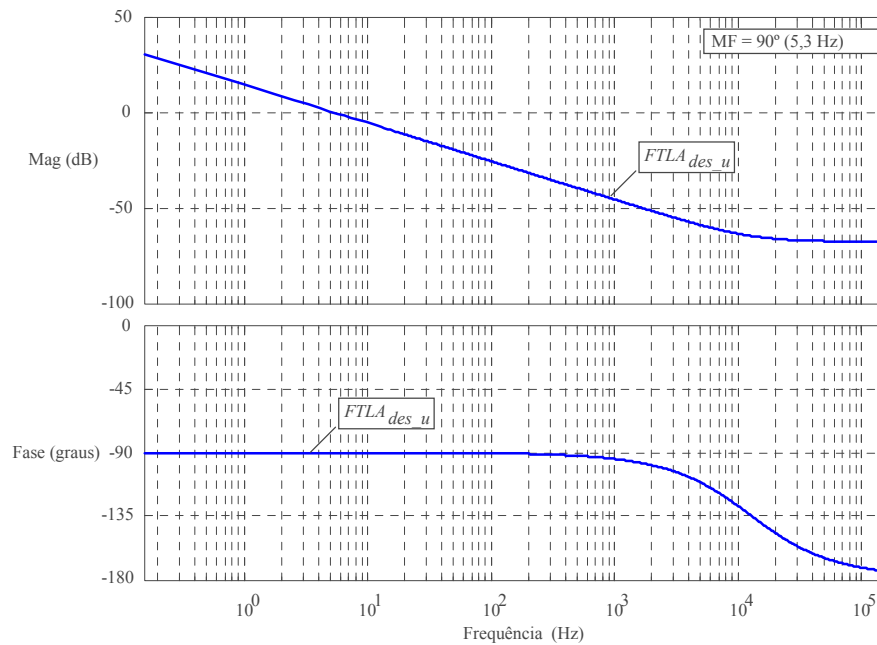


Figura 53- Módulo e fase de laço aberto da malha de desequilíbrio sem compensação $FTLA_{des_u}$.

O sistema se mostra com bom desempenho, tanto em termos de margem de fase ($MF = 90^\circ$), quanto na frequência de corte, que é de 5,3 Hz, isto representa facilidade no projeto de um controlador. A frequência de cruzamento deve estar em torno de uma década abaixo da frequência de corte da malha de tensão do barramento, visando não influenciar na dinâmica desta malha. A frequência adotada é dada como segue:

$$f_{cdes} = 4 \text{ Hz} \quad (118)$$

Dada a importância de obter erro estático nulo, visto ser uma malha praticamente CC , emprega-se um controlador semelhante ao da malha de corrente, isto é, um PI , cuja função de transferência é apresentada na equação (119).

$$H_{des}(w) = K_{Pdes} \left(1 + \frac{\omega_{zdes}}{w} \right) \quad (119)$$

Pelas mesmas razões apresentadas para o controlador de tensão do barramento a frequência do zero do controlador de desequilíbrio será um meio da frequência de corte desejada, conforme a equação (120).

$$\omega_{zdes} = \frac{\omega_{cdes}}{2} \quad (120)$$

O ganho do controlador para a frequência de corte desejada é de 5,33 dB, logo, define-se o ganho K_{Pdes} de acordo com a equação (121).

$$K_{Pdes}(w) = 10^{\frac{-5,33}{20}} = 0,5414 \quad (121)$$

As funções de transferência para o controlador nos domínios w e z , são dadas, pelas equações (122) e (123), respectivamente.

$$H_{des}(w) = 0,5414 \left(1 + \frac{12,5}{w} \right) \quad (122)$$

$$H_{des}(z) = \frac{0,5415 \cdot z + 0,5412}{z - 1} \quad (123)$$

E, conseqüentemente, a equação a diferenças deste controlador, conforme (124).

$$c_{Hdes}(k) = c_{Hdes}(k-1) + 0,5415 \cdot e_{Hdes}(k) - 0,5412 \cdot e_{Hdes}(k-1) \quad (124)$$

A Figura 54 apresenta o módulo e a fase do sistema em laço aberto empregando o controlador projetado.

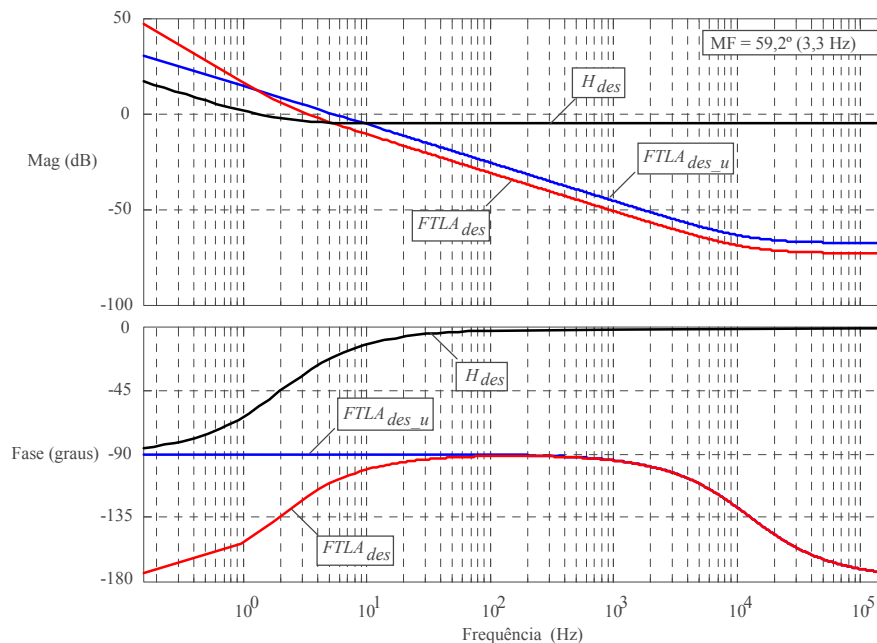


Figura 54- Módulo e fase de laço aberto da malha de desequilíbrio ($FTLA_{des}$) com o compensador PI .

A frequência de cruzamento ficou em 3,3 Hz e a margem de fase com $59,2^\circ$, ambos os valores adequados à especificação de projeto. Para tal frequência de cruzamento a malha de desequilíbrio será influenciada apenas pelo valor médio da corrente de carga. Todavia, este distúrbio será atenuado pelo ganho do controlador para valores *CC*.

4.2 CONTROLE DO FILTRO ATIVO SÉRIE

Os filtros ativos série (*FAS*) têm a finalidade de compensar as distorções presentes na rede, de forma a proporcionar à carga uma tensão senoidal de qualidade e com a amplitude desejada. Assim como no *FAP*, a topologia utilizada é um conversor *CC – CA* bidirecional em corrente, isto é, um inversor em ponte completa bidirecional com capacitor na saída, pois o filtro deverá ter característica de fonte de tensão para a rede. A seguir serão discutidos a estratégia de controle, os modelos do *FAS* e seus respectivos projetos de controladores.

4.2.1 Estratégia de Controle

Este filtro apresenta apenas uma malha de controle baseada no monitoramento das tensões de carga. Vale observar que não será preciso controlar a tensão do barramento, visto que o objetivo final é unir o filtro paralelo com o série utilizando um mesmo barramento. Então é suficiente que um dos filtros o controle, como no presente caso, o filtro paralelo. A Figura 55 ilustra o diagrama funcional do *FAS* com a estratégia de controle proposta.

A finalidade deste controlador é proporcionar para a carga uma tensão que tenha o formato mais próximo possível de uma senóide. A atuação do controlador se dá de forma indireta, pois os sinais a serem controlados são as tensões na carga, e o sinal gerado pelo controlador se referente ao sinal complementar aos distúrbios da tensão de alimentação do sistema.

A digitalização do controle deste filtro requer os mesmos elementos adicionais que o *FAP*, como já mencionados, retentores e conversores *A/D* são componentes necessários para efetuar a reconstituição e discretização, respectivamente, e os filtros *anti-aliasing* têm a função de garantir o adequado processo da amostragem digital. A Figura 56 apresenta o diagrama de blocos do controle digital por valores médios instantâneos do *FAS*, visto serem idênticas para cada uma das fases, basta uma representação por fase. Assim, como no filtro

paralelo, o sinal de referência para o controlador do sistema é gerado internamente ao *DSP* e sincronizado com a tensão de rede.

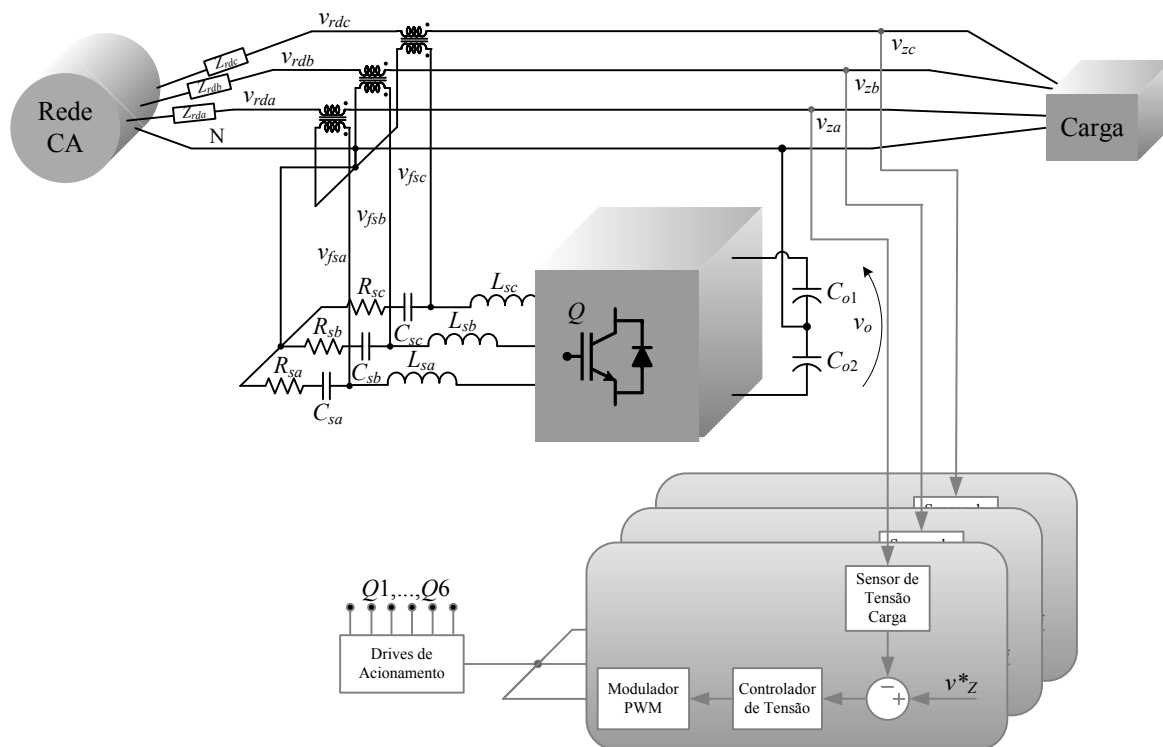


Figura 55- Estrutura de um *FAS* com controle baseado no monitoramento da corrente da rede.

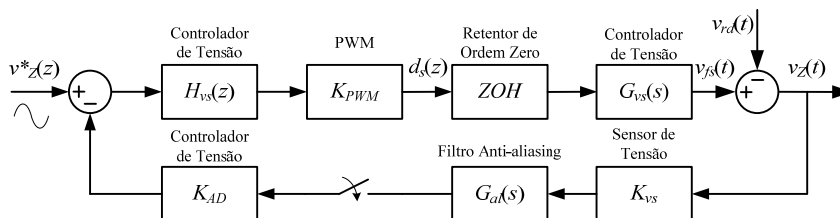


Figura 56- Sistema de controle para uma das fases do *FAS*.

Pelo diagrama da Figura 56 nota-se que a planta de tensão é dada em função da tensão de saída do filtro série v_{fs} pela razão cíclica d_s . Porém, a tensão que se deseja controlar, isto é, a tensão na carga v_Z , é dependente também da tensão de rede v_{rd} . Logo, cabe aqui uma análise a respeito da influência desta tensão de rede na dinâmica da malha de controle.

Vale ressaltar que a tensão v_{f_s} , mencionada refere-se à tensão no secundário do transformador de acoplamento, aqui convencionado como o enrolamento em série com a rede e v'_{f_s} representa a tensão do primário do transformador, isto é:

$$n = \frac{v'_{fs}}{v_{fs}} \quad (125)$$

4.2.1.1 Análise da Malha de Tensão do Filtro Série

A conexão de um *FAS* na rede geralmente por meio de transformador de acoplamento pode ser feita de maneira direta, ou seja, inserir os capacitores de saída do filtro em série com a rede alimentadora e a carga, ou pode ser conectado via transformador de acoplamento. O primeiro caso é recomendado para aplicações específicas e o segundo é o mais comum a ser usado.

Todavia, um transformador acoplado em série na rede está sujeito a corrente de carga, idealmente a indutância magnetizante é elevadíssima, fazendo com que este transformador seja como um curto para esta corrente. Considerando o caso de não idealidade, haverá uma determinada impedância, correspondendo a indutância de dispersão e a resistência do cobre. Esta impedância, quando percorrida pela corrente de carga, proporciona uma queda de tensão que irá influenciar diretamente a tensão gerada pelo filtro ativo para compensar os distúrbios.

A tensão de carga é resultado da soma das tensões de saída do filtro e de rede, além da parcela provocada pela dispersão do transformador. Está sendo desconsiderada a parcela relativa à resistência do cobre, visto ser muito menor que a reatância de dispersão. Redesenhando o diagrama de blocos para inserir o distúrbio de corrente de carga, vêm a Figura 57.

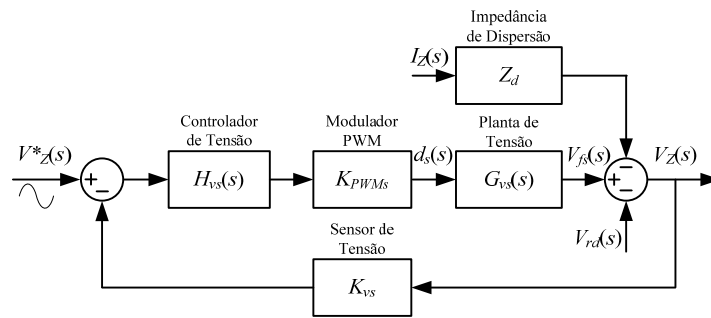


Figura 57- Malha de tensão do *FAS*.

A equação (126) representa matematicamente o diagrama de blocos da Figura 57

$$V_Z(s) = \frac{1}{K_{vs}} \frac{T_{vs}(s)}{1 + T_{vs}(s)} V^*_Z(s) + \frac{1}{1 + T_{vs}(s)} V_{rd}(s) + \frac{Z_d}{1 + T_{vs}(s)} I_Z(s) \quad (126)$$

Onde $T_{vs}(s)$ representa a função de transferência de laço aberto, conforme equação (127):

$$T_{vs}(s) = K_{PWMs} \cdot K_{vs} \cdot G_{vs}(s) \cdot H_{vs}(s) \quad (127)$$

Similar ao filtro paralelo, o ganho de laço aberto $|T_{vs}(s)|$ deve ser suficientemente elevado para as frequências de interesse, a fim de que as perturbações possam ser atenuadas

significativamente, porém, observa-se claramente que a influência da corrente de carga é diretamente proporcional à impedância de dispersão do transformador.

4.2.2 Modelagem do *FAS*

A malha de tensão do filtro série é semelhante à malha de corrente do filtro paralelo. Com exceção da planta de tensão e do controlador, os demais elementos envolvidos no controle são idênticos, isto é, têm seus modelos definidos pelas mesmas funções de transferências já apresentadas. Razão pela qual, é necessário levantar apenas o modelo da planta de tensão.

4.2.2.1 Modelo da Planta de Tensão

O modelo será obtido considerando o valor médio de tensão para um período de comutação, isto é, modelo por valores médios quase instantâneos.

A estrutura inversora para o *FAS* tem a mesma característica que a estrutura apresentada na Figura 35 para o *FAP*, porém, na saída do inversor agora aparecem um capacitor no lugar de uma fonte de tensão e uma fonte de corrente no lugar da impedância de carga, como mostra a Figura 58. Para fins de simplificação, os capacitores do barramento foram substituídos por fontes de tensões ideais, e a fonte de corrente i'_Z representa a corrente de carga refletida no secundário do transformador de acoplamento.

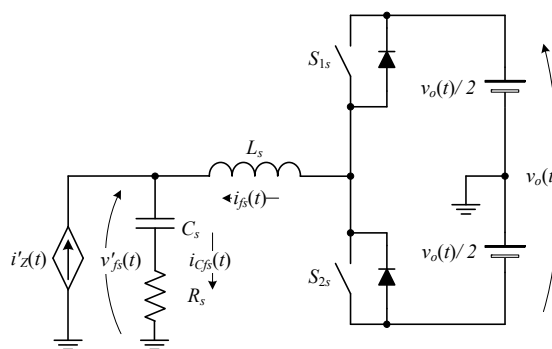


Figura 58- Circuito equivalente para a estrutura de potência do *FAS*.

As equações que definem o circuito são:

1º etapa, S_{Ip} conduzindo:

$$\frac{d}{dt} i_{fs}(t) = \frac{1}{2L_s} v_o(t) - \frac{1}{L_s} v'_{fs}(t) \quad (128)$$

$$\frac{d}{dt} v'_{fs}(t) = \frac{1}{C_s} i_{fs}(t) + \frac{1}{C_s} i'_z(t) - \frac{R_s}{L_s} v'_{fs}(t) + \frac{R_s}{2L_s} v_o(t) \quad (129)$$

2º etapa, S_{2p} conduzindo:

$$\frac{d}{dt} i_{fs}(t) = -\frac{1}{2L_s} v_o(t) - \frac{1}{L_s} v'_{fs}(t) \quad (130)$$

$$\frac{d}{dt} v'_{fs}(t) = \frac{1}{C_s} i_{fs}(t) + \frac{1}{C_s} i'_z(t) - \frac{R_s}{L_s} v'_{fs}(t) + \frac{R_s}{2L_s} v_o(t) \quad (131)$$

A derivada de i'_z foi considerada nula, pois esta tem característica próxima de uma constante frente à frequência de comutação, esta simplificação facilita o desenvolvimento das equações de espaços de estado.

Sabe-se também que a tensão na carga é dada pela equação (132).

$$v_z(t) = v_{rd}(t) - v_{fs}(t) - Z_d \cdot i_z(t) \quad (132)$$

Admitindo que o interruptor S_{1s} está conduzindo para razão cíclica $d_s = 1$ e o interruptor S_{2s} para $d_s = 0$, e considerando as equações (128) a (132), bem como a relação de transformação, chega-se a equação de estados pela média do circuito apresentado na Figura 58, conforme as equações (133) e (134). Novamente, para simplificar, as variáveis não constam o índice (t) , no entanto, são todas dependentes do tempo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ v_{fs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_s} \\ \frac{1}{nC_s} & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ v_{fs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(2\bar{D}_s - 1)}{2L_s} & 0 & 0 \\ \frac{R_s}{2nL_s} & \frac{1}{C_s n^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_z \\ v_{rd} \end{bmatrix} \quad (133)$$

$$v_z = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ v_{fs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -Z_d & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_z \\ v_{rd} \end{bmatrix} \quad (134)$$

Onde:

$$n = \frac{i_z}{i'_{fs}} = \frac{v'_{fs}}{v_{fs}} \quad (135)$$

Empregando a equação de pequenos sinais (51) nas equações (133) e (134), e aplicando *Laplace*, encontram-se as seguintes relações.

$$\hat{i}_{fs}(s) = -\frac{n_{acl}}{sL_s} \hat{v}_{fs}(s) + \frac{(2\bar{D}_s - 1)}{2sL_s} \hat{v}_o(s) + \frac{V_o}{sL_s} \hat{d}_s(s) \quad (136)$$

$$\hat{v}_{fs}(s) = \frac{1}{n} \left[\frac{L_s}{sL_s C_s + R_s C_s} \hat{i}_{fs}(s) + \frac{L_s}{(sL_s C_s + R_s C_s)n} \hat{i}_z(s) + \frac{R_s}{2(sL_s + R_s)} \hat{v}_o(s) \right] \quad (137)$$

A função de transferência da planta de tensão $G_{fs}(s)$ é definida pela relação entre a tensão de saída do filtro pela razão cíclica. Substituindo a equação (136) em (137) e considerando que a corrente de carga e a tensão no barramento são isentos de variação durante um período de comutação, ou seja, $\hat{i}_Z = 0$ e $\hat{v}_o = 0$, encontra-se o modelo para a planta de tensão, conforme a equação (138).

$$G_{sv}(s) = \frac{\hat{v}_{fs}(s)}{\hat{d}_s(s)} = \frac{V_o / n}{s^2 L_s C_s + s R_s C_s + 1} \quad (138)$$

4.2.3 Projeto do Controlador de Tensão

O diagrama de blocos da Figura 59 representa, através das funções de transferência no domínio s , a planta de tensão do FAS.

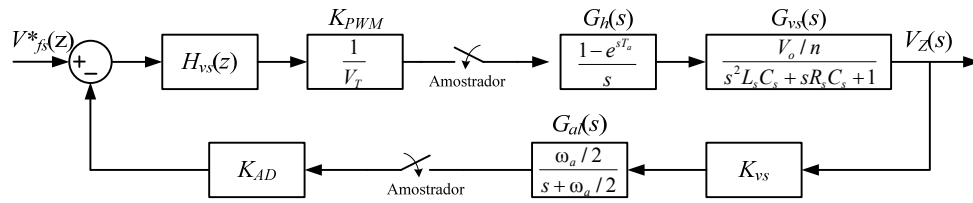


Figura 59- Malha de tensão do FAS digitalizada.

Adotando uma planta equivalente $G_{vs_e}(w)$, envolvendo os blocos da malha direta, chega-se a equação .

$$G_{vs_e}(z) = Z \left\{ \frac{1}{V_T} \left(\frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \right) \left(\frac{V_o / n}{s^2 L_s C_s + s R_s C_s + 1} \right) \right\} \quad (139)$$

Aplicando frações parciais, vem:

$$G_{vs_e}(z) = \frac{V_o}{n V_T} Z \left\{ (1 - e^{-sT_a}) \left(\frac{1}{s} - \frac{s + a_1}{(s + a_1)^2 + b_1^2} - \frac{a_1}{b_1} \cdot \frac{b_1}{(s + a_1)^2 + b_1^2} \right) \right\} \quad (140)$$

$$G_{vs_e}(z) = \frac{V_o}{n V_T} (1 - z^{-1}) \left\{ \frac{z}{z - 1} - \frac{z^2 - z e^{-a_1 T_a} (\cos(b_1 T_a) + \text{sen}(b_1 T_a))}{z^2 - 2z e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + 2e^{-2a_1 T_a}} \right\} \quad (141)$$

Onde:

$$a_1 = \frac{R_s}{2L_s} \quad (142)$$

$$b_1 = \sqrt{\frac{n}{L_s C_s} - a_1^2} \quad (143)$$

Aplicando a transformação bilinear (OGATA, 1995), obtêm-se a função de transferência para $G_{vs_e}(w)$, de acordo com a equação (144).

$$G_{vs_e}(w) = \frac{V_o}{nb_1V_T} \frac{T_a k_1 w^2 - 2(b_1 T_a k_2 + k_1)w + 4b_1 k_2}{w^2 + k_3 w + 4k_2} \quad (144)$$

Sendo:

$$k_1 = \frac{1}{T_a} \cdot \frac{b_1 e^{-2a_1 T_a} + 2a_1 e^{-a_1 T_a} \sin(b_1 T_a) - b_1}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (145)$$

$$k_2 = \frac{1}{T_a^2} \cdot \frac{1 - 2a_1 e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) - e^{-2a_1 T_a}}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (146)$$

$$k_3 = \frac{1}{T_a} \cdot \frac{4(1 - e^{-2a_1 T_a})}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (147)$$

A frequência de amostragem é alta o suficiente para que a frequência de cruzamento do filtro *anti-aliasing* esteja bem acima da faixa de interesse do controlador de corrente, permitindo aproximar a função de transferência desse filtro pelo seu ganho estático, o qual é unitário. A partir desta aproximação e da equação (144), tem-se o diagrama da malha de corrente no domínio w , de acordo com a Figura 60.

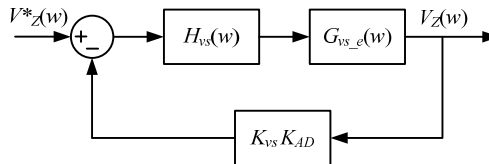


Figura 60- Diagrama de blocos da malha de controle no domínio w .

Através da Figura 60 obtém-se a função de transferência de laço aberto dada pela equação (148).

$$FTLA_{vs}(w) = H_{vs}(w) \cdot G_{vs_e}(w) \cdot \frac{1}{K_{vs} K_{AD}} \quad (148)$$

A Tabela 4 apresenta os valores relevantes para obter uma função de transferência de laço aberto numérica.

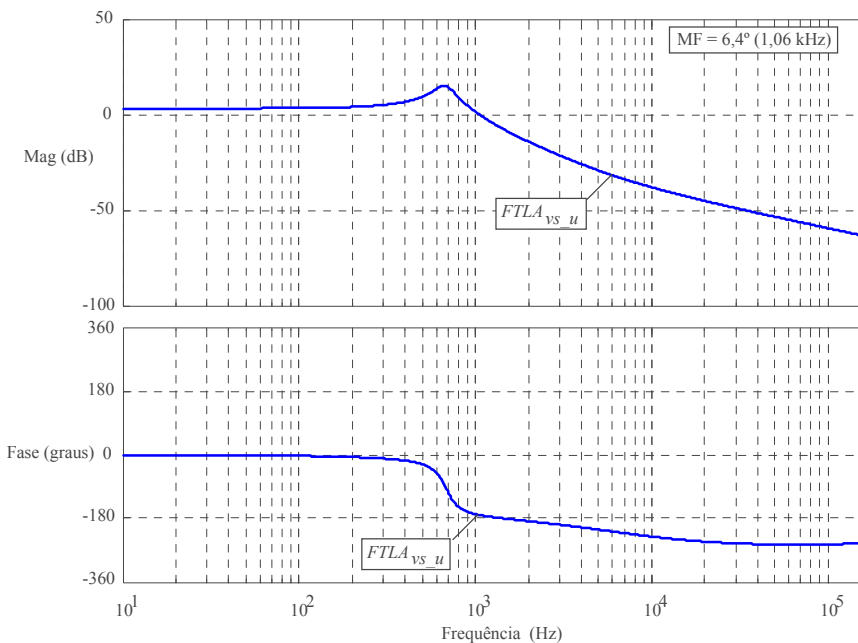
Seja a equação (133) definida numericamente, de acordo com a equação (149).

$$FTLA_{vs}(w) = H_{vs}(w) \cdot \frac{-1,518 \cdot 10^{-4} w^2 - 6,608 \cdot 10^2 w + 2,667 \cdot 10^4}{w^2 + 1,103 \cdot 10^3 w + 1,832 \cdot 10^7} \quad (149)$$

Tabela 4- Parâmetros para o projeto do controlador do *FAS*.

Capacitância de saída do <i>FAS</i>	$C_s = 20 \mu\text{F}$
Indutância de fase	$L_s = 2,75 \text{ mH}$
Resistência de saída do <i>FAS</i>	$R_s = 3 \Omega$
Tensão do barramento <i>CC</i>	$V_o = 400 \text{ V}$
Ganho do sensor de tensão	$K_{vs} = 0,01$
Relação de transformação	$n = \sqrt{3}$
Ganho do conversor <i>A/D</i>	$K_{AD} = 2^{12} / 3,0$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem	$f_a = 20 \text{ kHz}$
Valor de pico da triangular do <i>PWM</i>	$V_T = 3750$

O ganho e a fase da função de laço aberto sem compensação $FTLA_{vs_u}$, isto é, para $H_{vs}(s) = 1$, é mostrado na Figura 61. O sistema apresenta margem de fase de $Fm = 6,4^\circ$ e frequência de cruzamento próximo de 1,1 kHz. O pólo complexo conjugado, provocado pela ressonância de C_s com L_s , proporciona uma queda em -40 dB/década na frequência de cruzamento por zero, que resulta em uma margem de fase baixa. A frequência de corte e a margem de fase deverão ser ajustadas pelo controlador a ser empregado.

Figura 61- Módulo e fase de laço aberto da malha de tensão sem compensação $FTLA_{vs_u}$.

A frequência de cruzamento do controlador de tensão do *FAS* será definida como sendo um décimo da frequência de comutação, conforme segue:

$$f_{cvs} = \frac{f_s}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (150)$$

Para minimizar o erro de regime e o efeito dos distúrbios sobre a dinâmica do controlador é necessário uma ação integradora, um controlador *PI* puro não permitiria ajustar a margem de fase desta planta, severamente afetada pelo pólo duplo, sendo necessária a ação derivativa.

Desta forma, o controlador proposto é do tipo *PID* e dado pela função de transferência da equação (151).

$$H_{vs}(w) = K_{Pvs} \frac{(w + \omega_{zvs1})(w + \omega_{zvs2})}{w(w + \omega_{pvs})} \quad (151)$$

Os zeros devem impor uma inclinação de -20 dB/década na frequência de cruzamento para a função de transferência de laço aberto, permitindo uma adequada margem de fase. As localizações destes zeros definem o ganho nas baixas frequências para o sistema em laço aberto. Quanto menor estas frequências, menor será o ganho, comprometendo a ação do controlador. Em contrapartida as frequências também não podem ser demasiadamente elevadas, pois reduziriam a margem de fase. Sabe-se que a frequência do filtro passivo de saída do inversor tem uma frequência de ressonância dada pela equação (152), e sendo esta frequência cerca de $1/3$ da frequência de corte, a alocação dos zeros do controlador nas mesmas frequências que a do filtro passivo, reproduz as características desejadas, logo, propõem-se as frequências de acordo com a equação (153).

$$\omega_{ns} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (152)$$

$$\omega_{zvs1} = \omega_{zvs2} = \omega_{ns} \quad (153)$$

O segundo pólo tem a função de atenuar o ganho em laço aberto na frequência de comutação do inversor, no entanto, não poderá influenciar significativamente a margem de fase. Desta forma, uma adequada frequência para o pólo é dada pela relação (154).

$$\omega_{pvs} = 20\omega_{ns} \quad (154)$$

Para obter a frequência de cruzamento desejada para a função de laço aberto é necessário compensar um ganho de $-29,77$ dB, isto é:

$$K_{Pvs}(w) = 10^{\frac{29,77}{20}} = 30,811 \quad (155)$$

De posse destes parâmetros, obtêm-se a função de transferência do controlador *PID*, de acordo com a equação (156).

$$H_{vs}(w) = 30,811 \left(\frac{w^2 + 8,528 \cdot 10^3 w + 1,818 \cdot 10^7}{w^2 + 8,528 \cdot 10^4 w} \right) \quad (156)$$

Aplicando a transformação bilinear inversa para obter a função de transferência no domínio z , obtém-se a equação (157):

$$H_{vs}(z) = 12,047 \left(\frac{z^2 + 1,615z + 0,652}{z^2 + 0,639z + 0,361} \right) \quad (157)$$

E conseqüentemente a equação a diferenças do controlador de corrente, conforme (158).

$$\begin{aligned} c_{Hvb}(k) = & 0,639 \cdot c_{Hvb}(k-1) + 0,361 \cdot c_{Hvb}(k-2) + 12,047 \cdot e_{Hvb}(k) \\ & - 19,452 \cdot e_{Hvb}(k-1) + 7,852 \cdot e_{Hvb}(k-2) \end{aligned} \quad (158)$$

O módulo e a fase da função de laço aberto $FTLA_{vs}$ incluindo o controlador projetado são apresentados na Figura 62.

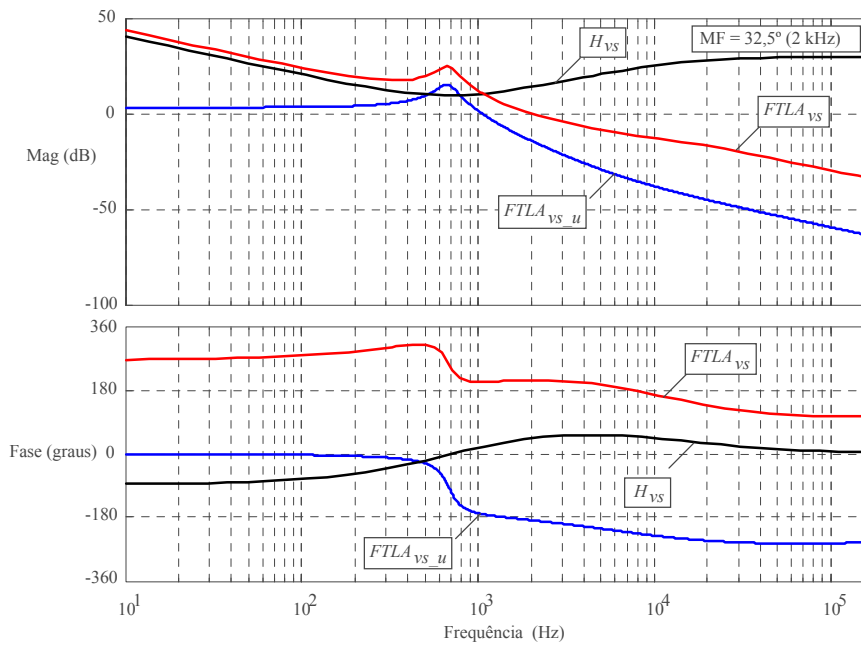


Figura 62- Módulo e fase de laço aberto da malha de controle ($FTLA_{vs}$) com o compensador PID .

O controlador proporcionou a frequência de corte desejada e compensou a margem de fase em mais de 26° positivos, levando-a para 32,5°. Com esta margem de fase já é possível ter boa margem de estabilidade.

4.3 COMENTÁRIOS

Este capítulo é parte crucial na implementação do $UPQC$. Foram realizadas análises a respeito da rejeição dos distúrbios para cada malha de controle. Os modelos foram obtidos através da técnica de modelos médios quase instantâneos, aplicada as equações de espaço de

estados dos filtros ativos, exceto para a planta de tensão do barramento do *FAP*, que foi obtida por balanço de potência. Com esta técnica o modelo desta planta não é dependente da razão cíclica média, revelando-se interessante para o projeto do controlador, visto a dificuldade de definir esta razão cíclica.

Os modelos foram concebidos com base em algumas simplificações. No modelo levantado para a planta de corrente do *FAP* não foi considerado a impedância equivalente de linha, logo, para que o controlador de corrente opere adequadamente esta impedância deve ser pequena frente à impedância indutiva de comutação do conversor, sob risco de não conseguir compensar as perturbações provenientes da carga. Já os modelos para o desequilíbrio e de tensão total do barramento foram elaborados considerando que o barramento alimenta apenas o filtro paralelo. O modelo do filtro ativo série foi obtido considerando um transformador com elevada indutância de magnetização e sem dispersão.

As técnicas de projeto de controladores para sistemas contínuos (s) podem ser aplicadas para o domínio w . Logo, as plantas obtidas foram inicialmente discretizadas (z) e, posteriormente, definidas em w , via transformação bilinear. Assim, os controladores foram projetados no domínio w aos moldes da teoria clássica para sistemas contínuos (OGATA, 1997).

Com estes controladores projetados, tanto o do *FAS* quanto os do *FAP*, faz-se necessário validá-los via simulação, a fim de que possam ser verificados os modelos propostos para a estrutura do *UPQC*, bem como, as simplificações e considerações empregadas.

5 SIMULAÇÕES DOS FILTROS ATIVOS

Esta seção destina-se a verificar e validar os modelos dos *FAP* e *FAS*, bem como seus respectivos controladores, propostos anteriormente. O objetivo é avaliar, através de simulações numéricas, o adequado comportamento dos filtros ativos frente às perturbações da corrente na carga e da tensão na rede.

Inicialmente serão definidas as cargas, as distorções presentes na tensão de rede e todos os dados relevantes para efetuar a simulação. Na sequência serão apresentados os resultados de simulação referentes ao filtro paralelo, incluindo a compensação das distorções na corrente de rede, controle do barramento *CC* e do desequilíbrio entre os capacitores. Posteriormente, será apresentada a simulação do filtro série, avaliando apenas as compensações da tensão na carga. Por fim será apresentada a simulação do *UPQC* envolvendo os filtros paralelo e série conectados ao mesmo barramento.

A simulação dos filtros isoladamente será apenas para avaliar as compensações alcançadas quando da operação com potência nominal, a análise da resposta dinâmica se dará somente para o compensador unificado.

Para estas simulações se utilizou a ferramenta *Simulink*[®] versão 6,6 (2007a) com a biblioteca *Sim Power Systems*, que é adequada para a simulação de circuitos de potência empregando controle digital.

5.1 SISTEMA SIMULADO

O sistema proposto para simulação utiliza uma fonte de tensão com distorções, três cargas não lineares e o *UPQC*, de acordo com a Figura 63.

[®] *Simulink* é uma marca registrada pertencente à *The Mathworks*.

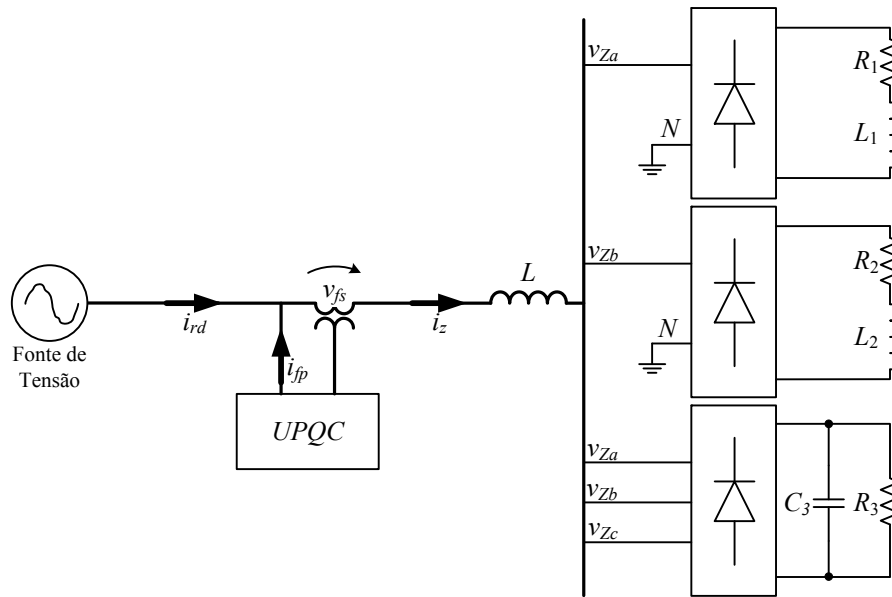


Figura 63- Estrutura elaborada para a simulação.

A estrutura inversora que se pretende utilizar para a implementação dos filtros ativos é a mesma já apresentada em (CARDOSO *et al.*, 2006), exceto pelo ponto médio no barramento. A Tabela 5 apresenta os parâmetros fundamentais para a simulação.

Tabela 5- Parâmetros para a simulação.

Potência da Carga	$P_o = 2500 \text{ W}$
Tensão do barramento CC	$V_o = 400 \text{ V}$
Tensão de fase da rede	$V_{rd} = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$
Indutância dos inversores	$L_p = L_s = 2,75 \text{ mH}$
Capacitância do barramento	$C_o = 1,5 \text{ mF}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f_{rd} = 60 \text{ Hz}$

5.1.1 Especificação das Distorções de Tensão

A alimentação do sistema se dará por uma fonte ligada em Y_g com tensão nominal de 127 V por fase. As distorções serão aplicadas nas fases da fonte alimentadora, segundo a sequência a seguir:

- Fase A: 114 V (60 Hz); +7,5% (5^{ah}); +5% (11^{ah}); +5% (13^{ah});
- Fase B: 114 V (60 Hz); +7,5% (5^{ah}); +7,5% (7^{ah}); +5% (13^{ah});
- Fase C: 108 V (60 Hz); +7,5% (5^{ah}); +7,5% (7^{ah}); +5% (11^{ah});

A Figura 64 e Figura 65 mostram as tensões de alimentação na carga e a distorção harmônica total (*DHT*).

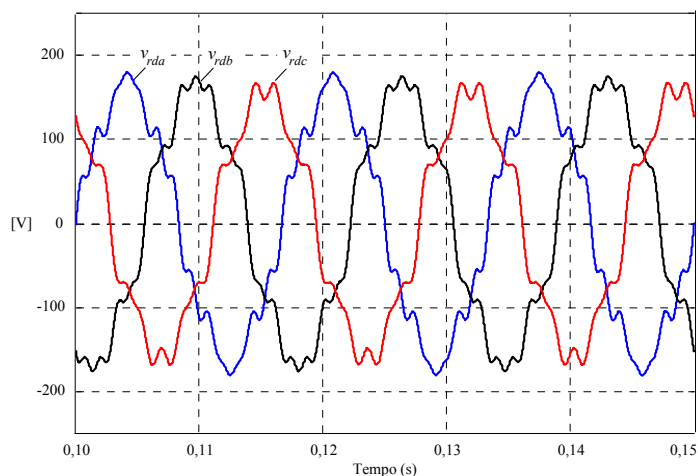


Figura 64- Tensões de rede em 127 V com distorção.

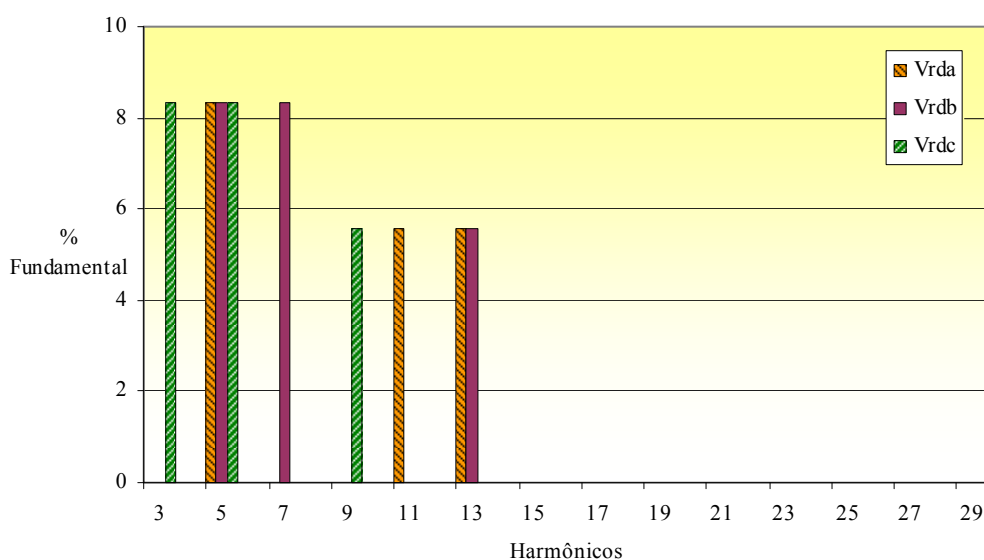


Figura 65- Harmônicos da tensão na rede.

As tensões obtidas têm as seguintes características, em termos de valor eficaz:

- Fase A (v_{rda}): 114,3 V e $DHT = 11,5 \%$;
- Fase B (v_{rdb}): 114,3 V e $DHT = 13,0 \%$;
- Fase C (v_{rde}): 107,9 V e $DHT = 13,8 \%$.

Resumem-se as características da tensão de alimentação como tendo uma distorção harmônica em torno de 13 %, desequilíbrio entre fases de aproximadamente 5 % e queda de tensão média das três fases de mais de 10 %.

5.1.2 Especificação das Distorções de Corrente

Serão empregadas três cargas não lineares para emular uma corrente distorcida, sendo um retificador trifásico e dois monofásicos a diodo, todos eles em ponte completa (BARBI, 2002). Os parâmetros destas cargas são os que seguem:

- Carga 1: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase A e o neutro N , indutância de comutação de 2,75 mH, carga $R = 20 \, \Omega$ e $L = 100$ mH e potência em torno de 600 W;
- Carga 2: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase B e o neutro N , indutância de comutação de 2,75 mH, carga $R = 20 \, \Omega$ e $L = 125$ mH e potência em torno de 600 W;
- Carga 3: retificador trifásico com indutância de comutação de 2,75 mH, carga $R = 72 \, \Omega$ e $C = 1,65$ mF e potência em torno de 1300 W.

A Figura 66 e Figura 67 apresentam, respectivamente, as correntes de carga e a porcentagem das componentes harmônicas destas, para cada uma das fases. Considerando que a corrente de base corresponde a corrente nominal de carga que, para um potência total de 2500 W, é de 6,6 A eficazes por fase.

As características das correntes, em termos do valor eficaz, do fator de deslocamento (FD) e da distorção harmônica total (DHT) são:

- Fase A (i_{za}): 8,2 A; $FD = 0,955$ e $DHT = 23,3 \, \%$;
- Fase B (i_{zb}): 8,2 A; $FD = 0,961$ e $DHT = 22,1 \, \%$;
- Fase C (i_{zc}): 3,3 A; $FD = 0,833$ e $DHT = 42,5 \, \%$.

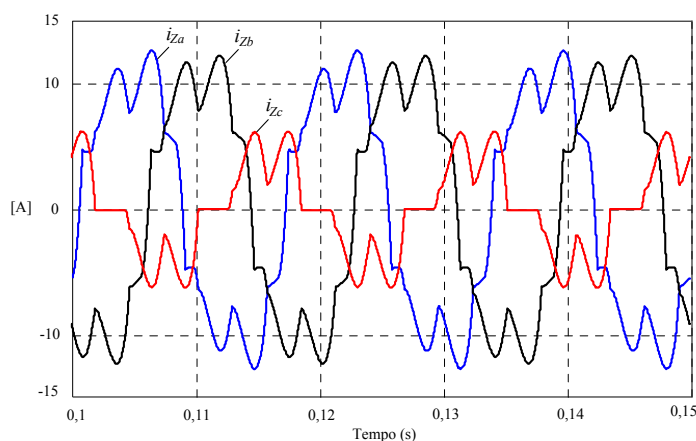


Figura 66- Correntes exigidas pelas cargas.

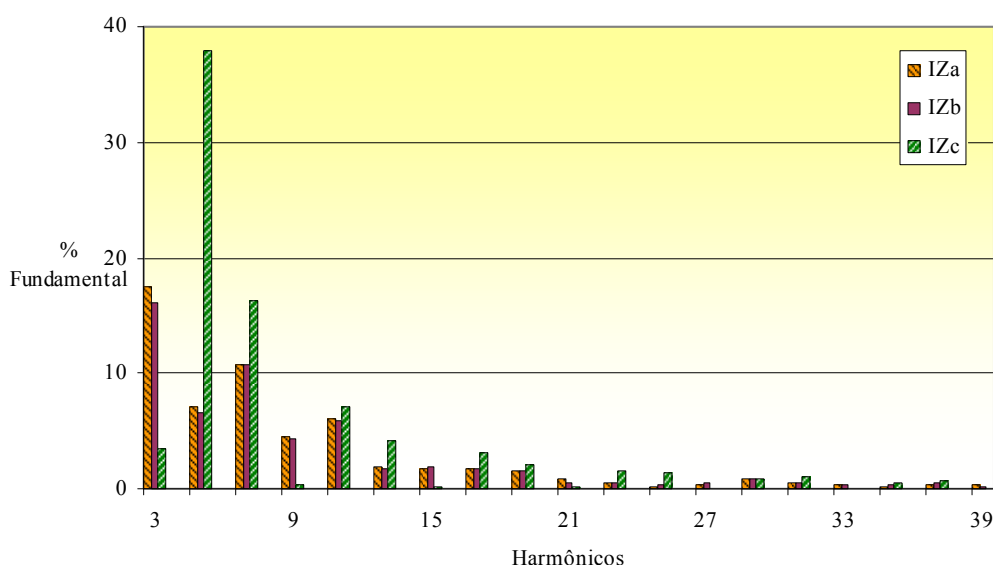


Figura 67- Harmônicos da corrente na carga.

A distorção harmônica da corrente de carga está acima de 20 %. O desequilíbrio se mostrou ainda mais crítico com porcentagem relativa aproximadamente 60 % para a fase C. O fator de potência para as duas primeiras fases está por volta de 0,93, enquanto que para a outra fase está em 0,7.

5.2 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO FILTRO ATIVO PARALELO

A fim de comprovar os modelos matemáticos obtidos, elaborou-se uma simulação com toda a estrutura do filtro ativo, rede e carga, de acordo com a Figura 68. Os blocos que formam a estrutura serão detalhados nas figuras que se seguirão.

Toda a estrutura do inversor, como barramento, retificador controlado e indutores estão inclusos no bloco referente, o qual tem estrutura interna de acordo com o exposto na Figura 69.

O bloco *PWM* faz a comparação do sinal de saída do controlador de corrente com um sinal triangular com amplitude de 0 a V_T e frequência de 20 kHz, conforme a Figura 70. O bloco de controle compreende a estrutura mostrada na Figura 71. É onde são implementados os controladores projetados anteriormente. O sinal de referência senoidal utilizado pelo controle de corrente é gerado pelo circuito de sincronismo (*PLL*) via tensões de rede, conforme mostra a Figura 72, onde também constam as aquisições dos sinais obtidos via sensores.

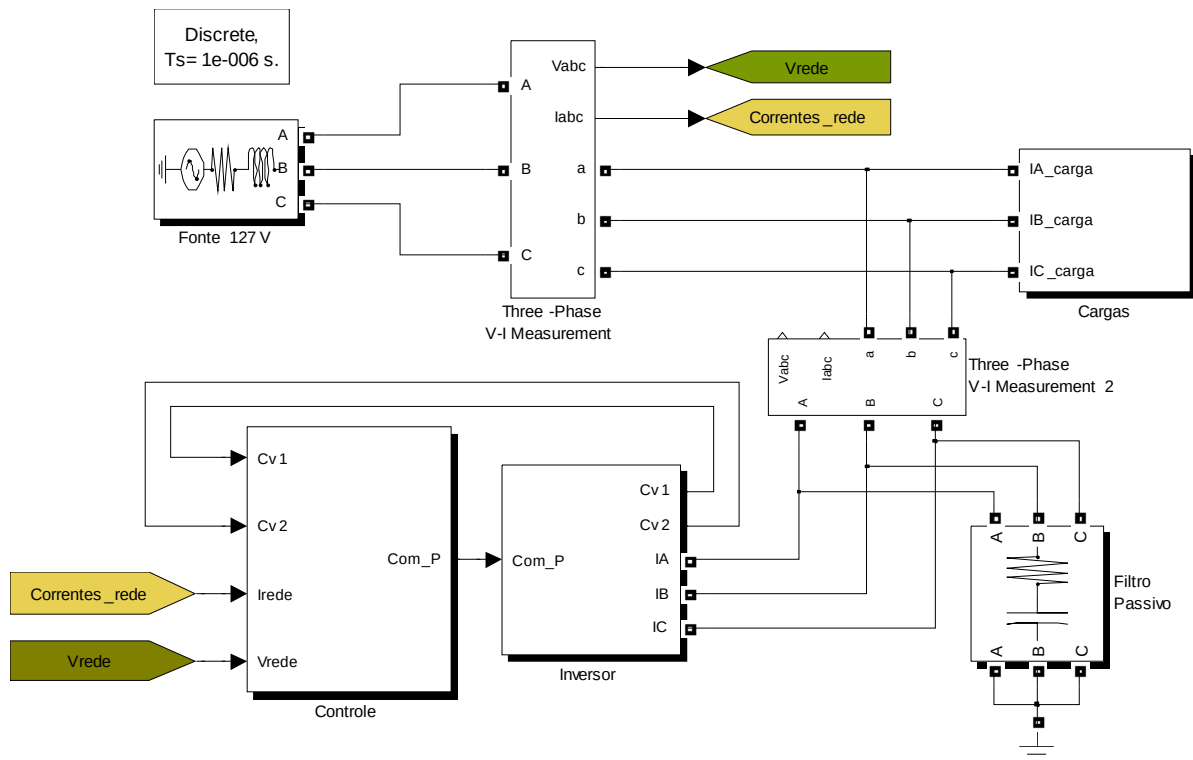


Figura 68- Sistema compreendendo todas as estruturas do *FAP*.

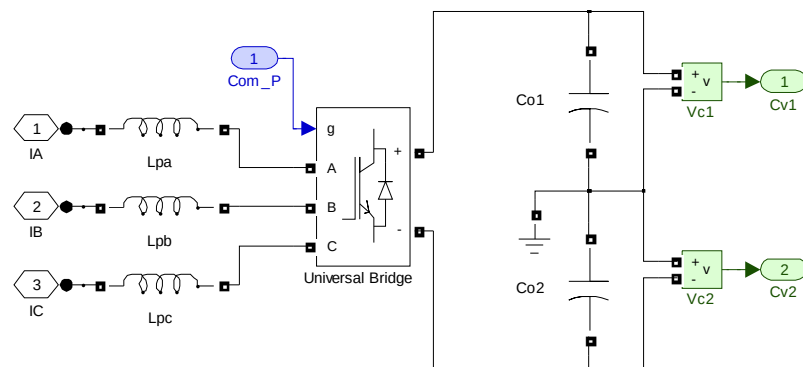


Figura 69- Estrutura do inversor de potência do *FAP*.

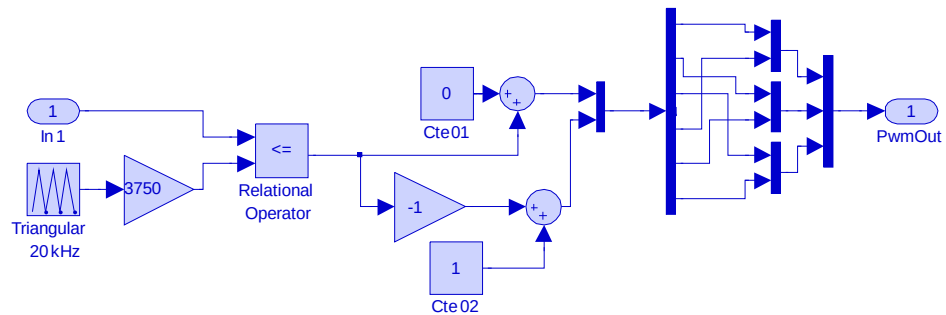


Figura 70- Circuito do bloco de *PWM*.

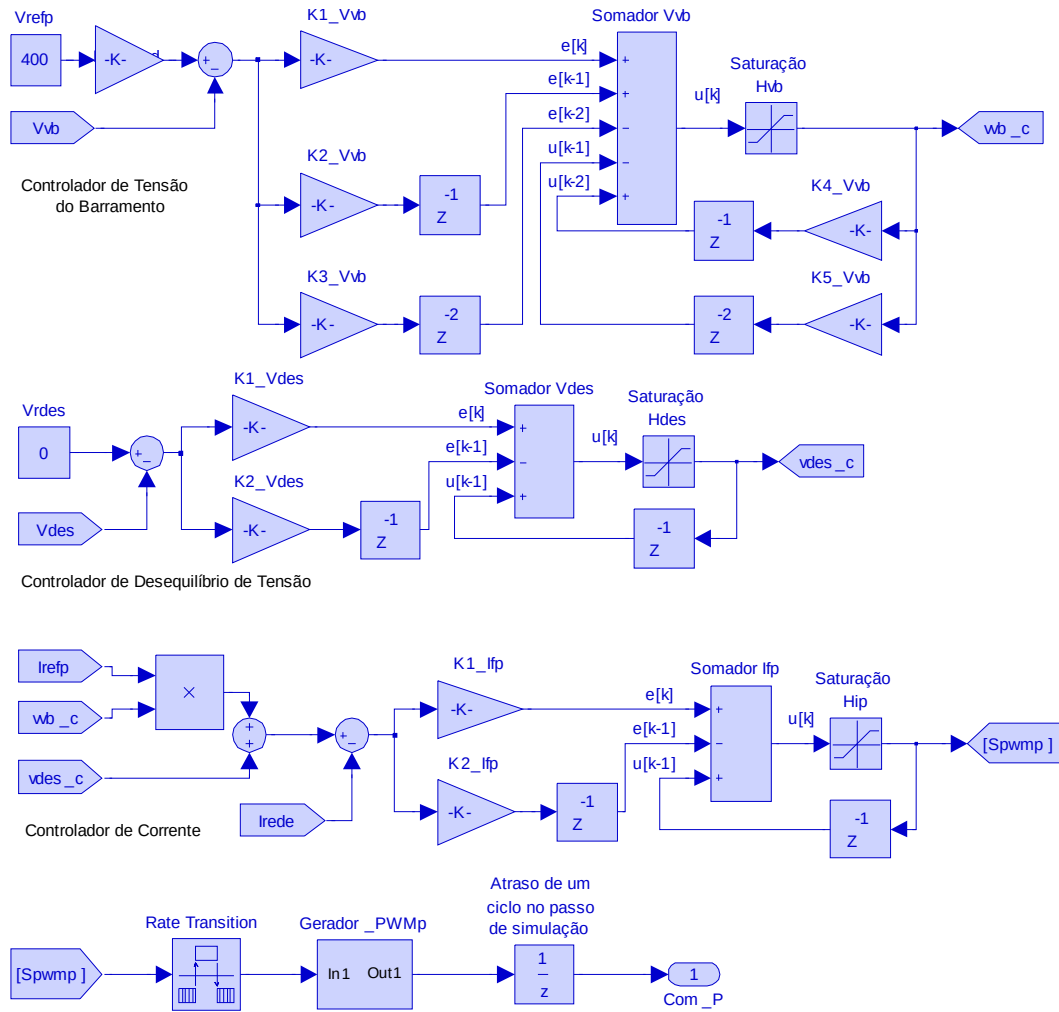


Figura 71- Circuitos de controle referente à malha de corrente, tensão e de desequilíbrio.

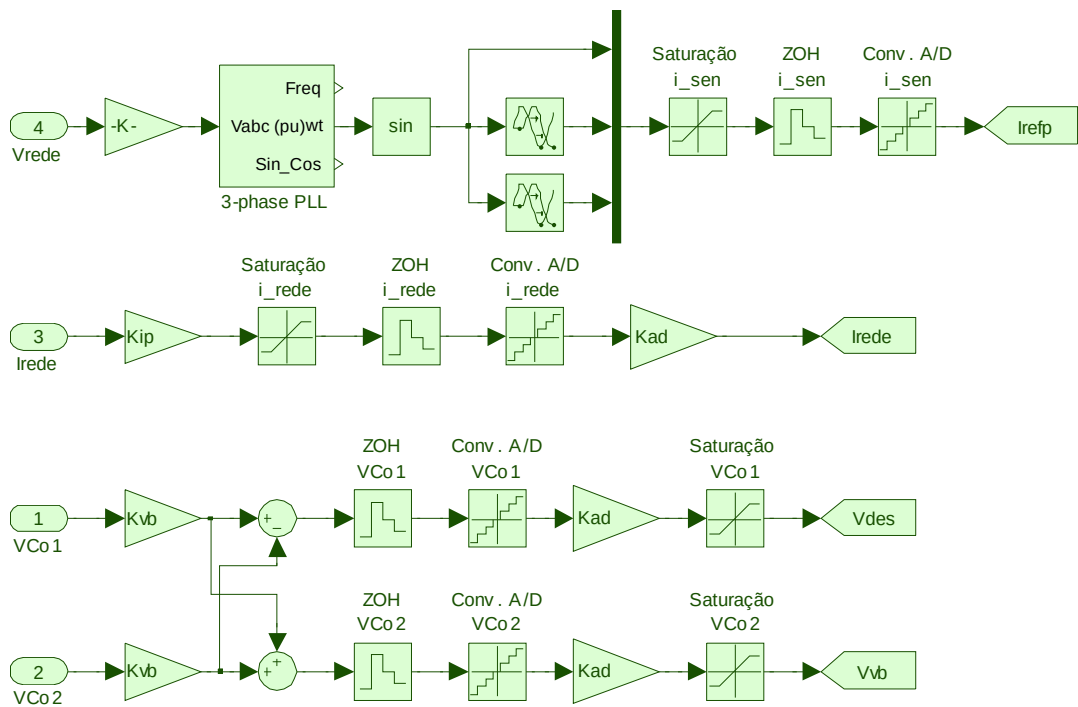


Figura 72- Aquisição dos sinais para o controle e geração da senóide de referência.

Para esta simulação será avaliado a corrente de rede e de saída do filtro e as tensões no barramento, tanto total, quanto por derivação capacitiva. A tensão de alimentação será isenta de perturbações, pois se visa o comportamento frente a distorções em corrente. As correntes de rede podem ser vistas na Figura 73, assim como o seu espectro, em termos dos valores relativos à fundamental, está exposto na Figura 74.

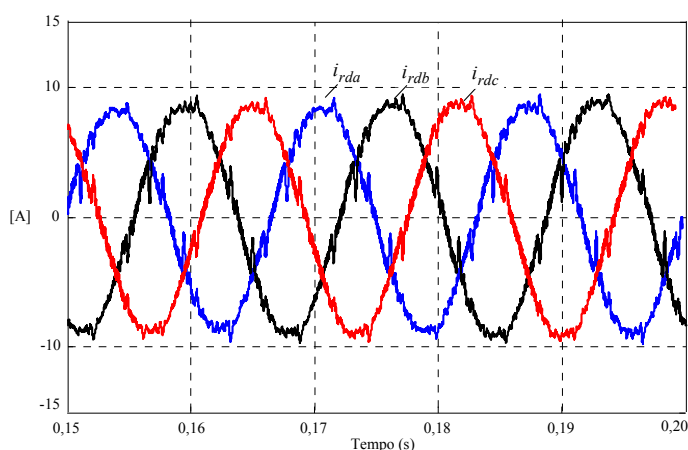


Figura 73- Correntes de rede após compensação através do FAP.

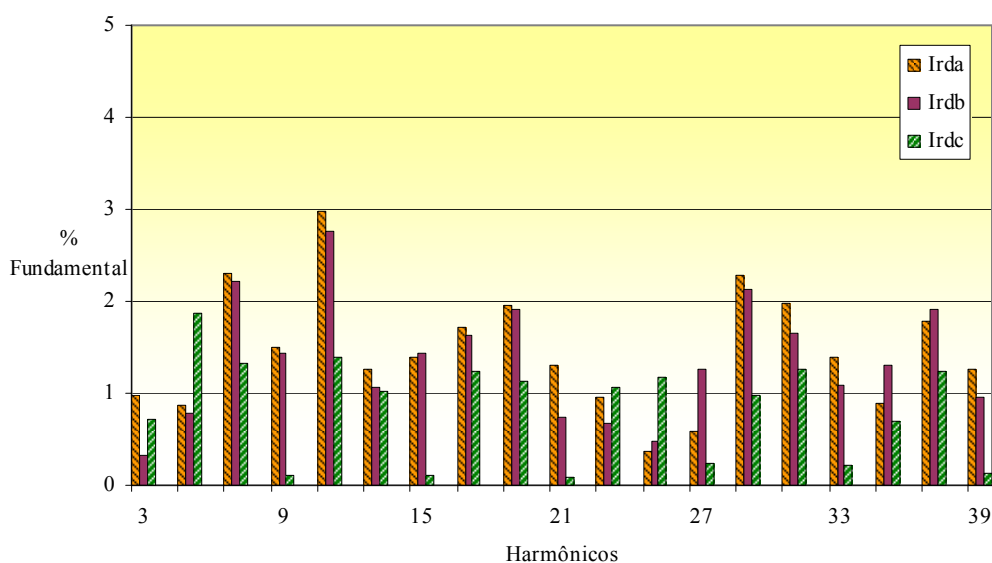


Figura 74- Harmônicos da corrente na rede após compensação através do FAP.

As correntes de rede, agora compensadas, apresentam as seguintes características:

- Fase A (i_{rda}): 6,3 A; $FD = 0,998$ e $DHT = 7,5$ %;
- Fase B (i_{rdb}): 6,5 A; $FD = 0,999$ e $DHT = 7,1$ %;
- Fase C (i_{rdc}): 6,5 A; $FD = 0,996$ e $DHT = 4,9$ %.

Embora a taxa de distorção harmônica total tenha valores consideráveis, a resposta do filtro foi considerada satisfatória diante das características de cargas apresentadas. A distorção

harmônica reduziu significativamente, o fator de deslocamento ficou próximo da unidade, permitindo um bom fator de potência, acima de 0,98, e o desequilíbrio ficou reduzido dos 60 % para menos de 4 % em termos relativos. No entanto, a distorção harmônica ainda não atende a norma *IEEE – 519* (1992), considerando o caso mais restrito, que recomenda uma *DHT* de no máximo 5 %. Esta norma serve como guia para análise de sistemas elétricos que alimentam cargas lineares e não-lineares, fazendo recomendações a respeito da circulação de harmônicos na rede.

As correntes geradas pelo *FAP* são apresentadas na Figura 75.

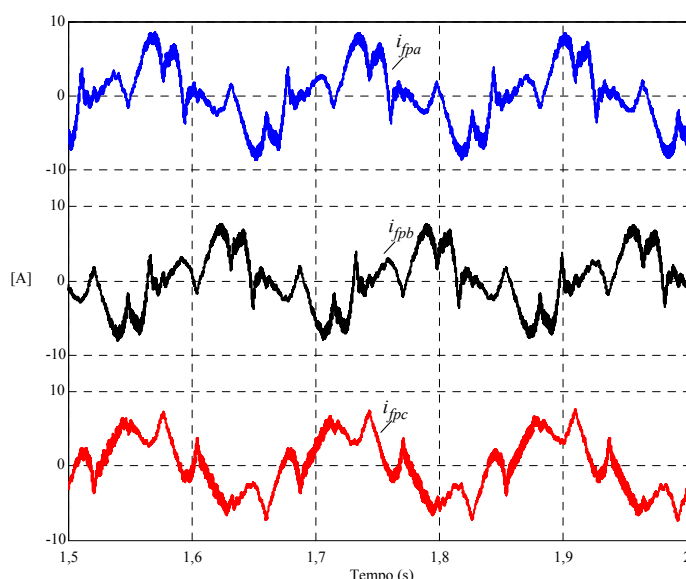


Figura 75- Corrente de saída do inversor do *FAP*.

O controlador do barramento mostrou boa resposta, conforme pode ser observado na Figura 76, a ondulação está em torno 1 %. Devido à utilização de uma capacitância três vezes maior que o valor calculado a ondulação se manteve em um terço da especificada no projeto. A Figura 77 mostra a tensão em cada banco de capacitor que compõem uma derivação, observa-se que ambos os bancos estão controlados na tensão nominal de projeto e apresentam ondulação de aproximadamente de 3 %.

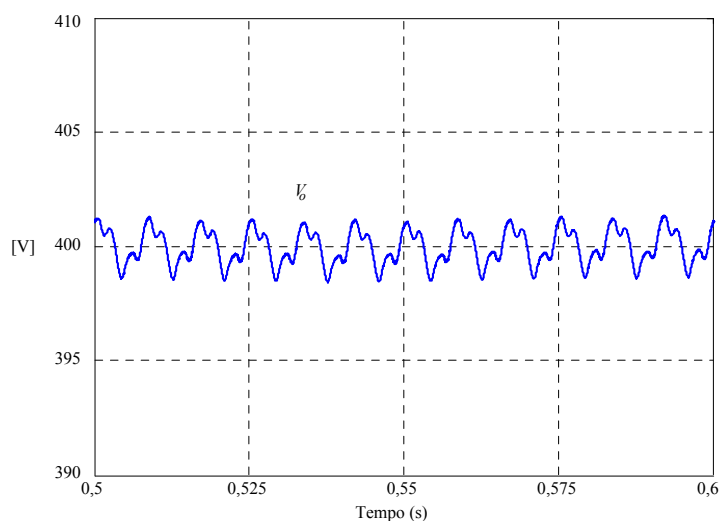


Figura 76- Tensão no barramento.

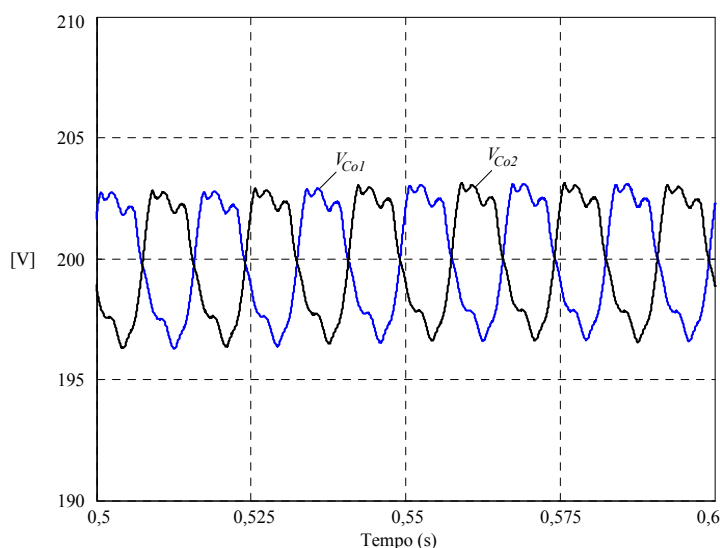


Figura 77- Tensão nos capacitores de derivação do barramento.

5.3 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO FILTRO ATIVO SÉRIE

A simulação numérica do *FAS* foi elaborada considerando o mesmo sistema alimentação/carga utilizado para o *FAP*. O diagrama completo do *FAS* simulado é apresentado na Figura 78.

A estrutura do inversor utilizado na simulação do filtro série emprega fontes de tensão constantes para o barramento *CC*, pois, como já comentado, não há controle de tensão do barramento pelo filtro série. O inversor empregado é mostrado na Figura 79. O bloco de controle contém o controlador de tensão da Figura 80, a geração do sinal de referência senoidal e a aquisição do sinal de tensão da carga, sendo este bloco detalhado na Figura 81. O circuito do *PWM* é idêntico ao utilizado no filtro paralelo.

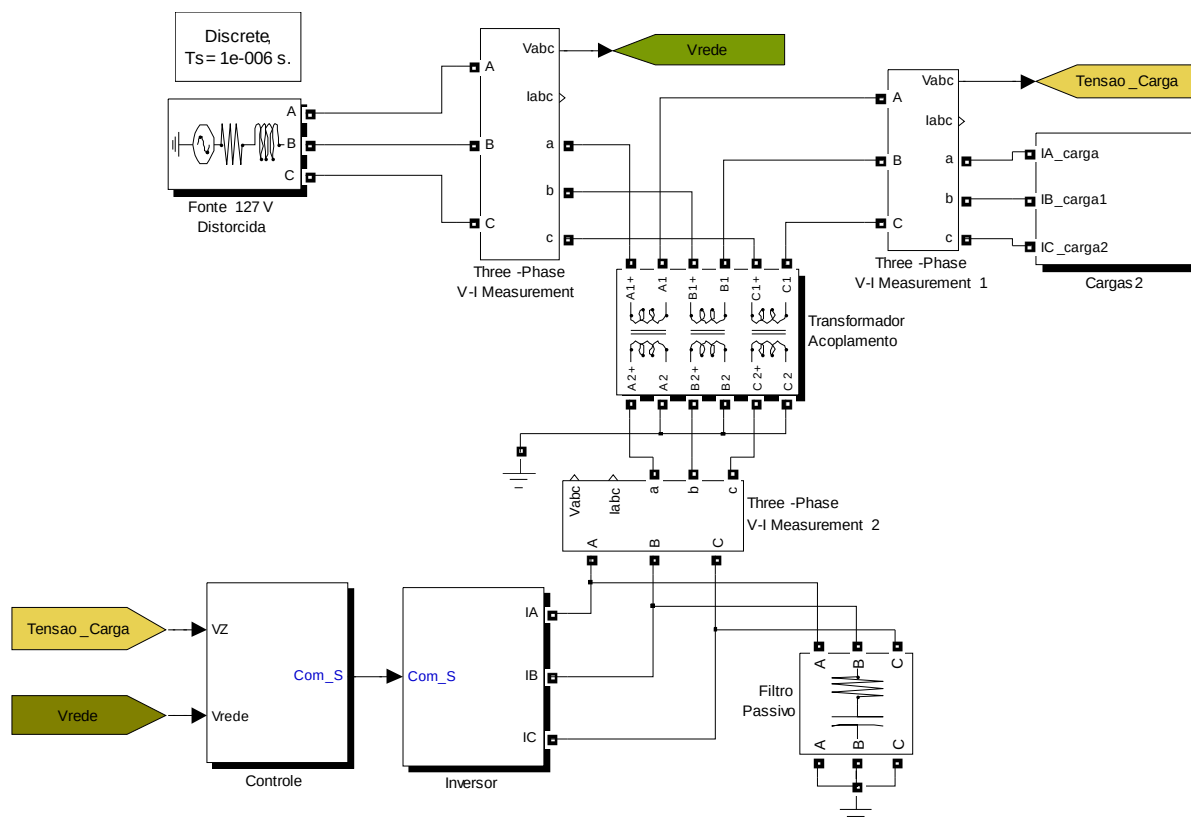


Figura 78- Sistema compreendendo todas as estruturas do *FAS*.

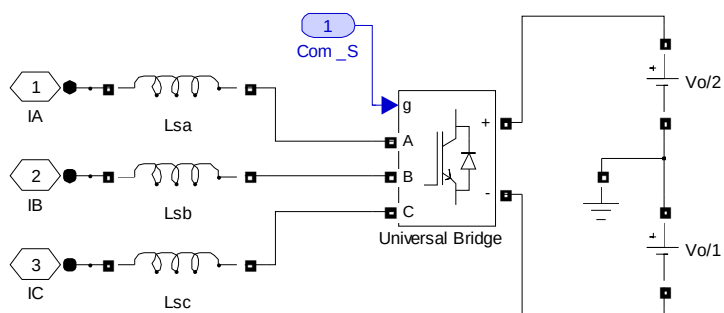


Figura 79- Estrutura do inversor de potência do *FAS*.

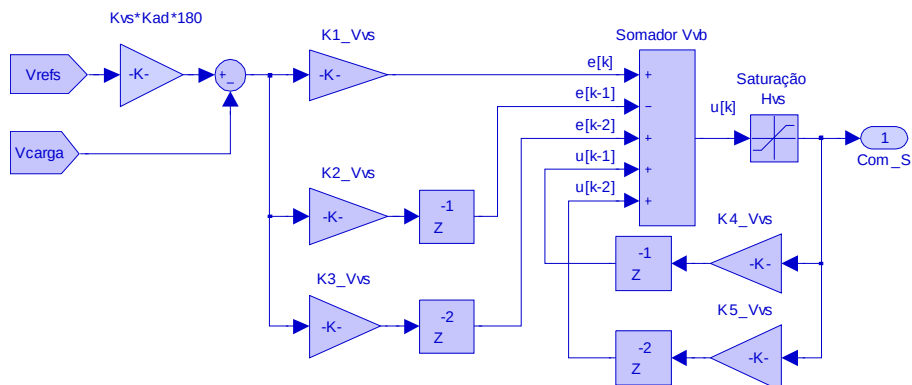


Figura 80- Circuitos de controle de tensão do *FAS*.

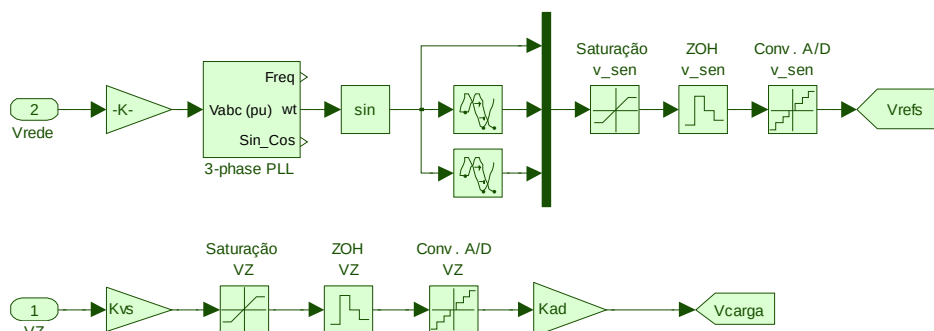


Figura 81- Aquisição do sinal de tensão na carga para o controle e geração da senóide de referência.

As tensões na carga e o correspondente espectro de frequência são apresentados nas Figura 82 e Figura 83, respectivamente. Notam-se entalhes nas formas de ondas das tensões provocados pelas altas derivadas de corrente nas indutâncias de comutação das cargas.

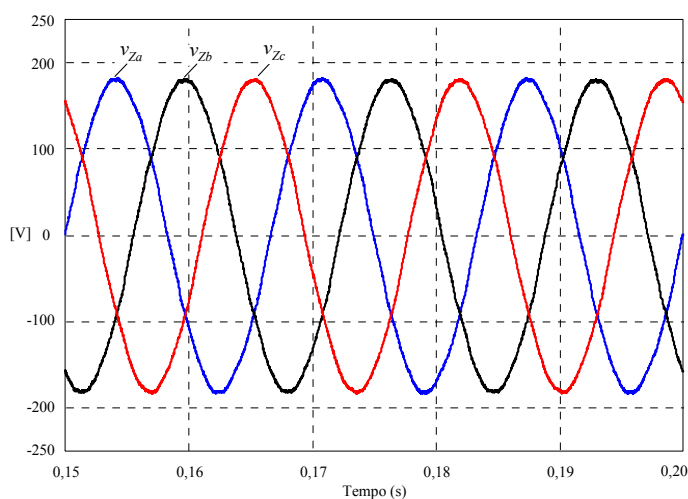


Figura 82- Tensões de carga após compensação através do FAS.

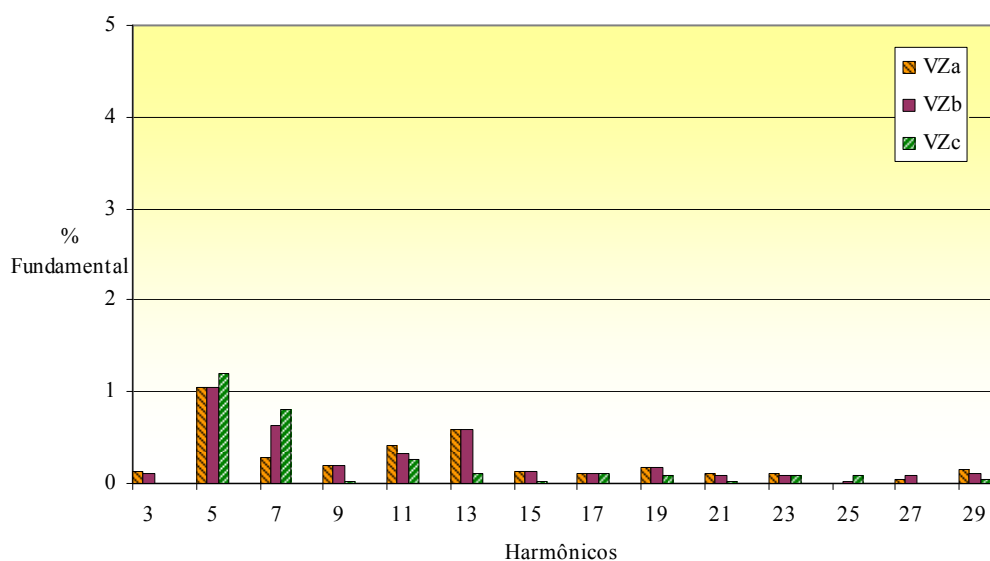


Figura 83- Harmônicos da tensão na carga após compensação através do FAS.

As tensões de carga com compensação apresentam as seguintes características, em função da tensão eficaz:

- Fase A (v_{za}): 127,3 V e $DHT = 1,39\%$;
- Fase B (v_{zb}): 127,3 V e $DHT = 1,46\%$;
- Fase C (v_{zc}): 127,2 V e $DHT = 1,49\%$.

Observa-se boa redução da distorção harmônica total, estando abaixo dos 5 %, conforme recomenda a norma *IEEE – 519*. Houve uma atenuação expressiva na distorção harmônica, para menos de 2 %, e o desequilíbrio se tornou insignificante, bem como a tensão eficaz na carga foi regulada. Mesmo com a inclusão de uma impedância resistiva de 100 m Ω e indutiva de 100 μ H, referente à resistência do cobre e a indutância de dispersão do transformador de acoplamento, o controlador mostrou bom comportamento, rejeitando os distúrbios oriundos da corrente de carga.

As tensões reproduzidas pelo *FAS* na rede são apresentadas na Figura 84.

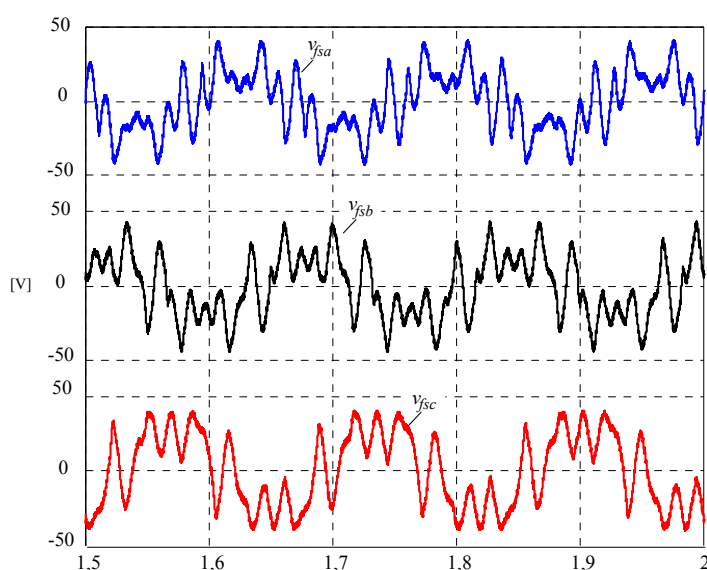


Figura 84- Tensão de saída do inversor do *FAS*.

5.4 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO *UPQC*

Tomando como base as duas simulações anteriores, elabora-se uma simulação completa de um compensador unificado, sendo poucas as alterações e sem grande influência no funcionamento dos filtros. Cita-se como mudança, o compartilhamento do barramento *CC* por parte dos dois filtros e a geração do sinal de referência senoidal único para ambos.

A conexão dos dois filtros modifica a impedância equivalente que cada vê na saída do inversor, afetando a resposta dos filtros passivos e modificando ligeiramente os modelos propostos para cada filtro isoladamente. Porém todos os controladores e componentes da estrutura serão mantidos conforme o projetado. Na Figura 85 pode-se visualizar o sistema completo do *UPQC*. Os demais blocos não serão apresentados, pois são idênticos aos expostos anteriormente para os filtros paralelo e série.

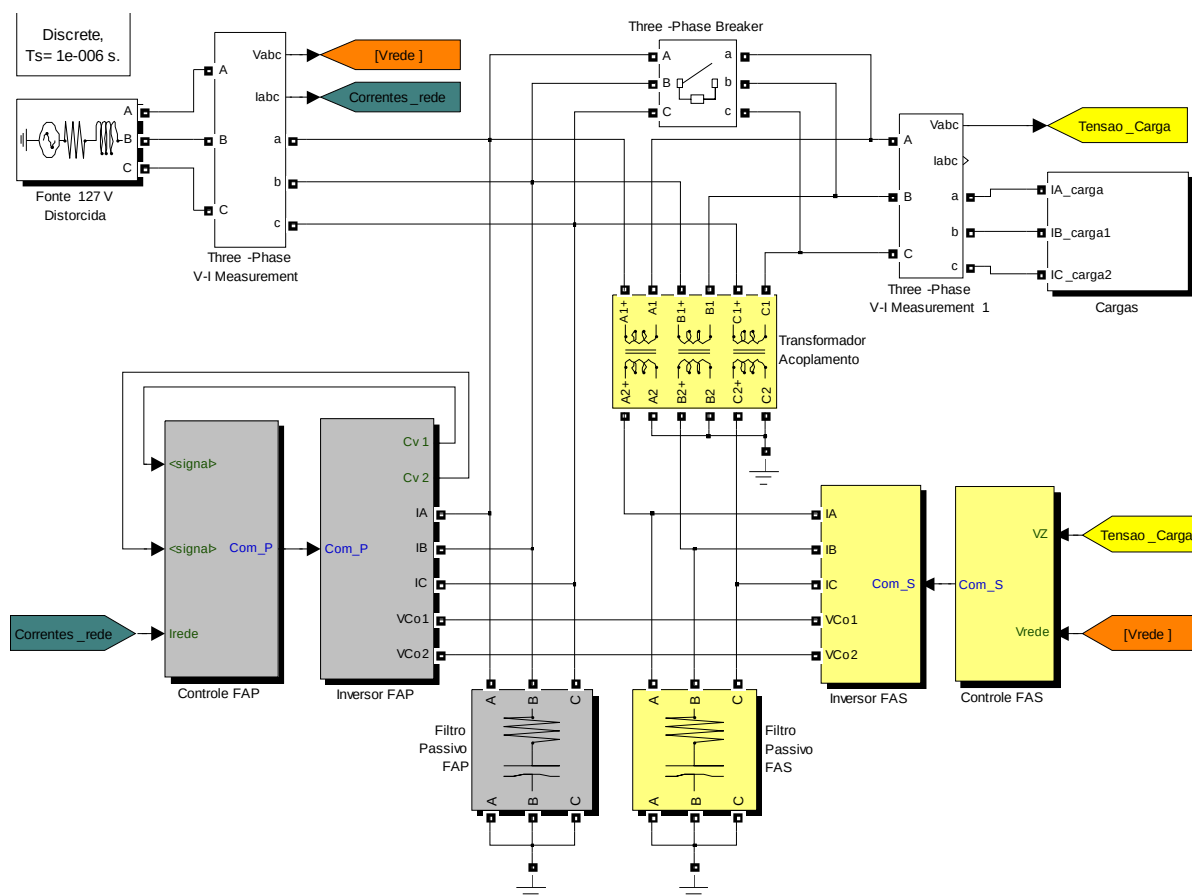


Figura 85- Estrutura completa do *UPQC*.

Nesta simulação será avaliado o comportamento em condições nominais e sob comutação de cargas, observando as distorções de tensão e corrente, regulação, fator de deslocamento e resposta dinâmica do compensador. Para esta análise são feitas as seguintes comutações de cargas:

- Em 0 s o retificador trifásico está operando em regime permanente;
- Em 20 ms é conectada o *FAP*;
- Em 50 ms a carga 1 é acionada;
- Em 100 ms as cargas 2 também é acionada;

- Em 120 ms é conectado o *FAS*;
- Em 180 ms a carga 3 é retirada;
- Em 250 ms a carga 2 é retirada e a carga 1 se mantém até o final da simulação com 270 ms.

Para evitar o transitório inicial da carga do barramento, os capacitores partem com tensão de regime permanente. O filtro paralelo é conectado à rede ao habilitar o comando dos interruptores, que ocorre no tempo de 20 ms. Para o filtro série a conexão se dá pela abertura do circuito de *by-pass* e enviando os comandos aos interruptores do inversor. A Figura 86 apresenta as correntes em cada fase na carga e na rede.

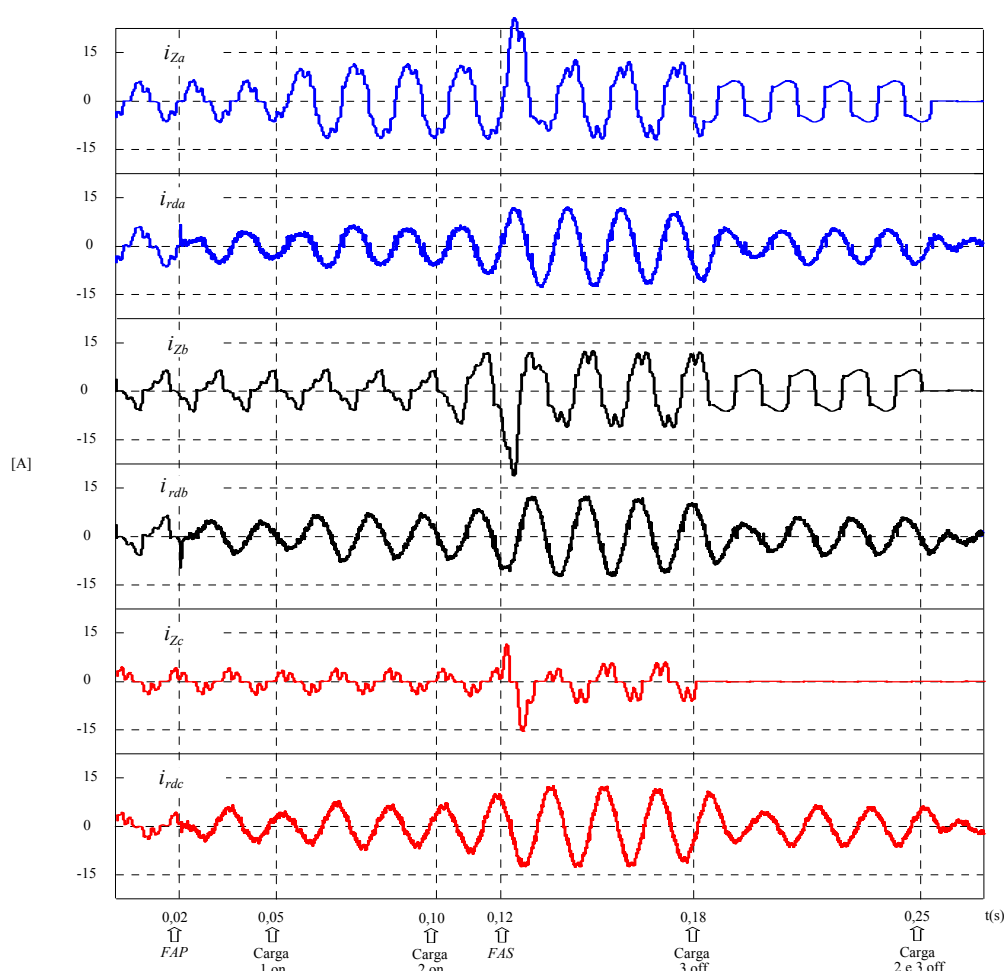


Figura 86- Correntes na carga e na rede.

A súbita regulação da tensão na carga, frente à elevada capacitância do retificador trifásico, provoca o transitório na corrente da carga observado na Figura 86. Observa-se que, mesmo perante esta ação do *FAS* e das comutações de carga, a corrente de rede se manteve com característica senoidal, mostrando boa dinâmica. É importante citar o equilíbrio entre as correntes compensadas face ao forte desequilíbrio produzido pelas cargas monofásicas.

A Figura 87 mostra as formas de ondas da tensão na carga. Como avaliado de antemão, a rejeição dos distúrbios da corrente de carga se dá pelo ganho da malha direta do controle de tensão do *FAS*, que para baixas frequências é elevado, fato provado pela falta de distorções na tensão compensada mesmo para as comutações da carga, pois estes distúrbios são de frequências elevadas.

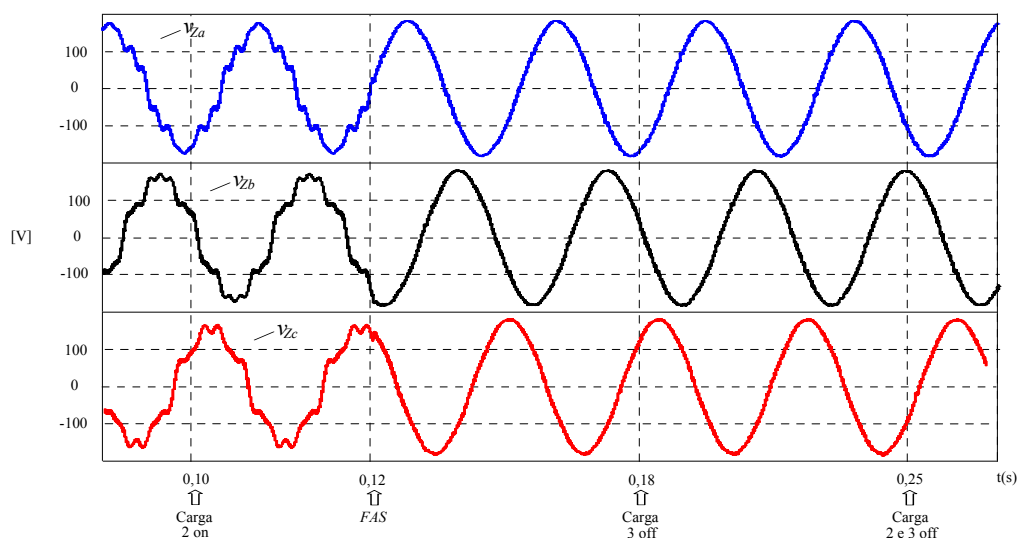


Figura 87- Tensões de carga e de rede.

Quanto à tensão do barramento é necessário avaliar sua dinâmica perante as comutações de cargas realizadas. As Figura 88 e Figura 89 trazem as tensões no barramento total e em cada um dos bancos capacitivos, respectivamente. Observa-se que a máxima variação na tensão do barramento não ultrapassa 10 %, mesmo na presença de comutação das cargas, representando boa dinâmica.

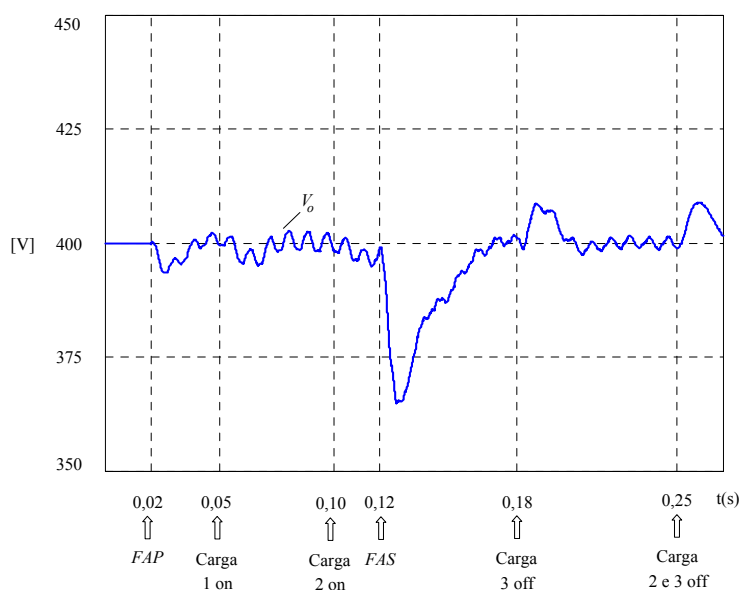


Figura 88- Tensão no barramento do *UPQC*.

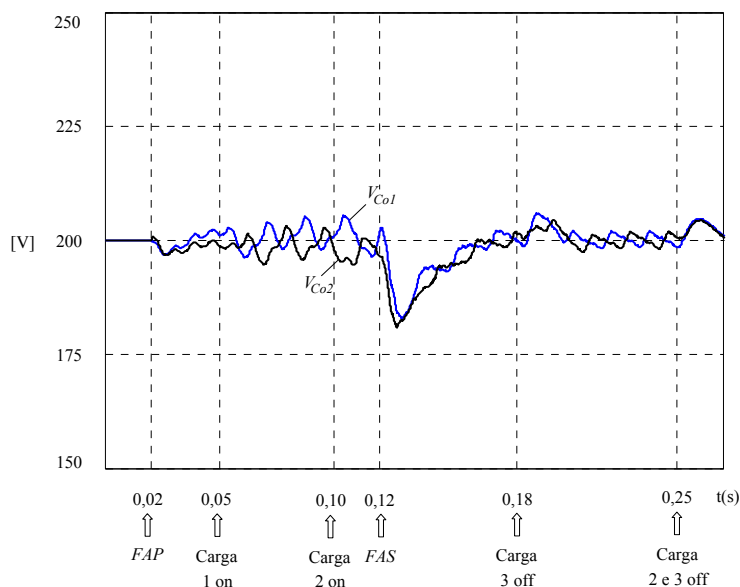


Figura 89- Tensão nos capacitores de derivação do barramento do UPQC.

A título de comparação com as simulações dos filtros independentes levantaram-se os resultados do UPQC frente à carga nominal. As Figura 90 e Figura 91 apresentam as correntes na rede e tensões na carga, respectivamente. Já as distorções harmônicas para estas correntes e tensões são mostradas, respectivamente, nas Figura 92 e Figura 93.

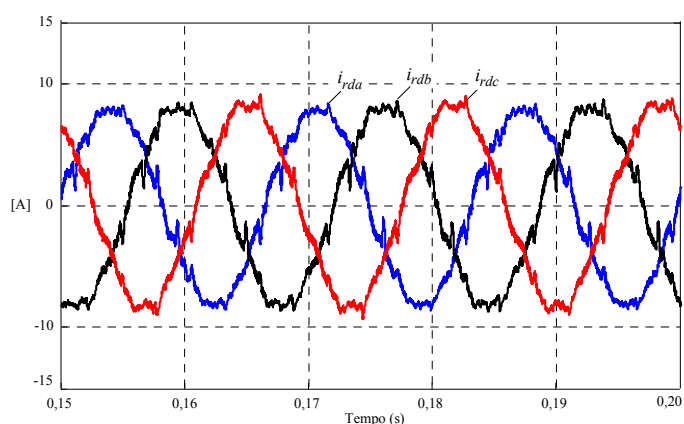


Figura 90- Correntes na rede após compensação pelo UPQC.

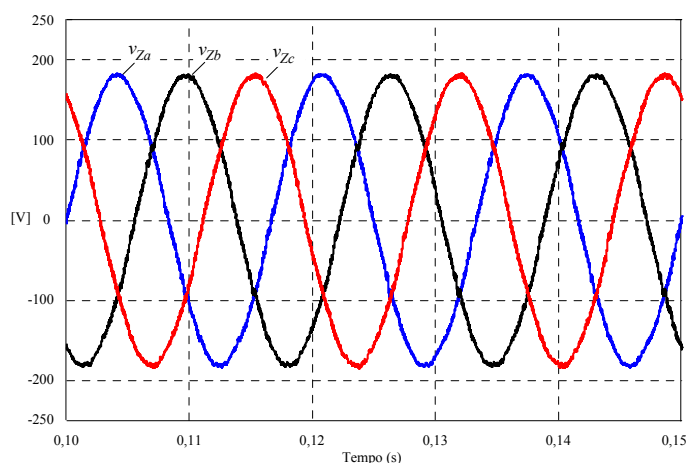


Figura 91- Tensões na carga após compensação pelo UPQC.

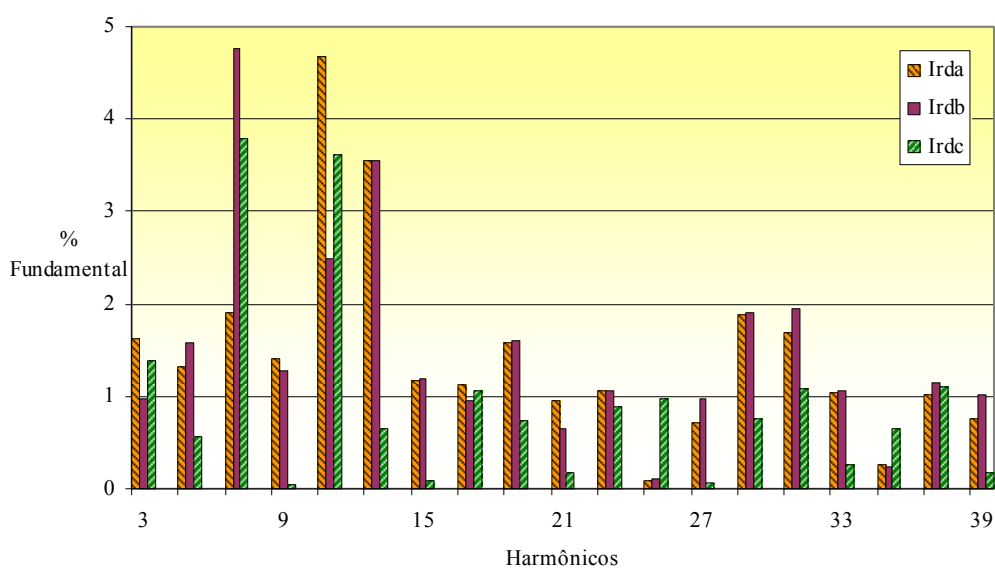


Figura 92- Harmônicos da corrente na rede após compensação pelo *UPQC*.

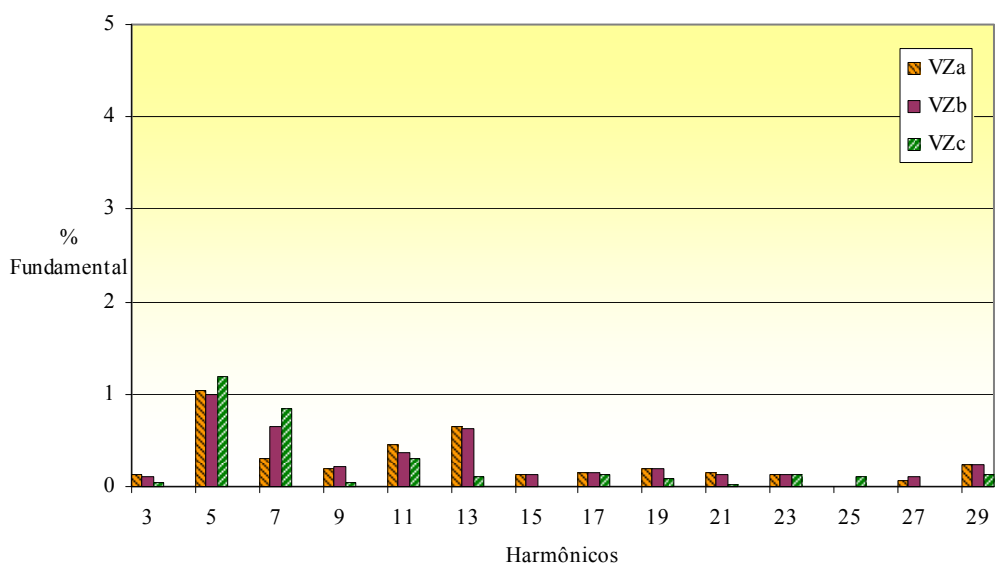


Figura 93- Harmônicos da tensão na carga após compensação pelo *UPQC*.

A seguir são apresentados os resultados obtidos com o *UPQC* para carga nominal.

- Tensão eficaz na carga:
 - v_{Za} : 126,8 V e $DHT = 1,7 \%$;
 - v_{Zb} : 126,8 V e $DHT = 1,8 \%$;
 - v_{Zc} : 126,7 V e $DHT = 1,7 \%$.
- Corrente eficaz na rede:
 - i_{rda} : 7,2 A; $FD = 0,999$ e $DHT = 8,4 \%$;
 - i_{rdb} : 7,3 A; $FD = 0,998$ e $DHT = 8,5 \%$;

- i_{rdc} : 7,4 A; $FD = 0,998$ e $DHT = 6,3 \%$.

Os resultados estão próximos aos encontrados para os filtros em separado. O fator de potência alcançado para a estrutura com carga nominal está acima de 0,99. Desta forma, a maior parcela da potência fornecida pela rede é ativa, conforme descrito a seguir:

- Potência na carga:
 - Fase A: Ativa 970 W; Reativa 375 VAR;
 - Fase B: Ativa 980 W; Reativa 350 VAR;
 - Fase C: Ativa 300 W; Reativa 290 VAR.
- Potência na rede:
 - Fase A: Ativa 820 W; Reativa 90 VAR;
 - Fase B: Ativa 830 W; Reativa 90 VAR;
 - Fase C: Ativa 800 W; Reativa 90 VAR.

5.4.1 Comentários

Este capítulo é a última etapa de estudo do projeto do *UPQC*, pois visa concretizar os modelos matemáticos levantados para o projeto dos controladores, com a finalidade de levar os controladores para o sistema físico, tendo como base os resultados obtidos em simulação. O adequado funcionamento das simulações torna-se o ponto de partida para a implementação física do projeto proposto. Esta é a razão da importância de uma boa simulação, mesmo que para chegar aos resultados práticos ainda seja necessário um longo caminho.

As simulações mostraram que a partir da aplicação de uma estratégia simples de controle é possível elaborar um compensador unificado de bom desempenho. A utilização do método de obtenção de referência direta atendeu as expectativas, justamente por ser uma técnica de fácil elaboração, não necessitando de complexos cálculos para gerar as tensões e correntes de referência. Isto facilita a implementação dos algoritmos de controle e exige menor esforço dos processadores. No entanto, a facilidade na geração de referência faz com que o controlador fique com a maior parcela do trabalho.

Mesmo com maior esforço, em relação às estratégias que não envolvem referência direta, os controladores se mostraram eficazes. Isto valida os modelos apresentados para os filtros, mostrando que as simplificações para com estes modelos são coerentes.

No modelo levantado para a planta de corrente do *FAP* não foi considerado a impedância equivalente da fonte e da linha. Logo, para que a compensação de corrente seja adequada, esta impedância deve ser pequena frente à impedância indutiva do inversor, sob risco de surgir oscilações com filtro passivo. Já os modelos para o desequilíbrio e de tensão total do barramento mostraram boa fidelidade quando implementados para o *UPQC*, onde aparece a impedância equivalente do *FAS* em paralelo com a capacitância do barramento.

6 IMPLEMENTAÇÃO

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo se destina a apresentar a estrutura que foi implementada a fim de validar os estudos e projetos previamente elaborados.

Foi projetado e elaborado um *UPQC* com base em dois conversores trifásicos bidirecionais, cada qual controlado digitalmente por um DSP TMS320F2812, da *Texas Instruments*, para uma potência de 2500 W. Embora o projeto fosse desenvolvido para esta potência, a implementação se deu para uma potência de cerca de 1700 W. A limitação na potência ocorreu em função da capacidade de corrente dos transformadores utilizados no filtro série, que é de 4,5 A nominal.

O desenvolvimento do *hardware* e do *software*, assim como os resultados experimentais obtidos a partir do ensaio do protótipo realizado em laboratório, são assuntos pertinentes a este capítulo.

6.2 CONTROLE DO CONVERSOR COM O DSP

A implementação foi feita em dois *hardwares* distintos, um para o filtro ativo paralelo e outro para o filtro ativo série. Portanto, será apresentada uma visão geral de cada parte do projeto.

Para o adequado funcionamento da estrutura via controle digital é necessário que o programa do *DSP* seja alimentado com os dados provenientes da estrutura de potência, logo, são necessários tratamentos específicos aos sinais de interesse, na etapa de condicionamento dos sinais. Após o condicionamento eles são digitalizados para serem submetidos às leis de controle. Na Figura 94 é apresentado o diagrama funcional de toda a estrutura do *UPQC*, compreendendo o *FAP* e o *FAS* com seus respectivos sistema de controle, cada qual composto por um *DSP*. Observa-se que há uma malha para eliminar nível *CC* que não foi abordada no

desenvolvimento dos controladores. Esta malha será descrita com maiores detalhes no decorrer deste capítulo

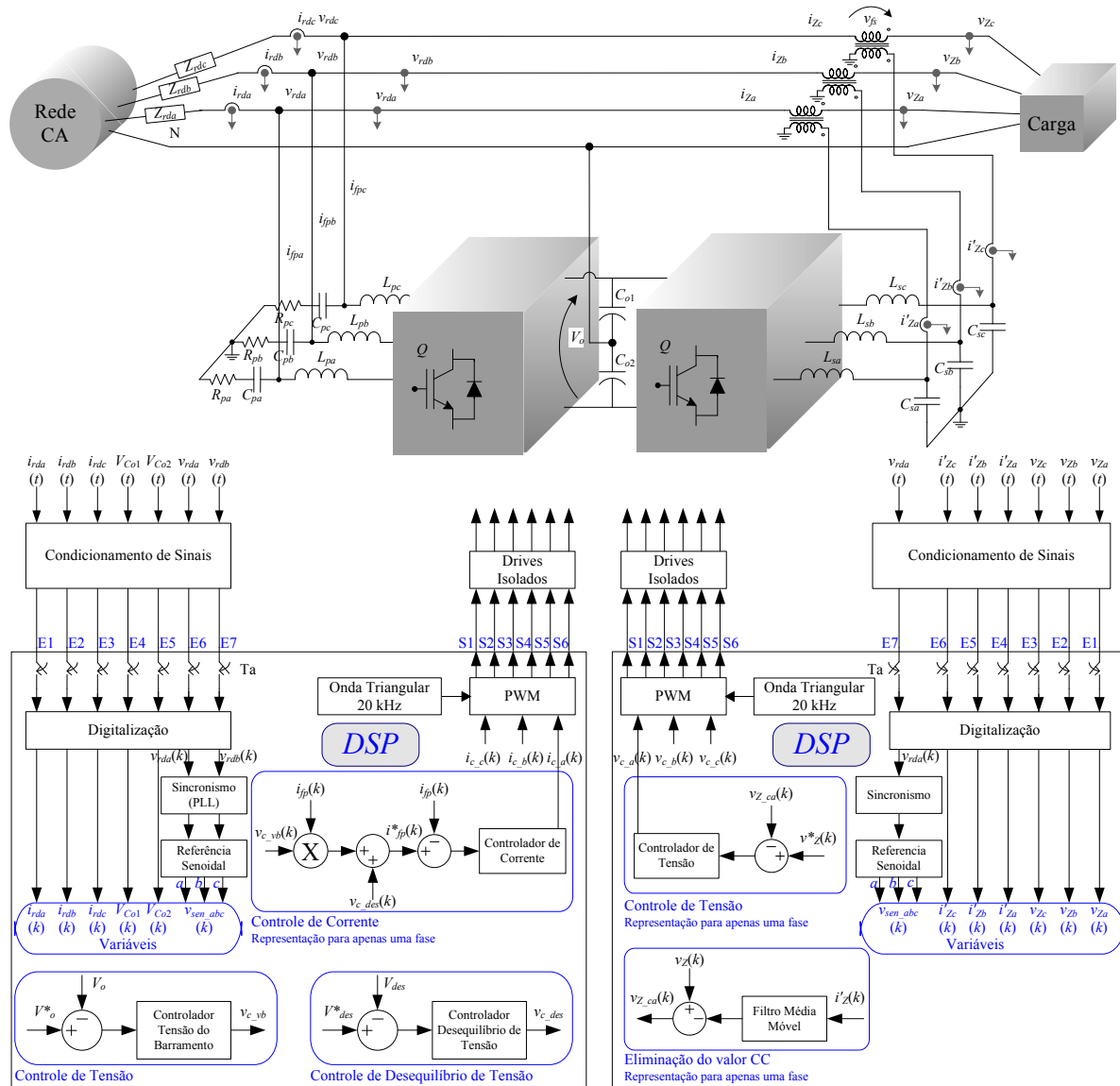


Figura 94- Diagrama de blocos completo do sistema implementado.

As amostras de tensões e correntes são devidamente tratadas pelos circuitos de condicionamento. Assim como os sinais enviados do DSP para os drivers de comando dos interruptores estáticos.

A seguir, é exposta de maneira sucinta, uma visão global das etapas envolvidas no processo de controle do conversor. A descrição de cada etapa do processo envolvido no projeto do UPQC, bem como dos programas elaborados será apresentada na sequência, demonstrando a funcionalidade requerida de cada um e a solução encontrada para a sua implementação.

6.3 PROGRAMAÇÃO

O *DSP* foi utilizado para a implementação da lei de controle, definição das referências e realização da proteção dos filtros ativos. Os programas foram desenvolvidos em linguagem de alto nível *C/C++* via compilador *Code Composer™*. Há um programa para cada filtro ativo, possuindo basicamente as mesmas configurações, exceto pelo número de interrupções e frequência de amostragem. Além dos controladores, o programa deve configurar o sistema *A/D*, o comparador PWM, interrupções e demais periféricos do *DSP*.

A Figura 95 mostra o fluxograma do programa elaborado para o *FAP*. Na primeira etapa são definidas as variáveis e constantes utilizadas ao longo da programação e logo em seguida são inicializadas todas as bibliotecas que servirão como base para o desenvolvimento do programa.

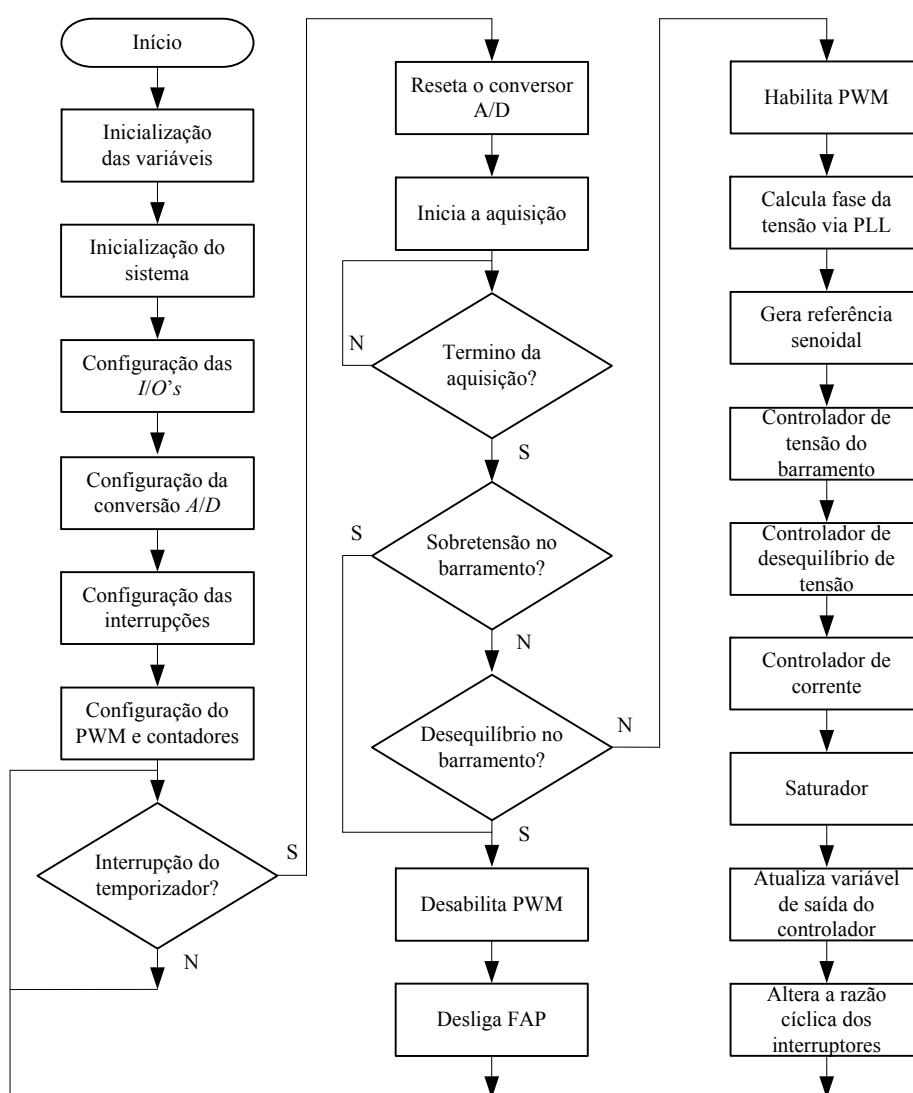


Figura 95- Fluxograma do programa para o *FAP*.

A etapa de configuração de *I/O's* define se os canais serão entradas ou saídas digitais. As entradas digitais são utilizadas para leitura de erro dos *drivers* e comando de desligamento externo do filtro. As saídas digitais são utilizadas para acionar o sistema de pré-carga, *reset* do erro dos *drivers* e proteção interna. A conversão *A/D* é realizada de forma sequencial e utilizando os dois conversores disponíveis no *DSP*. O conversor *A* realiza a leitura das três correntes e três tensões da rede mais o valor de *offset* (sinal de tensão utilizado para fazer com que os sinais alternados se mantenham entre 0 e 3 V). O conversor *B* efetua a conversão das tensões do barramento.

O *FAP* emprega apenas uma interrupção do *timer*, utilizada para definir o período de amostragem e realizar a proteção, sincronismo, controle e atualização das variáveis. A interrupção se dá quando o contador do sinal triangular alcança zero (*underflow*), desta forma tem-se frequência de comutação igual à frequência de amostragem. Após configurada a interrupção, define-se o valor dos contadores para geração dos sinais *PWM* e realiza-se a contagem de forma a criar um sinal triangular com amplitude V_T (modo *up/down*). Nesta etapa também é configurado qual interruptor será ativo alto e qual ativo baixo, para um mesmo braço do inversor.

Feitas as devidas configurações e definidas as variáveis o processador fica aguardando ocorrer uma interrupção para realizar o programa principal. Esta etapa inicia-se com o esvaziamento dos registradores de armazenamento das conversões, e na sequência é iniciada a conversão até que a última entrada seja digitalizada.

De posse das variáveis lidas, o programa verifica se não há sobretensão e/ou desequilíbrio no barramento, e caso haja, os sinais de comando dos interruptores são zerados e o filtro desligado. Não havendo irregularidades no barramento, o *PLL* determina a fase da tensão da rede e através de uma função seno disponibilizada na biblioteca do próprio *DSP*, gera um sinal senoidal sincronizado com esta tensão. Nas etapas subsequentes são aplicadas as leis de controle, via equações a diferenças, da tensão do barramento, do seu desequilíbrio e das correntes de cada fase da rede. Após ser aplicada a saturação, de 0 à V_T , o sinal de saída do controlador de corrente é atualizado no respectivos registradores para definir a razão cíclica do próximo período de comutação.

O fluxograma geral do programa para o *FAS* é apresentado na Figura 96, este programa possui algumas diferenças de configurações. Em relação ao *FAP* são realizadas as conversões *A/D* das três tensões na carga, das três correntes no primário do transformador de acoplamento e da tensão em uma fase da rede, logo é utilizado apenas o conversor *A*. As únicas entradas e saídas digitais são referentes aos erros e *reset* dos *drivers*. Quanto às

interrupções, este programa trabalha com duas distintas, uma do *timer*, semelhante à do *FAP*, e outra para geração do sinal de referência. Este filtro opera com frequência de amostragem de 40 kHz, pois a interrupção ocorre duas vezes, quando o contador do sinal triangular atinge zero e outra quando atinge o valor de V_T .

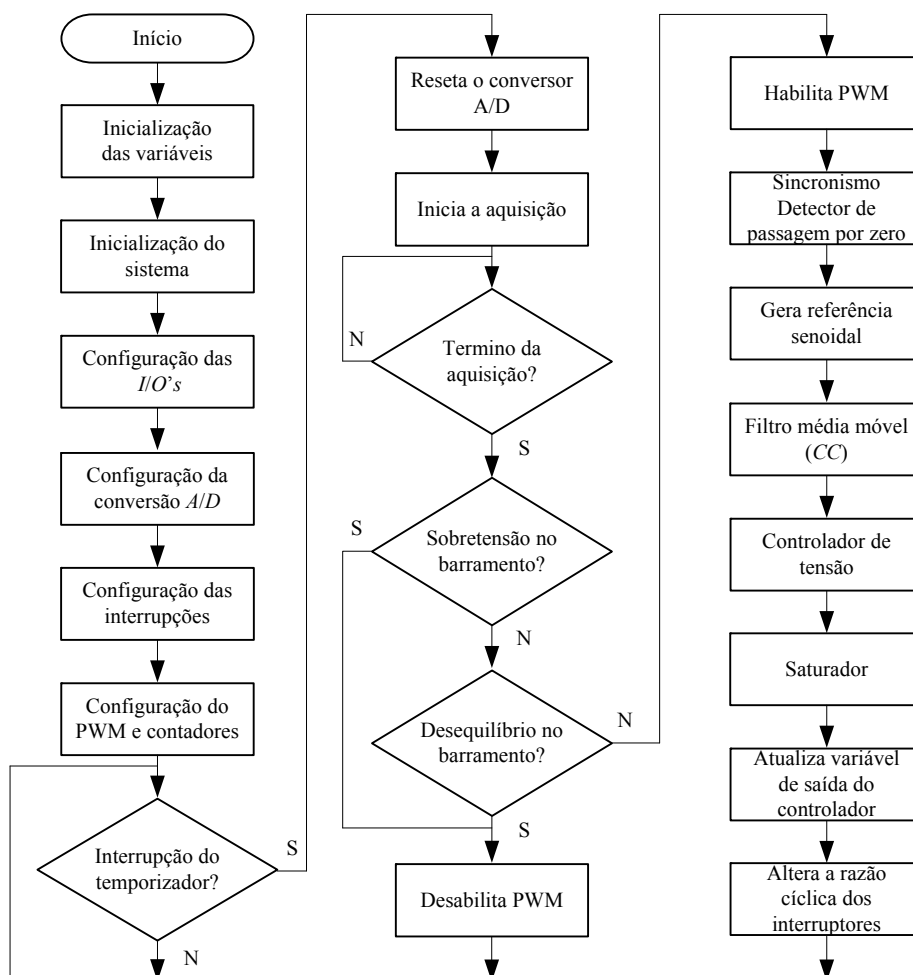


Figura 96- Fluxograma do programa para o *FAS*.

A parte inicial das aquisições e proteção é semelhante ao *FAP*, a diferença se inicia na técnica de sincronismo aplicada. Detecta-se a passagem por zero do sinal de tensão da uma das fases da rede para definir o início da senóide de referência. Os sinais senoidais estão previamente armazenados na memória do *DSP*, cada sinal é formado por 512 amostras que são atualizadas com a interrupção do *timer0*.

O próximo passo, após serem geradas as referências sincronizadas com a rede, é aplicar um filtro do tipo média móvel nos sinais amostrados da corrente do primário do transformador. A função deste filtro é retirar o nível *CC* da corrente lida pelo *DSP* e compensar nos sinais de tensão lidos. Este artifício tem por objetivo contornar os problemas encontrados na presença de um transformador em uma realimentação, pois os erros inerentes do

condicionamento e da conversão *A/D* fazem com que surjam níveis *CC* na tensão de carga lida, levando o controlador a compensar um sinal, cujo retorno não será possível devido ao transformador. Esta ação pode levar a saturação do transformador e desestabilizar o sistema.

A partir desta etapa o procedimento é o mesmo que o do *FAP*, exceto pela ausência dos controladores de tensão do barramento e desequilíbrio.

6.4 CIRCUITOS

O *UPQC* foi elaborado com dois kits de *DSP*, dois conversores conectados por um mesmo barramento, duas placas de condicionamento de sinais, duas fontes auxiliares e três transformadores monofásicos. O protótipo completo é mostrado na Figura 97. A seguir serão apresentados os principais elementos que compreendem o *UPQC*.

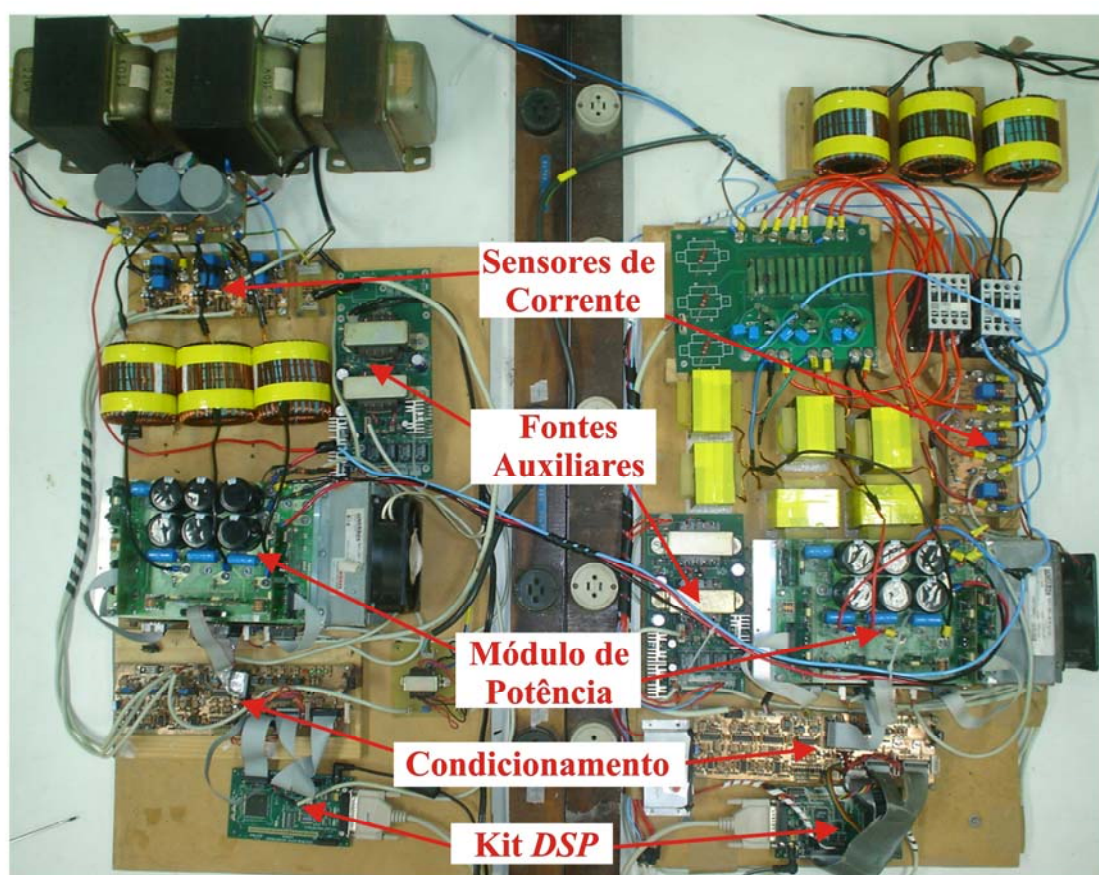


Figura 97- Fotografia do protótipo elaborado.

6.4.1 Unidade de potência

Conforme já descrito no capítulo 3 a estrutura de potência é composta por dois módulos inversores trifásicos da *Semikron B6U+B6I+E1IF*, mais os filtros de saída compreendendo capacitores, indutores e resistores, conforme a Figura 98. Cada módulo é composto por três semicondutores *SK 45 GB 063*, formando cada um deles um braço com dois *IGBT's*, mais dois bancos de capacitores com 3 mF de capacitância (1,5 mF total em cada módulo) montados sobre um dissipador.

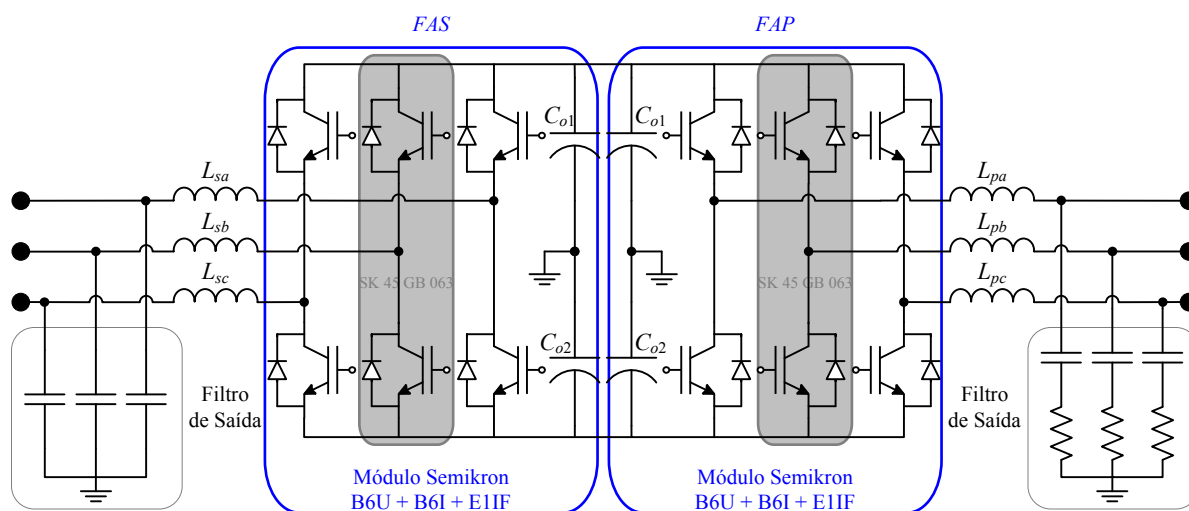


Figura 98- Estrutura de potência do UPQC implementado.

A Figura 99 mostra uma fotografia de um dos módulos de potência utilizado. O módulo ainda tem agregado a ele os *drivers* que serão comentados a seguir.



Figura 99- Fotografia do módulo de potência.

6.4.2 Drivers

Os *drivers* utilizados para o acionamentos das chaves semicondutoras são *drivers* modelo *SKHI 20op* da *Semikron*. Estes *drivers* são partes integrantes do módulo inversor trifásico comercializado pela *Semikron*, embora também possam ser adquiridos separadamente.

A função destes *drivers* é garantir o comando isolado para os interruptores, mas além da isolação eles proporcionam proteção contra curto-circuito de braço e sobre-correntes. Na ocorrência de alguma anomalia o *driver* envia um sinal de erro que é detectado pelo *DSP* e faz com que o programa pare de enviar pulsos de comando. Para reiniciar os *drivers* é necessário enviá-los um sinal de *reset*.

A Figura 100 mostra uma fotografia do *driver* utilizado para cada braço de interruptores.

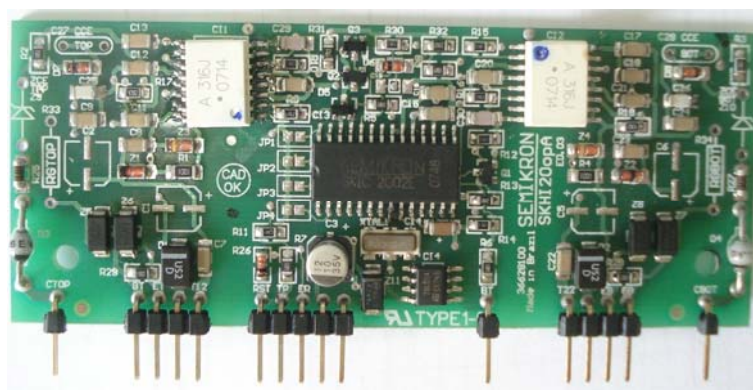


Figura 100- Fotografia do *driver* utilizado.

6.4.3 Condicionamento dos Sinais de Corrente

Para adequar os sinais da corrente na rede para que possam ser devidamente processados pelo *DSP* é necessário compatibilizá-los com as características de entrada do processador. A entrada analógica do *DSP* permite um sinal de 0 a 3 V, logo todos os sinais alternados devem ser deslocados e ajustados em amplitude para que atendam essa exigência. Os sinais de corrente, que são tipicamente senoidais, devem ter amplitude máxima de 1,5 V e um nível *CC* de mesmo valor para que não haja erros de leitura pelo conversor *A/D*.

O circuito de condicionamento de corrente é utilizado por ambos os filtros ativos, no *FAP* é empregado para amostrar a corrente da rede e no *FAS* para amostrar a corrente do primário do transformador de acoplamento. Este circuito é composto por um inversor, somador de *off-set* e filtro *anti-aliasing*, conforme apresenta a Figura 101. Nesta figura

também é mostrado o circuito de condicionamento do sinal de *off-set* que é enviado ao *DSP* para ser subtraído digitalmente.

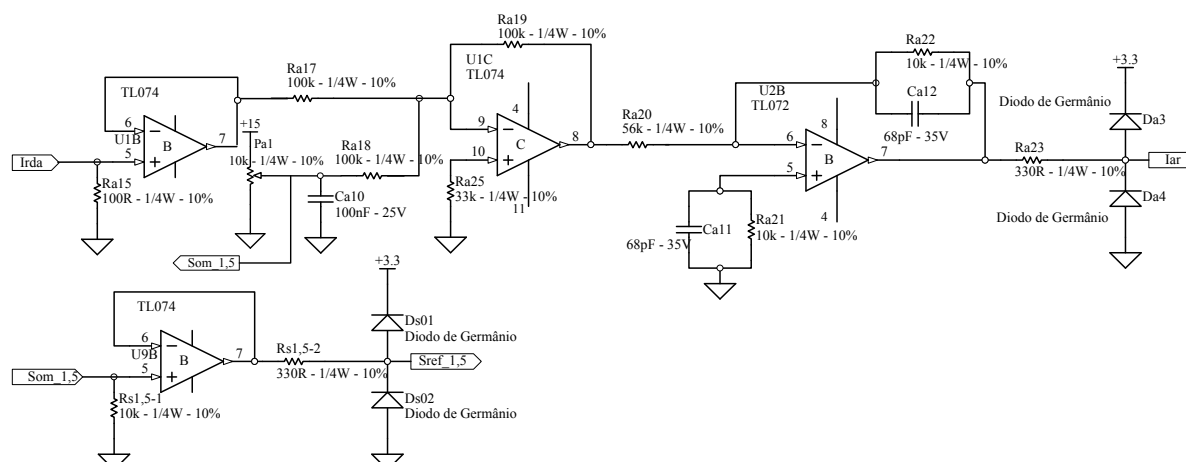


Figura 101- Circuito de condicionamento dos sinais de corrente e de *off-set*.

O sinal de corrente é amostrado por um transdutor por efeito Hall (modelo *LA-55 SP1*, fabricante *LEM*). Este transdutor apresenta um sinal de corrente proporcional a corrente que circula por sua janela numa razão de 2000:1. Para obter ganho de 0,1 V/A é necessário utilizar quatro espiras na janela do sensor, obtendo assim um ganho de corrente de 500:1, e como a saída do transdutor é em corrente, empregou-se um resistor para alcançar o ganho desejado.

Após o sinal de corrente ser devidamente amostrado, ele é somado com o valor de *off-set* (1,5 V), o qual tem a função de atribuir um nível *CC* aos sinais alternados, para que possam ser adequadamente amostrados. A última etapa do condicionamento é o filtro *anti-aliasing*, que é um filtro passa-baixas analógico de 1ª ordem com a função de evitar sub-amostragem dos sinais.

6.4.4 Condicionamento dos Sinais de Tensão Alternados

O circuito de condicionamento dos sinais de tensão alternados é utilizado tanto pelo *FAP* quanto pelo *FAS*, para obter informação da tensão da rede a fim de gerar o sincronismo através do *PLL* de entrada e obter a amostra da tensão na carga, respectivamente. As etapas do somador e filtro *anti-aliasing* são idênticas às do condicionamento dos sinais de corrente, apenas a primeira etapa que difere desta. O sinal de tensão é lido através de um divisor resistivo e levado em corrente até a entrada diferencial, aonde será devidamente tratado.

A Figura 102 apresenta o esquema elétrico do circuito de condicionamento dos sinais de tensão alternados.

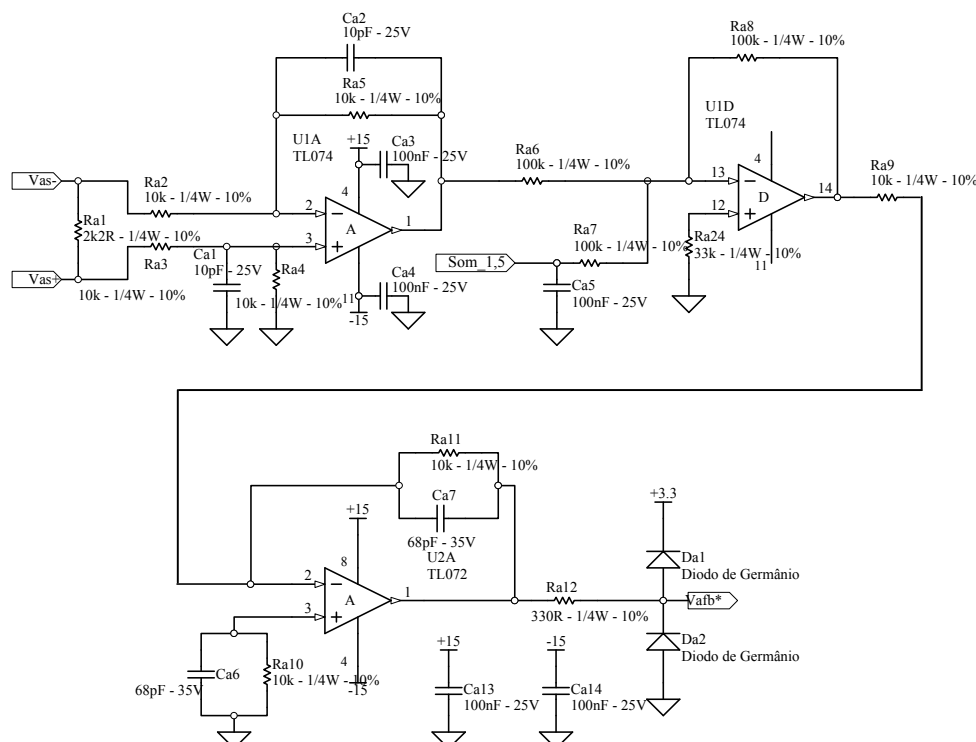


Figura 102- Circuito de condicionamento de tensão alternada.

6.4.5 Condicionamento do Sinal de Tensão do Barramento CC

Este circuito tem a função de fornecer ao *DSP* a informação da tensão em cada um dos bancos capacitivos que compõem o barramento de tensão. A leitura é realizada em relação aos barramentos positivo e o ponto médio e negativo e o ponto médio. Há apenas duas etapas neste condicionamento, a primeira é semelhante ao condicionamento das leituras das tensões alternadas, isto é, entrada diferencial, e a segunda é a etapa do filtro *anti-aliasing*. Neste condicionamento não há a necessidade de somar *off-set*, visto que os sinais são tipicamente CC. O circuito implementado é mostrado na Figura 103.

6.4.6 Adequação dos Sinais do *DSP* para os *Drivers*

Os *drivers* de acionamento operam com 15 V, porém a tensão de saída das portas *I/O* do *DSP* é de 3,3 V e capacidade de corrente limitada (aproximadamente 3 mA). Logo é necessário adequar os sinais de comando fornecidos pelo *DSP*. Esta adequação é realizada com o circuito integrado *SN7541* utilizando lógica *AND* e saída com coletor aberto, conforme ilustra a Figura 104.

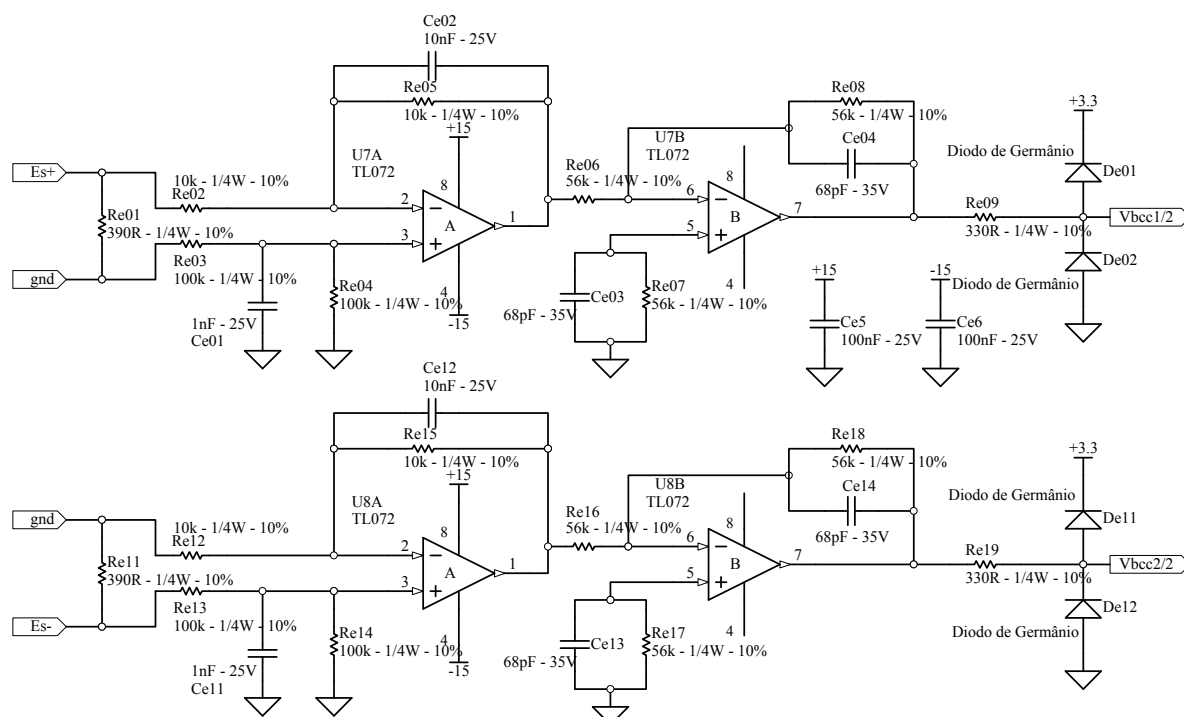


Figura 103- Circuito de condicionamento do sinal de tensão do barramento.

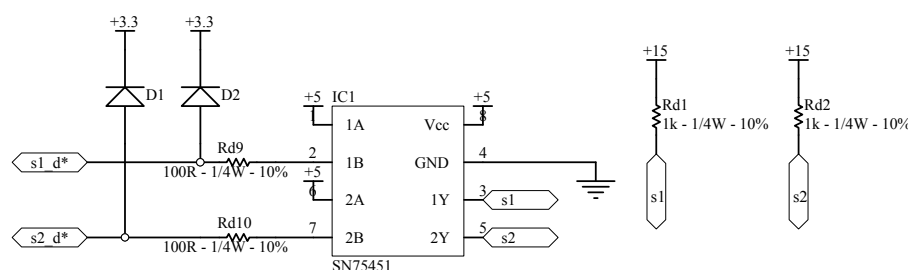


Figura 104- Circuito de condicionamento dos sinais do DSP para drivers.

Confeccionaram-se duas placas de condicionamento idênticas, pois elas são compatíveis com ambos os filtros ativos. Uma das placas é mostrada na fotografia da Figura 105, esta placa comporta todos os circuitos de condicionamentos que serão descritos neste tópico.

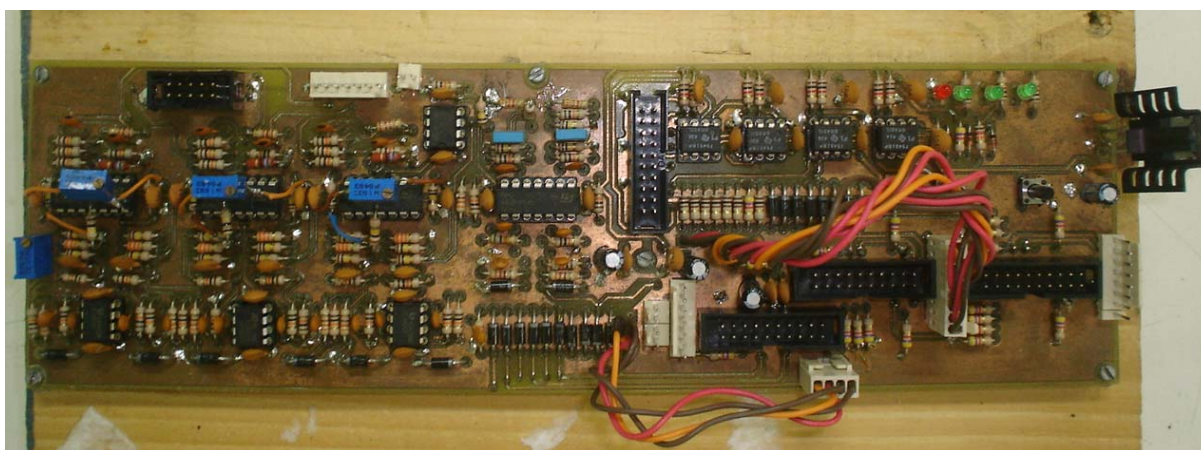


Figura 105- Fotografia da placa de condicionamento de sinais.

6.4.7 Módulo DSP

Para desenvolver o controle digital através do DSP, utilizou-se o kit didático *TMSF2812 eZdsp™*. Este kit permite o uso do *DSP* sem a necessidade de desenvolver todos os periféricos necessários, é um módulo independente que possibilita a comunicação com um computador através de uma porta paralela diretamente via controlador *JTAG*. Este módulo permite ao usuário a elaboração e depuração da programação através do *Code Composer™*, o qual acompanha o kit.

São características do DSP que integra o kit didático:

- Processador digital de sinais *TMS320F2812*;
- 18 K words de *RAM* on chip
- 128 K words de *ROM (Flash)* on chip
- 64 K words de *RAM* on board
- Controlador *JTAG (IEEE 1149.1)* on board
- Emulador *JTAG (IEEE 1149.q)* on board
- Adaptador para operação com tensão de 5 V
- Programa *Code Composer Studio* desenvolvido especialmente para este módulo.

O kit didático é apresentado na Figura 106.



Figura 106- Kit didático TMSF2812 eZdsp™.

6.4.8 Fonte de Entrada

Os circuitos de condicionamento e os *drivers* necessitam de alimentação simétrica de ± 15 V. Para suprir esta tensão utilizou-se uma fonte já confeccionada para cada um dos filtros. Estas fontes contêm saídas simétricas de ± 15 V e ± 12 V e relés auxiliares, os quais são usados para acionamento de contadores de pré-carga via saída digital do *DSP*. A Figura 107 apresenta o circuito da parte da fonte de maior interesse, que é a saída simétrica de ± 15 V, e a Figura 108 mostra a fotografia de uma das fontes utilizadas.

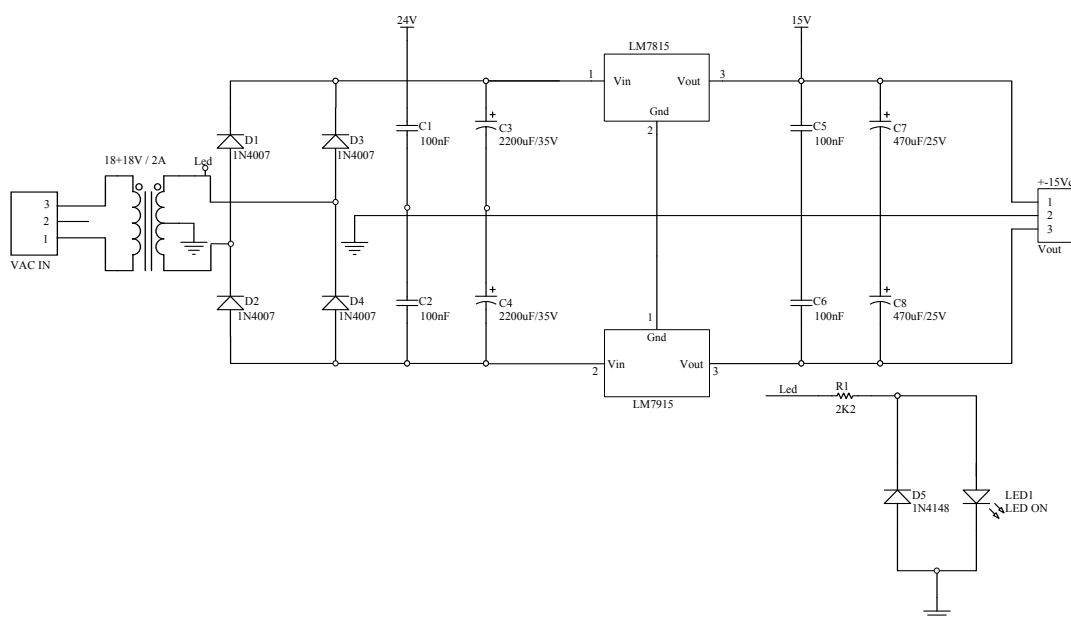


Figura 107- Circuito da fonte de alimentação para ± 15 V.

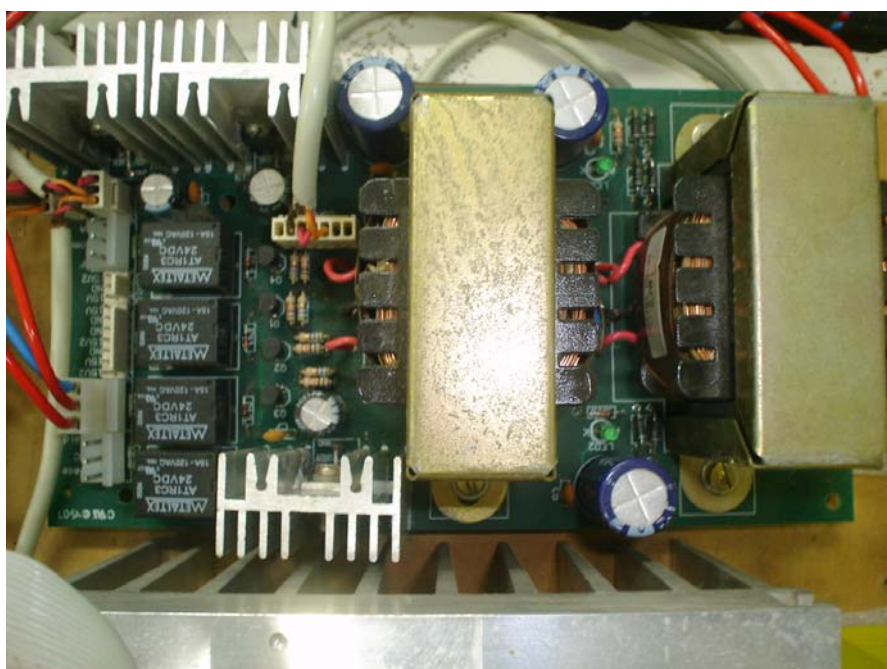


Figura 108- Fotografia da fonte de alimentação

6.5 RESULTADOS OBTIDOS

Este tópico trás os resultados obtidos para os vários testes efetuados com os filtros ativos. Foram realizados testes do *FAP* com *varivolt*, do *FAS* com fonte de harmônicos, do *UPQC* com *varivolt* e do *UPQC* com fonte de harmônicos.

Utilizou-se um osciloscópio digital modelo *TPS2024* da marca *Tektronix*[®]. As formas de onda dos resultados experimentais apresentados foram obtidas através de um arquivo que contém os pontos salvos dos sinais gerados pelo osciloscópio. Os pontos obtidos foram exportados para o *software MatLab*[®], com o qual foram geradas as formas de ondas.

Os resultados foram obtidos para uma potência de aproximadamente 1,7 kW, sendo abaixo da nominal, devido o limite de corrente nos transformadores, que é de 4,5 A eficazes. O *FAP*, por não depender deste transformador, poderia ser testado à potência nominal de 2,5 kW, no entanto, como padronização nos testes, resolveu-se adotar uma única potência para todos os testes.

As cargas utilizadas foram:

- Carga 1: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase *A* e o neutro *N*, indutância de comutação de 2,75 mH, carga $R = 30 \, \Omega$ e $L = 100 \, \text{mH}$ e potência em torno de 450 W;
- Carga 2: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase *B* e o neutro *N*, indutância de comutação de 2 mH, carga $R = 30 \, \Omega$ e $L = 125 \, \text{mH}$ e potência em torno de 450 W;
- Carga 3: retificador trifásico com indutância de comutação de 2,75 mH, carga $R = 112 \, \Omega$ e $C = 1,65 \, \text{mF}$ e potência em torno de 800 W.

6.5.1 Resultados Experimentais do *FAP*

Os testes do *FAP* foram obtidos através da utilização de um equipamento *varivolt* com capacidade de fornecimento de 0 a 240 V e 20 A por fase.

No decorrer do desenvolvimento do protótipo a indutância de comutação utilizada foi alterada em relação ao que fora especificado nos projetos, passando para 690 μH . Isto permitiu que a resposta do filtro ativo melhorasse frente às derivadas da corrente na carga. Logo, houve mudança no projeto do controlador, a frequência de cruzamento passou de 2 kHz para 3 kHz e a frequência do zero do controlador (f_{zip}) ficou em um quarto da frequência de

cruzamento ($f_{cip}/4$). Para estas alterações obtêm-se a seguinte equação a diferenças para o controlador de corrente:

$$c_{Hip}(k) = c_{Hip}(k-1) + 0,8757 \cdot e_{Hip}(k) - 0,6912 \cdot e_{Hip}(k-1) \quad (89)$$

A Figura 109, Figura 110 e Figura 111 apresentam as correntes na carga, saída do *FAP* e na rede para as fases *A*, *B* e *C*, respectivamente.

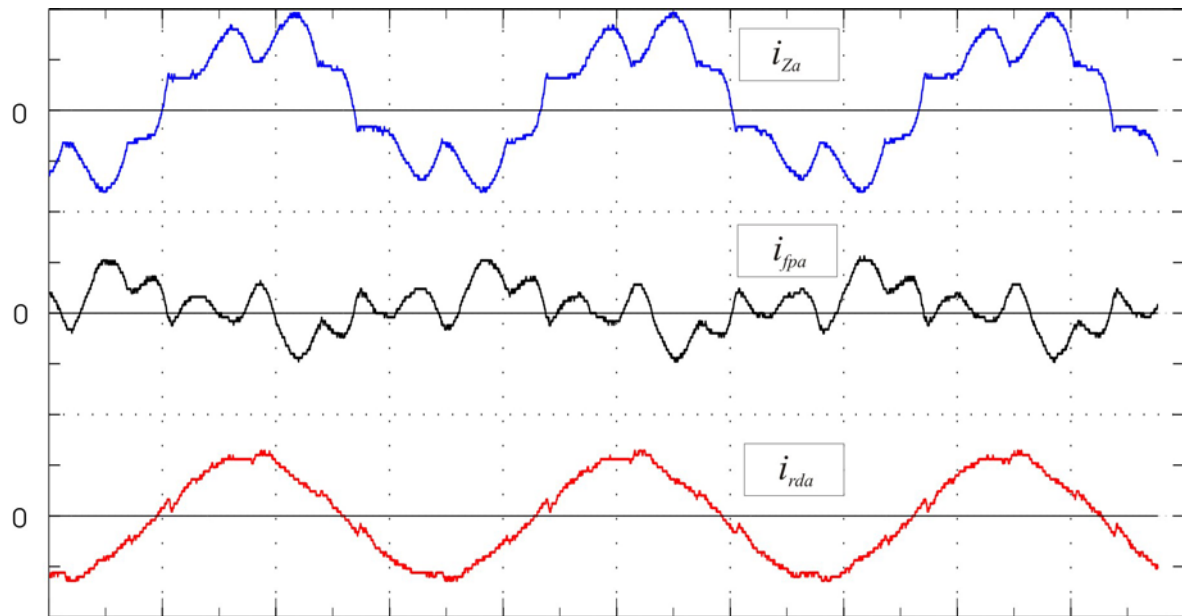


Figura 109- Correntes (10 A/div) na carga, *FAP* e rede para a fase *A*.

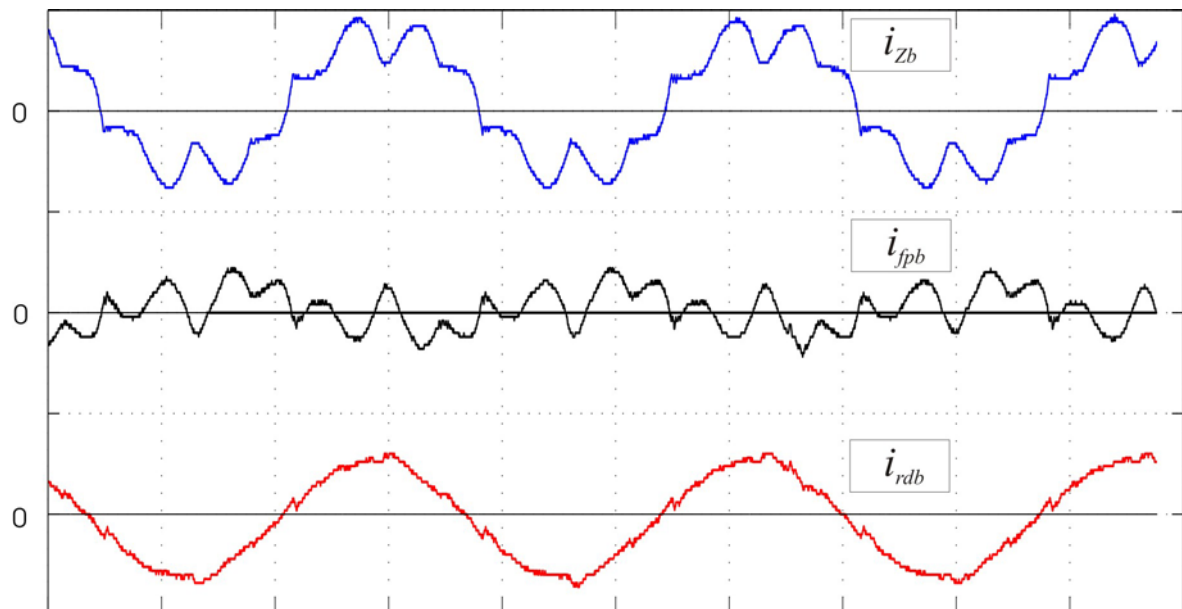


Figura 110- Correntes (10 A/div) na carga, *FAP* e rede para a fase *B*.

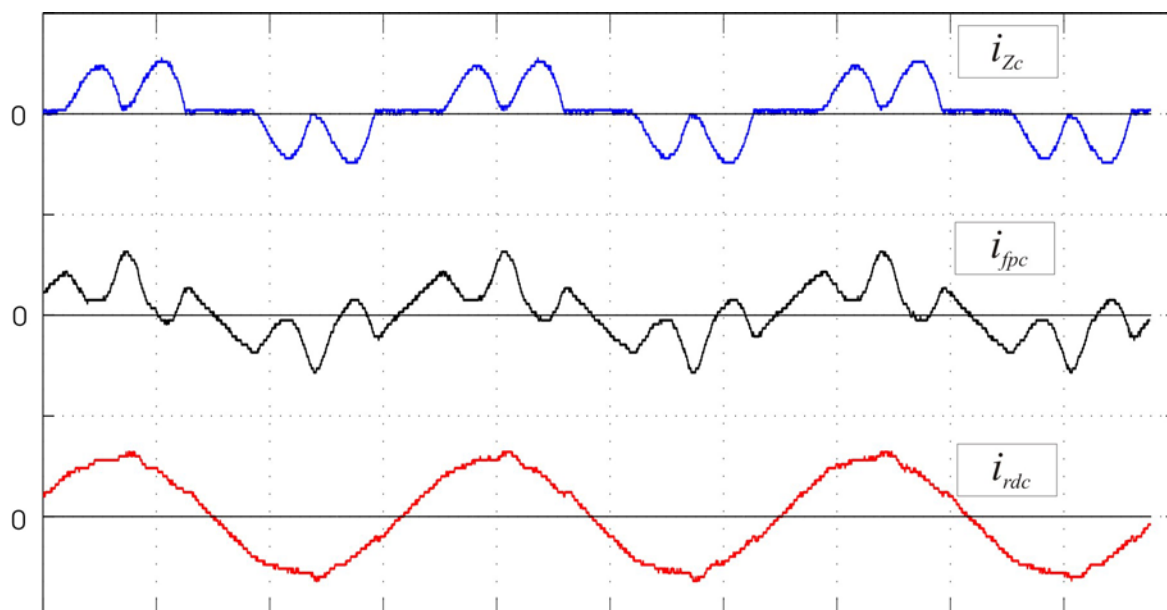


Figura 111- Correntes (10 A/div) na carga, *FAP* e rede para a fase *C*.

As tensões para cada um dos bancos de capacitores e no barramento total reguladas nos devidos níveis são mostradas na Figura 112.

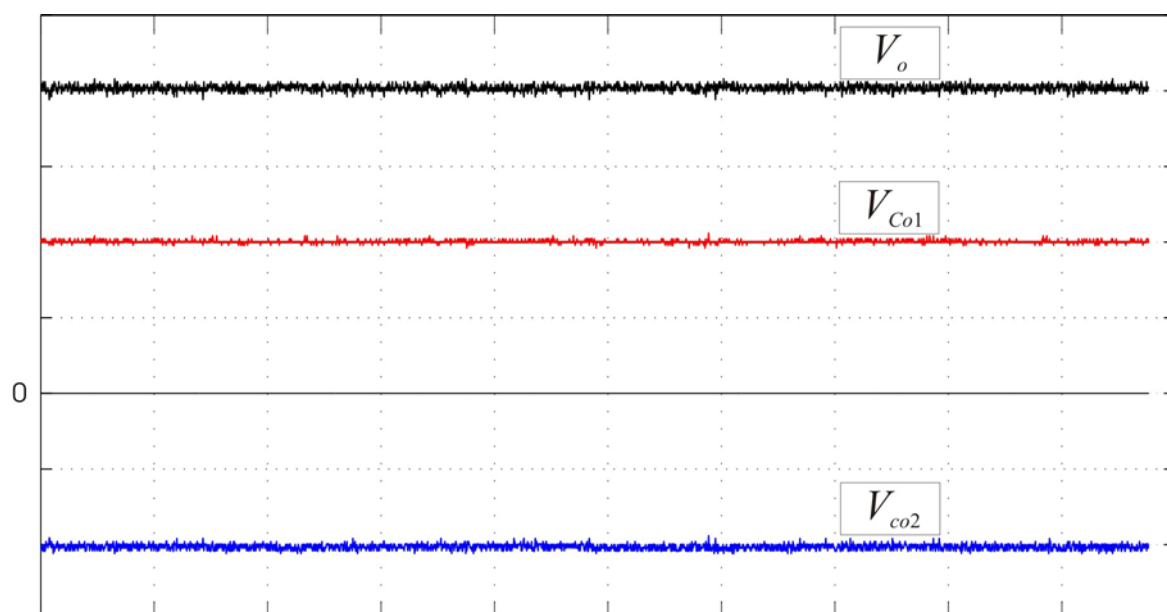


Figura 112- Tensões (100 V/div) em cada um dos bancos capacitivos e no barramento total.

A Figura 113, Figura 114 e Figura 115 mostram as comparações entre os harmônicos da corrente na carga e na rede juntamente com a norma *IEEE – 519* para as fases *A*, *B* e *C*, respectivamente.

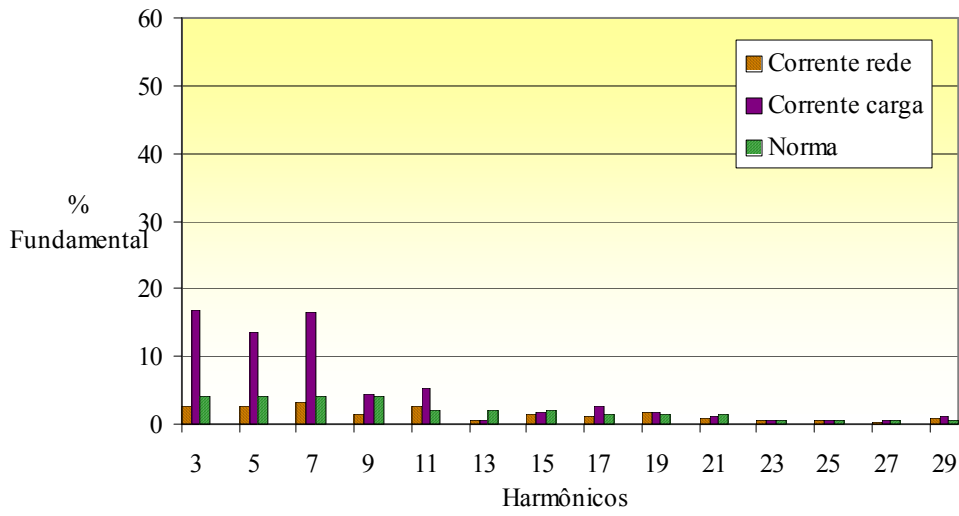


Figura 113- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase A.

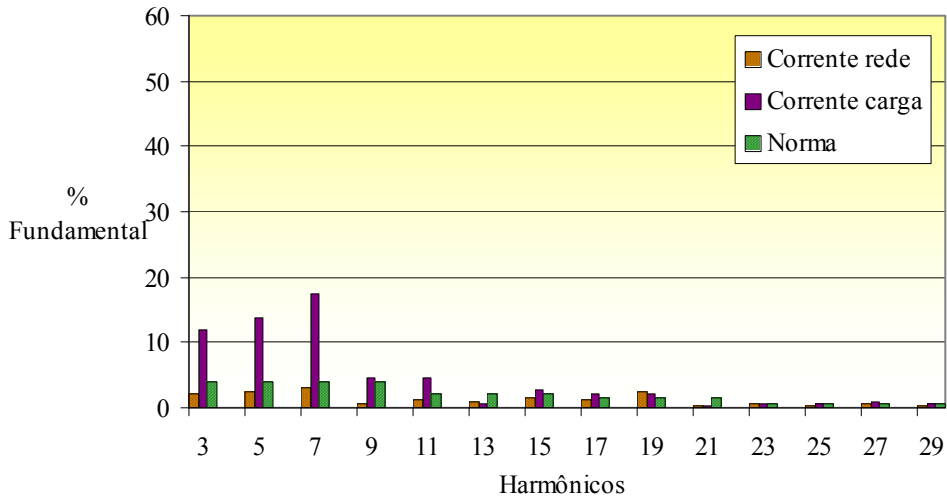


Figura 114- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase B.

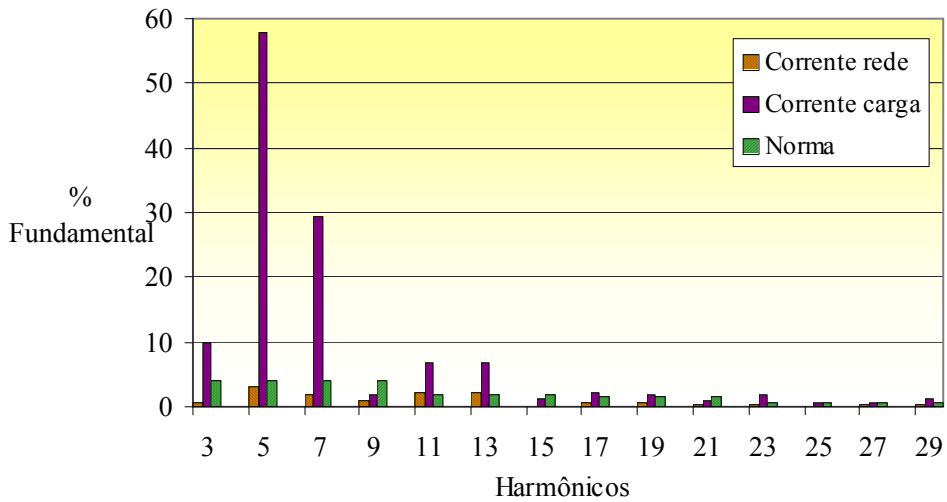


Figura 115- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase C.

Observa-se que as distorções harmônicas e o desequilíbrio reduziram significativamente, conforme análise a seguir:

- Corrente na carga em valor eficaz:
 - i_{Za} : 5,37 A e $DHT = 28,5 \%$;
 - i_{Zb} : 5,44 A e $DHT = 26,5 \%$;
 - i_{Zc} : 2,56 A e $DHT = 66,4\%$.
- Corrente na rede em valor eficaz:
 - i_{rda} : 4,17 A e $DHT = 6,9 \%$;
 - i_{rdb} : 4,17 A e $DHT = 6,2 \%$;
 - i_{rdc} : 4,17 A e $DHT = 5,2\%$.

A norma comparada foi a *IEEE* – 519 (1992) que serve como guia para análise de sistemas elétricos que alimentam cargas lineares e não-lineares. A comparação foi realizada para o caso mais crítico (corrente de curto/corrente nominal < 20) e verificou-se que algumas harmônicas ficaram acima dos valores da norma, como a 11^o e 19^o da fase *A* e a 19^o da fase *B*. A fase *C* está totalmente dentro da norma.

As compensações de harmônicos, reativos e desequilíbrio entre fases foram satisfatórias mesmo perante a presença de elevada impedância da fonte utilizada, fazendo com que um sistema outrora de baixa qualidade energética se torne um sistema com características de carga resistiva.

6.5.2 Resultados Experimentais do *FAS*

A implementação do *FAS* apresentou grandes dificuldades para serem resolvidas ou contornadas. Dois grandes aspectos foram cruciais no desenvolvimento deste filtro, os níveis *CC* de corrente e a impedância de dispersão do transformador. Inicialmente a estrutura fora montada e testada como um inversor de tensão. Posteriormente se adequou este inversor para operar como filtro ativo.

Os transformadores utilizados no projeto são equipamentos já pertencentes ao laboratório, sendo estes elementos os que mais restringiram o projeto, a começar pela potência utilizada. Com a técnica de controle proposta, onde o transformador está inserido entre a realimentação e a saída do inversor, houve severa dificuldade para eliminar o nível *CC* do

transformador. Pois o condicionamento e os erros inerentes da digitalização proporcionam pequenos níveis *CC* na amostra do sinal que o *DSP* recebe, fazendo com que o controlador atue corrigindo esse valor na saída do *FAS* inserindo tal nível *CC* onde não deveria. Este processo pode levar a saturação do núcleo do transformador.

Para solucionar este problema a alternativa viável foi realimentar a corrente contínua do primário do transformador e, através da utilização de um filtro média móvel, extrair o nível *CC* desta e inserir na malha de controle de tensão (BIN *et al.*, 2006). Conforme ilustra a Figura 116. O ganho de 0,1 é referente à impedância de dispersão do transformador e a diferença entre os sensores de corrente e tensão utilizados, sendo o de corrente igual ao do *FAP* e o de tensão o valor de projeto.

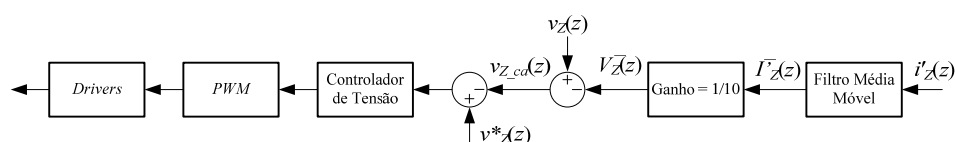


Figura 116- Diagrama de blocos representado a estratégia de eliminação de nível *CC*.

Resolvido o problema de nível *CC* resta a tentativa de reduzir a influência da impedância de dispersão no transformador perante corrente não linear. Para sistemas de baixa potência, como este projeto, a indutância de dispersão dos transformadores é elevada, podendo ser superior até mesmo a do indutor de saída do filtro ativo. Desta forma, a atuação do *FAS* é limitada por esta impedância. Quanto mais elevada for a potência dos projetos, menor a dispersão que, conseqüentemente, se torna menos influente.

Visando aperfeiçoar a ação do filtro, adaptou-se a estrutura para utilizar como indutância de comutação a própria dispersão do transformador, modificando a posição do capacitor, colocando-o em paralelo com o enrolamento do secundário, isto é, em série com a rede, conforme mostra a Figura 117. Isto faz com que o filtro série não veja a dispersão como um distúrbio.

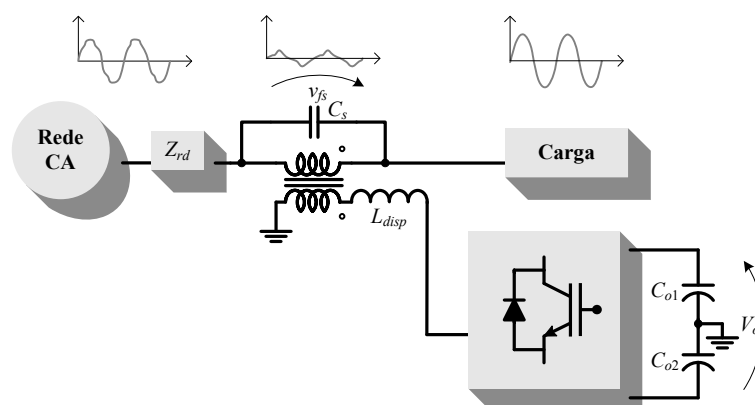


Figura 117- Estrutura funcional do *FAS* utilizando impedância do transformador.

A impedância de dispersão do transformador, levantada por ensaio, tem aproximadamente $0,9 \Omega$ de resistência e 2 mH de indutância. Logo, adotando a relação de transformação de $1 / \sqrt{3}$ e utilizando um capacitor de $6 \mu\text{F}$ a capacitância vista pelo *FAS* é de $18 \mu\text{F}$. Como a frequência do zero complexo conjugado do controlador foi definida em função da frequência de natural de ressonância do filtro passivo de saída (f_{ns}) e, agora considerando a indutância de dispersão, é necessário recalcular o controlador.

Adotando a frequência de cruzamento de 2 kHz , frequência do zero complexo e do pólo iguais a f_{ns} e $20 \cdot f_{ns}$, respectivamente, foi obtida a seguinte equação a diferenças para o controlador de tensão:

$$c_{Hvb}(k) = 0,639 \cdot c_{Hvb}(k-1) + 0,361 \cdot c_{Hvb}(k-2) + 12,047 \cdot e_{Hvb}(k) - 19,452 \cdot e_{Hvb}(k-1) + 7,852 \cdot e_{Hvb}(k-2) \quad (143)$$

Para a realização do ensaio, utilizou-se uma fonte de harmônicos de tensão (*FCATHQ* 450-22-50 de fabricação da *Supplier*) com capacidade de fornecer tensão de 0 a 240 V e corrente de 0 a 12 A com potência de $1,5 \text{ kW}$ por fase. As tensões geradas têm as seguintes composições:

- Fase A: 114 V (60 Hz); $+7,5\%$ (5^{ah}); $+5\%$ (11^{ah}); $+5\%$ (13^{ah});
- Fase B: 114 V (60 Hz); $+7,5\%$ (5^{ah}); $+7,5\%$ (7^{ah}); $+5\%$ (13^{ah});
- Fase C: 108 V (60 Hz); $+7,5\%$ (5^{ah}); $+7,5\%$ (7^{ah}); $+5\%$ (11^{ah});

A Figura 118, Figura 119 e Figura 120 apresentam as tensões na rede, saída do *FAS* e na rede para as fases A, B e C, respectivamente.

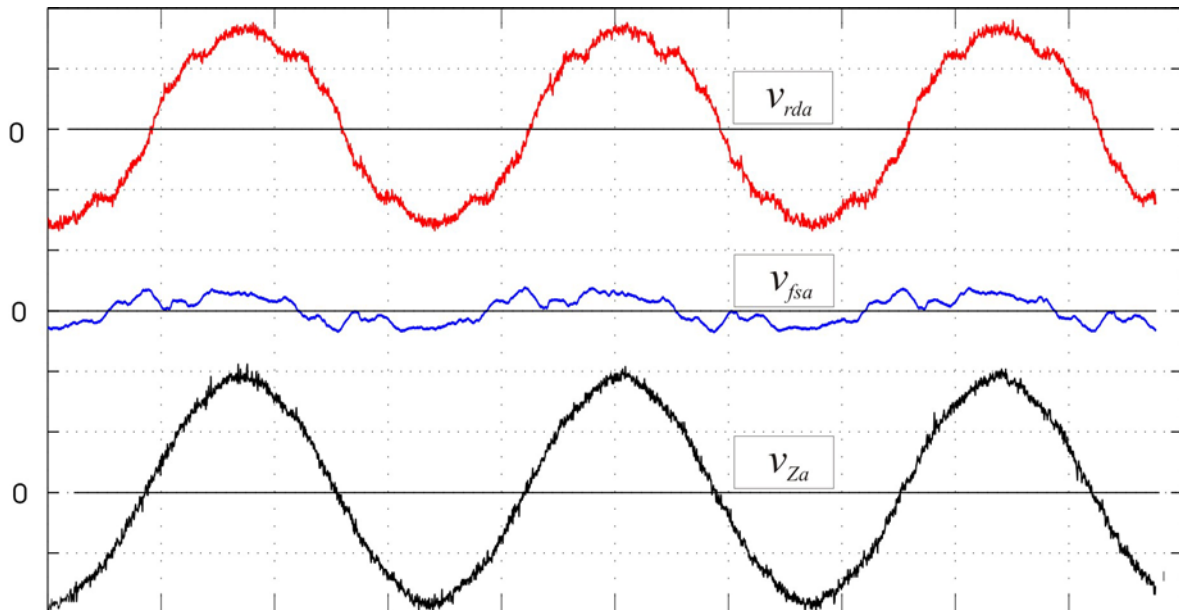


Figura 118- Tensões (100 V/div) na rede, *FAS* e carga para a fase A.

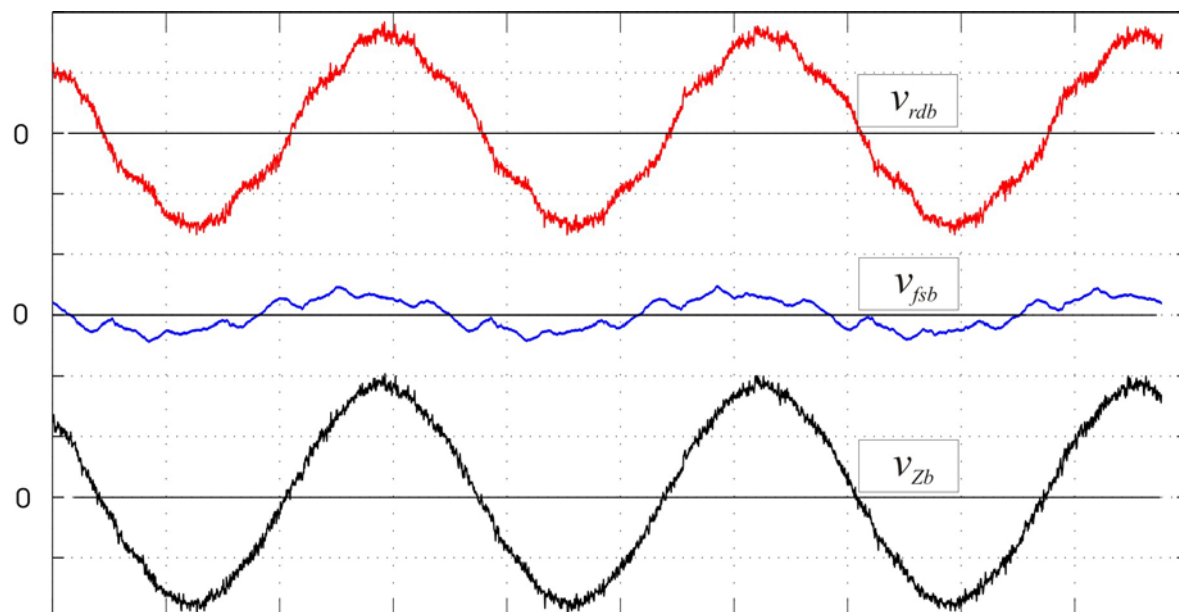


Figura 119- Tensões (100 V/div) na rede, *FAS* e carga para a fase *B*.

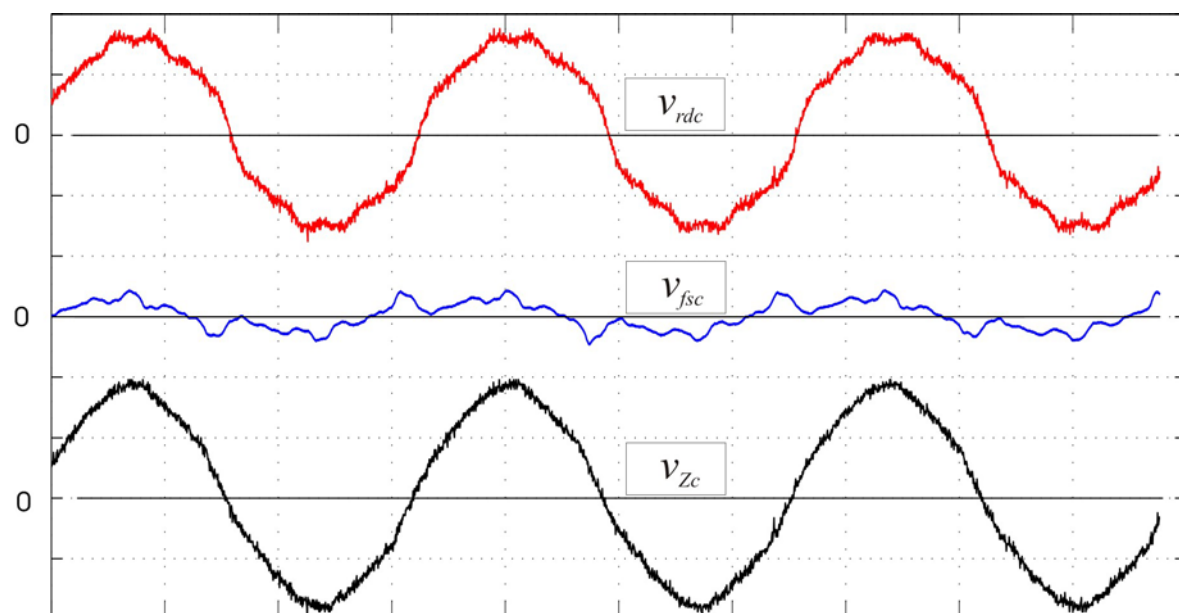


Figura 120- Tensões (100 V/div) na rede, *FAS* e carga para a fase *C*.

A Figura 121, Figura 122 e Figura 123 mostram as comparações entre os harmônicos da tensão na rede e na carga para as fases *A*, *B* e *C*, respectivamente.

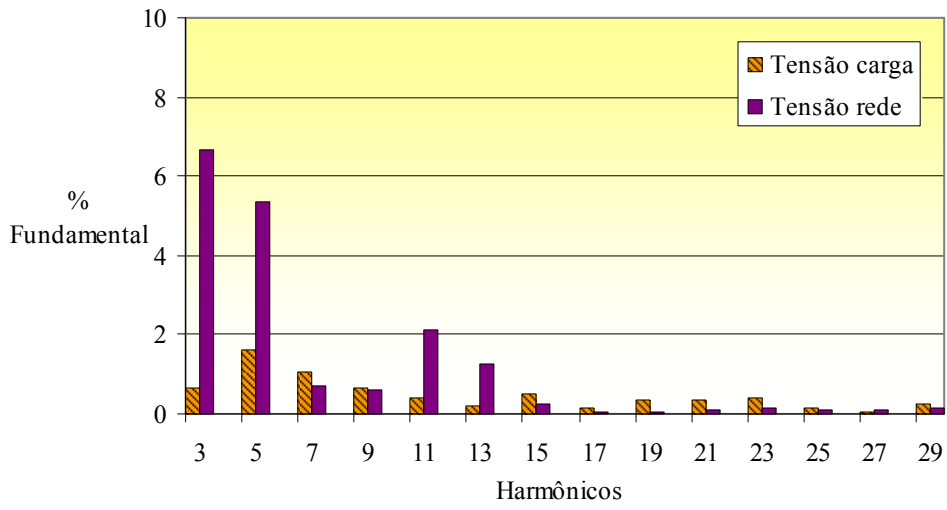


Figura 121- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase A.

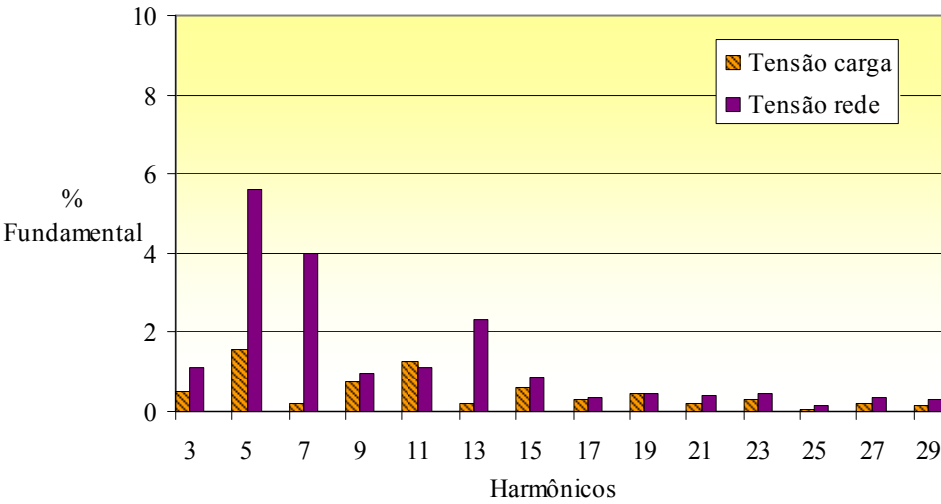


Figura 122- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase B.

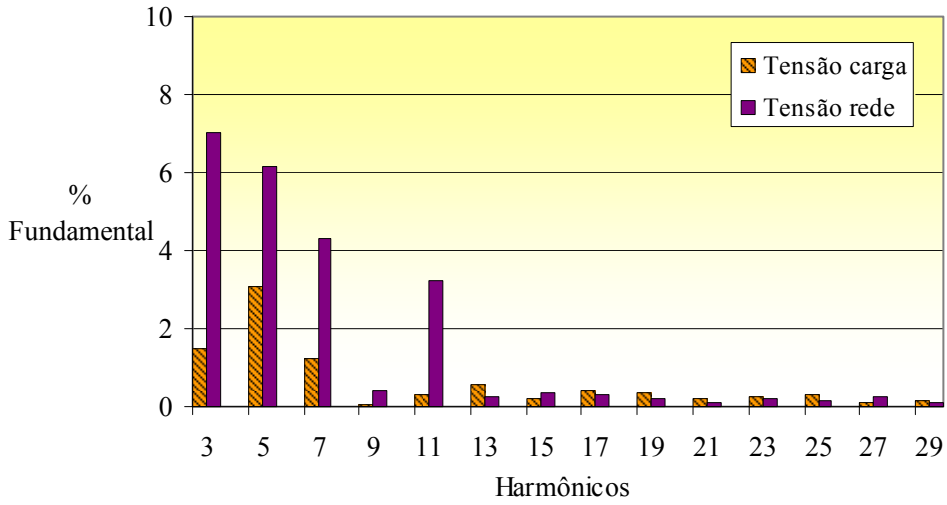


Figura 123- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase C.

A seguir são descritos os valores eficazes e a respectiva distorção harmônica das tensões na rede e na carga:

- Tensão na rede em valor eficaz:
 - v_{rda} : 116 V e $DHT = 9,3 \%$;
 - v_{rdb} : 109 V e $DHT = 8,2 \%$;
 - v_{rdc} : 116 V e $DHT = 11,1\%$.
- Tensão na carga em valor eficaz:
 - v_{Za} : 131 V e $DHT = 3,3 \%$;
 - v_{Zb} : 127 V e $DHT = 3,3 \%$;
 - v_{Zc} : 129 V e $DHT = 4,1\%$.

A norma *IEEE* – 519 determina que os harmônicos de tensão não devam ultrapassar os 5 % de distorção total, como pode ser observado todas as tensões atendem ao requisito da norma.

6.5.3 Resultados Experimentais do *UPQC*

Conforme descrito no capítulo 3 a forma de conexão dos filtros ativos paralelo e série é determinante para o resultado final da estrutura. Com o filtro série entre a rede e o filtro paralelo a corrente que circulará pelo transformador terá característica senoidal, não tendo as perdas por harmônicos da corrente de carga. Porém, o filtro passivo de saída do *FAP* não elimina totalmente a ondulação provocada pela comutação e, conforme comentado anteriormente, com a impedância do transformador elevada, essa ondulação acarreta em distorção na tensão da carga

No entanto, o maior problema não está no efeito da comutação na tensão da carga, mas sim na dinâmica do controle do *FAP*. A indutância dispersão do transformador é vista pelo filtro paralelo como uma impedância indutiva de linha, cujo valor, na ordem de 2 mH, é mais elevado que o indutor de comutação do *FAP*, interferindo diretamente na ação do controle. Vale citar que o modelo do filtro paralelo foi obtido desprezando a impedância da linha.

Conectando o filtro paralelo entre a rede e o filtro série os harmônicos de corrente da carga obrigatoriamente circularão pelo transformador, ocorrendo distorções na tensão. Porém,

nesta situação, os harmônicos têm frequências em uma banda que possibilita a atuação do filtro série, mesmo que limitada pela própria impedância do referido transformador.

A configuração final do *UPQC* ficou como descrita no capítulo 3, com o *FAS* utilizando o indutor de projeto e o capacitor em paralelo com o primário do transformador, de acordo com o proposto no início do projeto. Modificando novamente a equação de controle, porém, assim como ocorrido para o *FAP*, o indutor de comutação foi alterado a fim de melhorar a resposta do filtro série. A indutância utilizada foi de 660 μH , a frequência de cruzamento passou de 2 kHz para 3 kHz, a frequência do zero complexo igual à frequência de ressonância do filtro passivo de saída (f_{fs}) e do pólo igual a vinte vezes esta frequência ($20 \cdot f_{fs}$), agora alterada devido ao novo indutor. Isto resulta na seguinte equação a diferenças para o controlador de tensão:

$$\begin{aligned} c_{Hvb}(k) = & 0,639 \cdot c_{Hvb}(k-1) + 0,361 \cdot c_{Hvb}(k-2) + 12,047 \cdot e_{Hvb}(k) \\ & - 19,452 \cdot e_{Hvb}(k-1) + 7,852 \cdot e_{Hvb}(k-2) \end{aligned} \quad (143)$$

Os resultados do *UPQC* foram obtidos empregando inicialmente o *varivolt* e após utilizou-se a fonte de harmônicos de tensão. Com o *varivolt* a estrutura operou adequadamente, no entanto, não havia possibilidade de inserir harmônicos de tensão para analisar a resposta do *FAS*. Logo, os testes foram realizados com ambos os equipamentos, com o *varivolt* foi analisada a corrente na rede e com a fonte foi analisada a tensão na carga.

6.5.3.1 Resultados Obtidos com o *Varivolt*

Inicialmente serão apresentados os resultados das correntes relativos à utilização do *varivolt* como fonte de alimentação, conforme mostra a Figura 124.

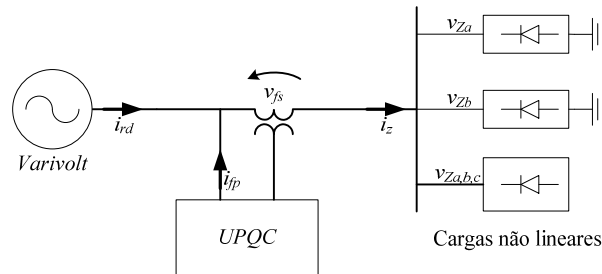


Figura 124- Estrutura montada para os ensaios com o *varivolt*.

A Figura 125, Figura 126 e Figura 127 apresentam as correntes na carga, saída do *UPQC* e na rede para as fases *A*, *B* e *C*, respectivamente.

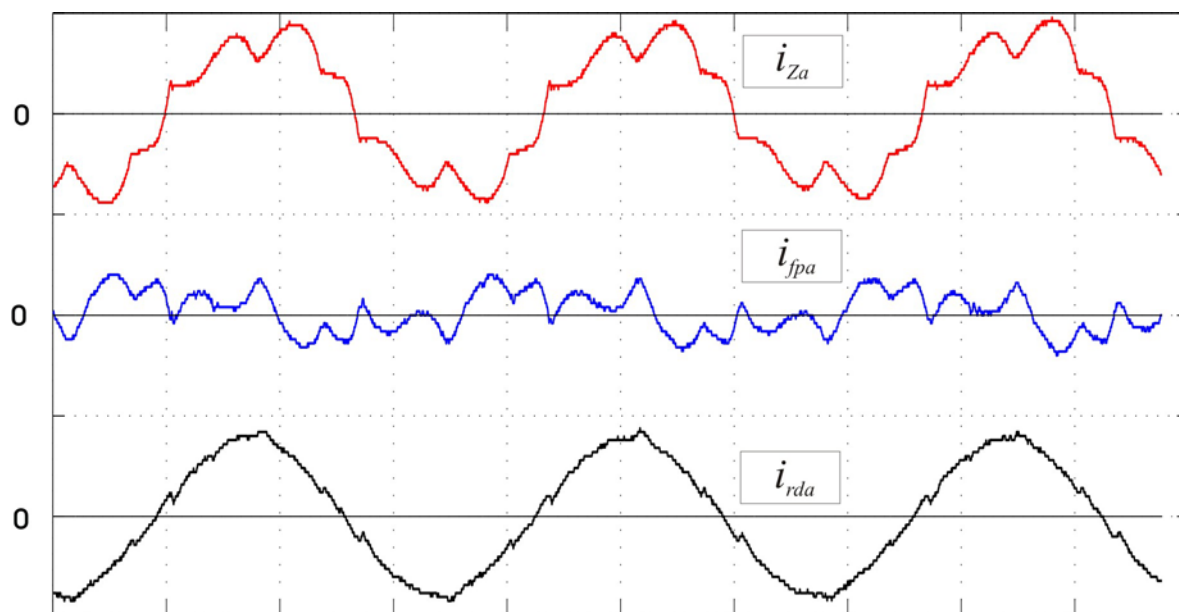


Figura 125- Correntes (10 A/div) na carga, *UPQC* e rede para a fase *A*.

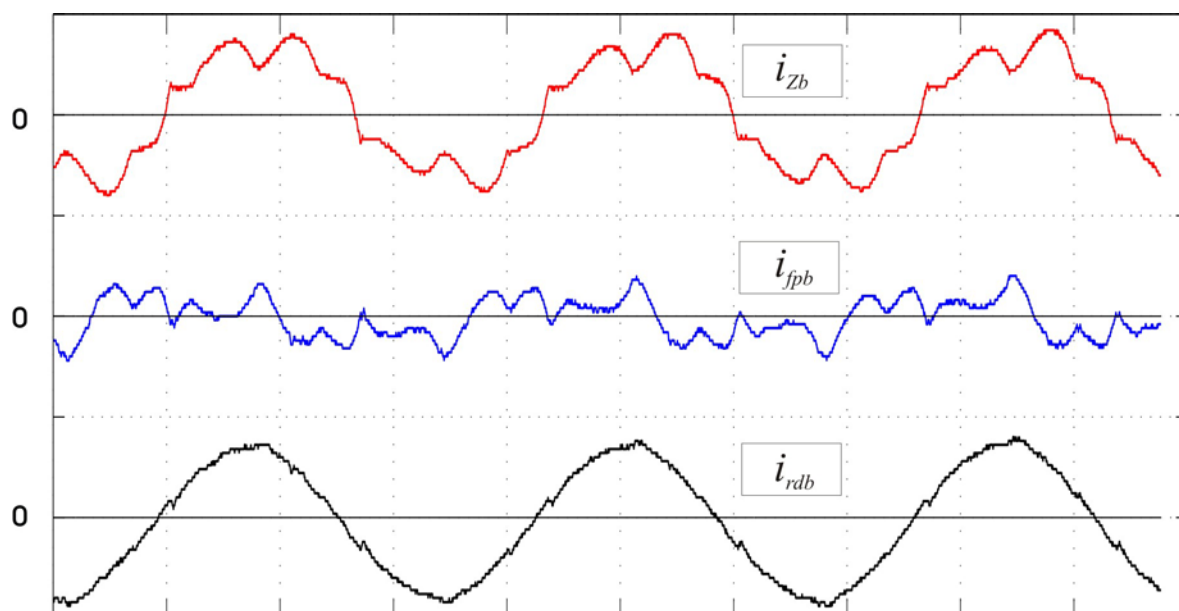


Figura 126- Correntes (10 A/div) na carga, *UPQC* e rede para a fase *B*.

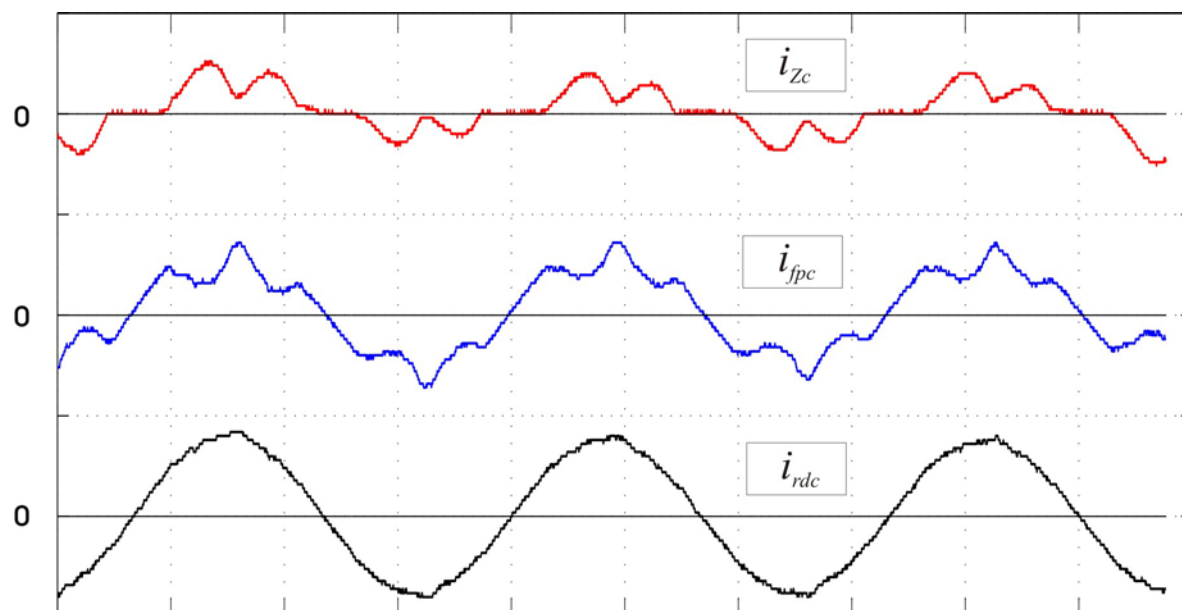


Figura 127- Correntes (10 A/div) na carga, *UPQC* e rede para a fase *C*.

A tensão do barramento total e para cada um dos bancos capacitivos é apresentada na Figura 128. Observa-se que há bom equilíbrio e com a tensão nominal de projeto devidamente controlada.

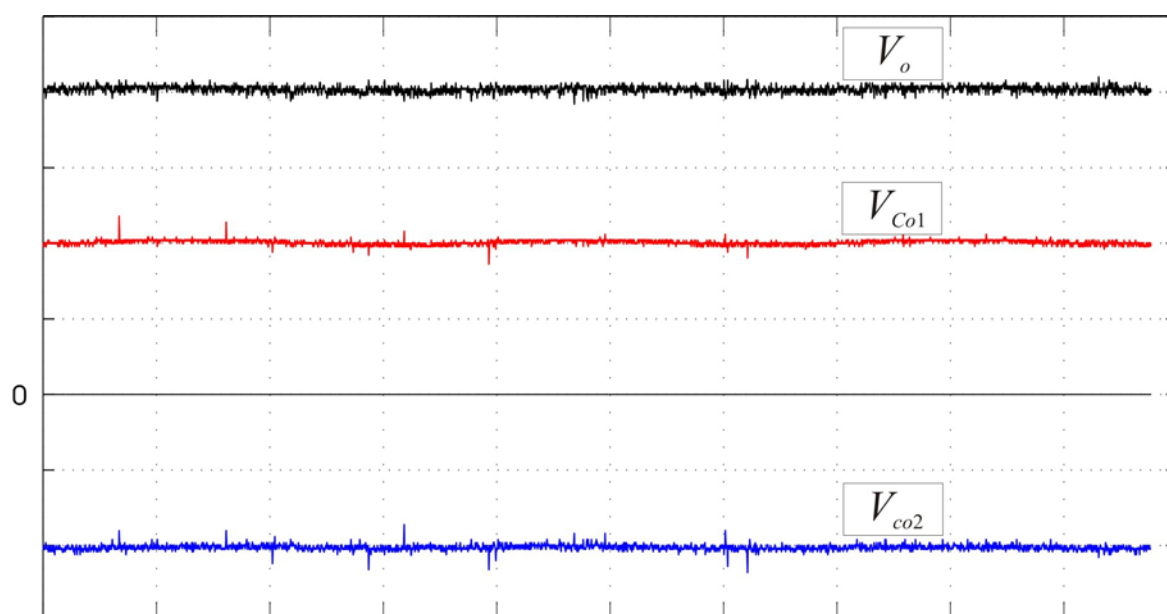


Figura 128- Tensões (100 V/div) em cada um dos bancos capacitivos e no barramento total.

A Figura 129, Figura 130 e Figura 131 mostram as comparações entre os harmônicos da corrente na carga e na rede juntamente com a norma *IEEE – 519* para a fase *A*, *B* e *C*, respectivamente.

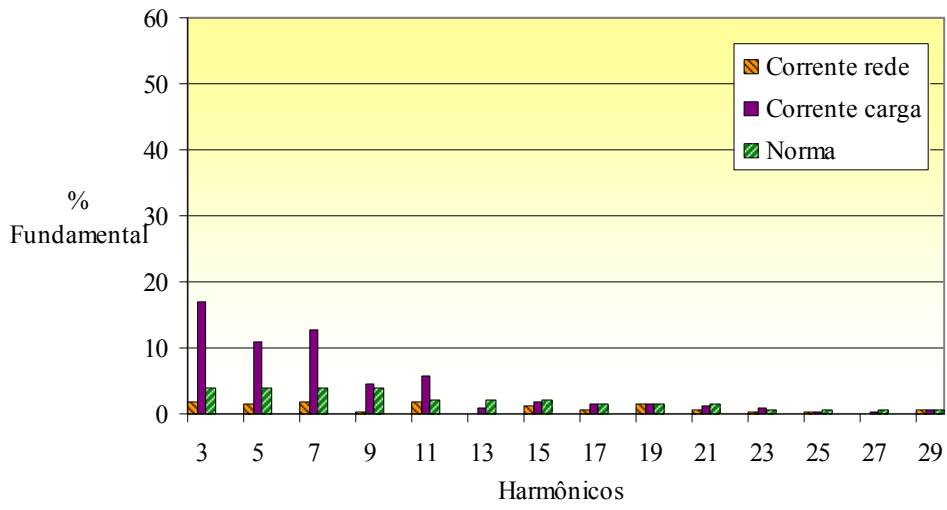


Figura 129- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase A.

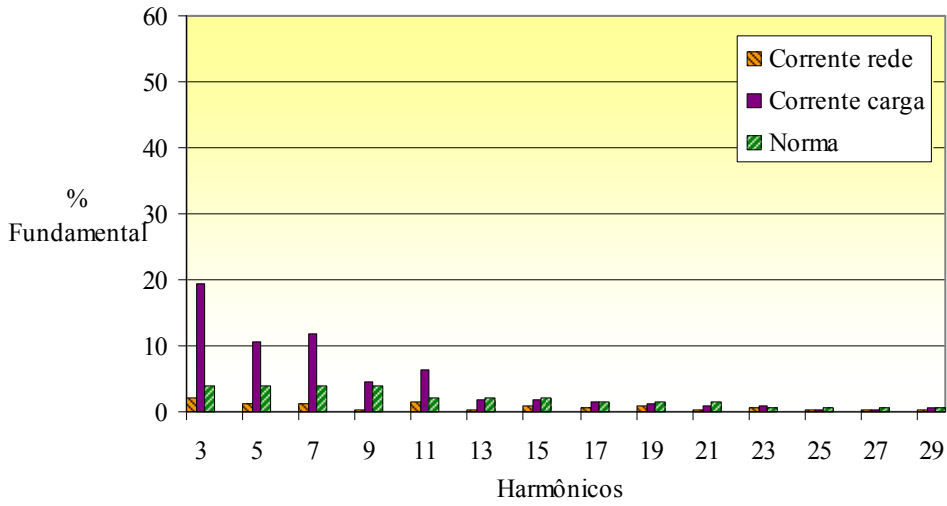


Figura 130- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase B.

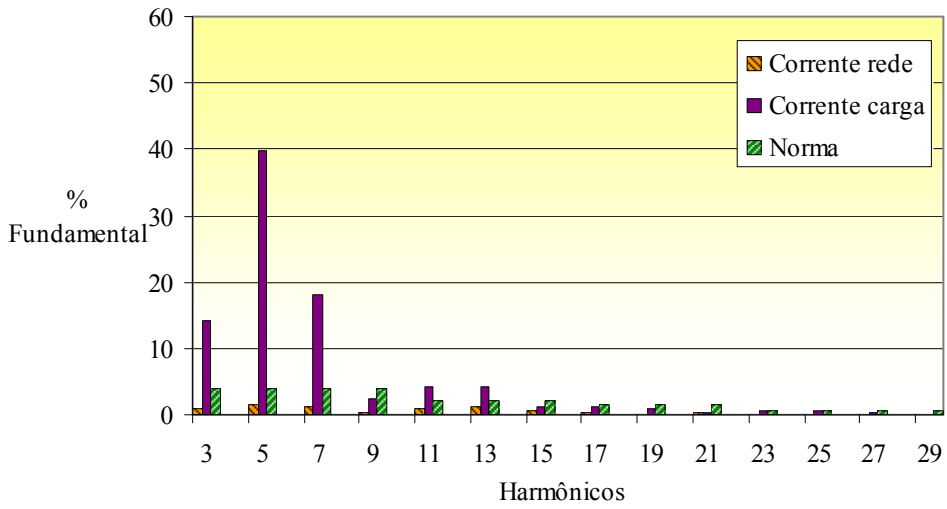


Figura 131- Harmônicos da corrente na carga e na rede para a fase C.

A distorção harmônica total por fase e seus valores eficazes de corrente para a carga e rede são descritas a seguir:

- Corrente na carga em valor eficaz:
 - i_{Za} : 5,86 A e $DHT = 26,1 \%$;
 - i_{Zb} : 5,50 A e $DHT = 26,9 \%$;
 - i_{Zc} : 2,37 A e $DHT = 46,2\%$.
- Corrente na rede em valor eficaz:
 - i_{rda} : 5,38 A e $DHT = 4,6 \%$;
 - i_{rdb} : 5,56 A e $DHT = 4,1 \%$;
 - i_{rdc} : 5,34 A e $DHT = 2,9\%$.

Todas as fases estão atendendo à norma para todos os harmônicos. A impedância do transformador, agora em série com a carga, melhora o resultado da corrente na rede, pois a derivada de corrente é minimizada pelo aumento da impedância indutiva.

A Figura 136, Figura 137 e Figura 138 trazem as tensões e correntes na carga e na rede para as fases *A*, *B* e *C*.

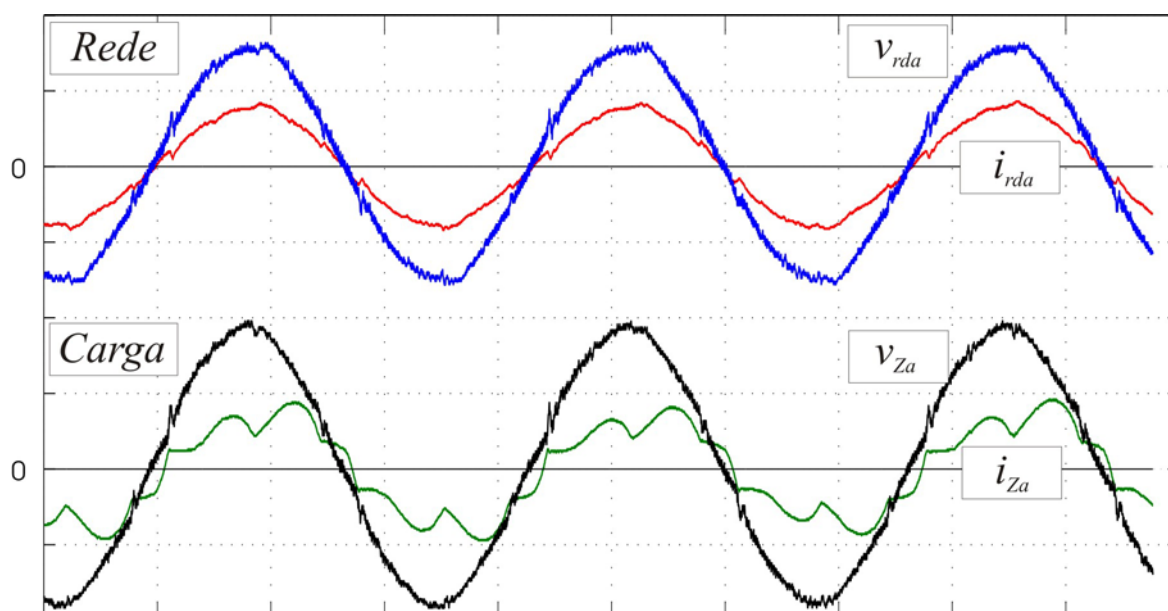


Figura 132- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase *A*.

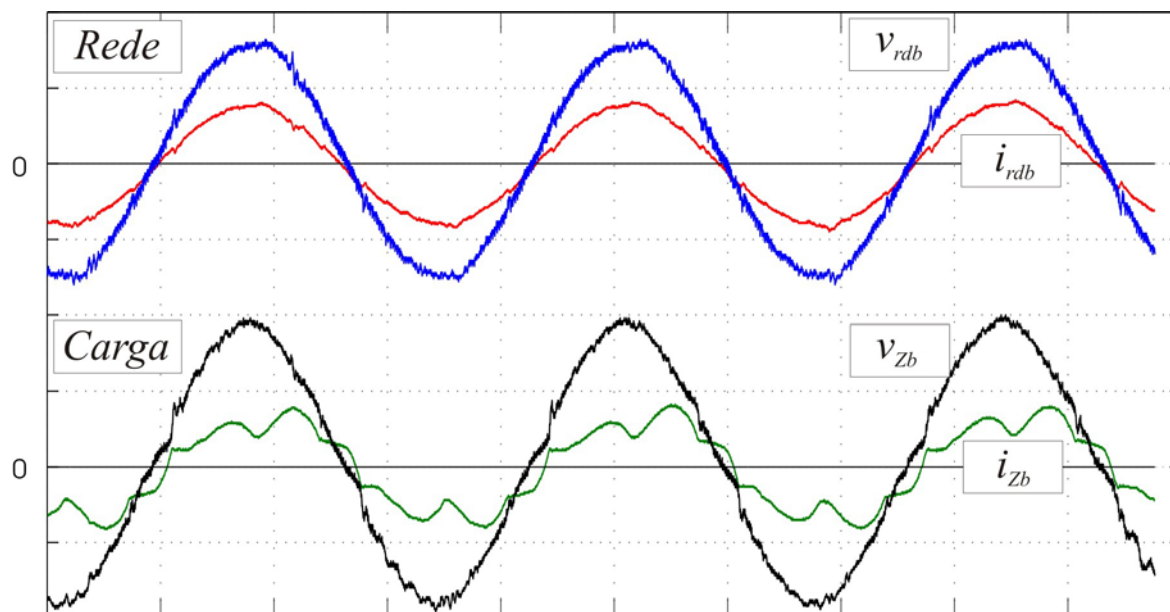


Figura 133- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase B.

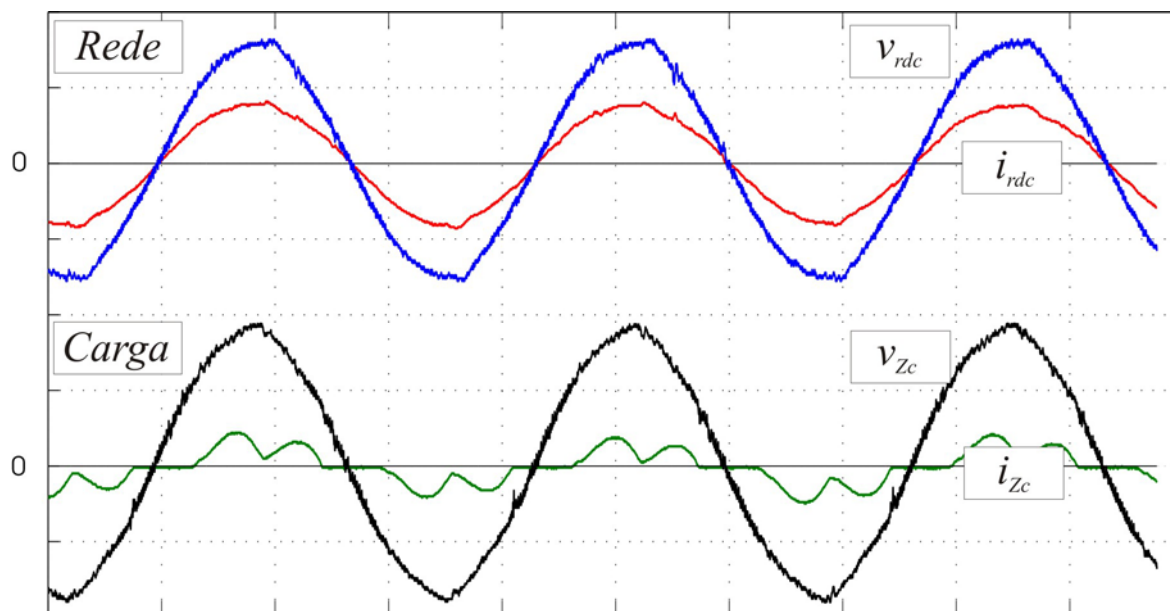


Figura 134- Tensão (100 V/div) e corrente (10 A/div) na rede e carga para a fase C.

A análise de potência realizada sobre estes sinais via osciloscópio apresentou os seguintes resultados:

- Potencia ativa e fator de potência na entrada do sistema:
 - $P_{rda} = 617 \text{ W}$, $FP_{rda} = 0,997$;
 - $P_{rdb} = 606 \text{ W}$, $FP_{rdb} = 0,993$;
 - $P_{rdc} = 614 \text{ W}$, $FP_{rdc} = 0,997$;
- Potencia ativa e fator de potência na carga:
 - $P_{oa} = 674 \text{ W}$, $FP_{oa} = 0,921$;

- $P_{ob} = 599 \text{ W}$, $FP_{ob} = 0,929$;
- $P_{oc} = 251 \text{ W}$, $FP_{oc} = 0,880$;

Com a utilização do *varivolt* para realizar a análise de potência o *FAS* se limitou a compensar apenas uma parcela da fundamental e o pequeno achatamento na tensão da rede. Nota-se que a corrente na rede é ligeiramente maior que a obtida para o *FAP* operando sozinho, devido à regulação da tensão na carga. Pois esta regulação eleva a potência consumida pela carga, exigindo maior amplitude de corrente na rede. Esta característica revela que há processamento de potência ativa pelo *UPQC* continuamente.

6.5.3.2 Resultados Obtidos com a Fonte de Harmônicos

Foi utilizado um indutor de $660 \mu\text{H}$ entre a fonte e o *UPQC* para evitar interações entre as estruturas, que ocorre devido à fonte ser um conversor controlado com impedância de saída capacitiva. A Figura 135 ilustra o sistema implementado para realizar os ensaios.

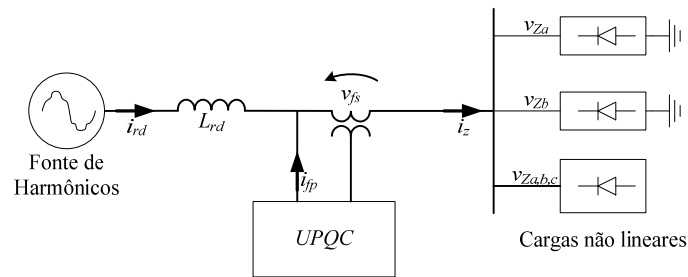


Figura 135- Estrutura montada para os ensaios com a fonte de harmônicos.

No caso do uso da fonte com o *UPQC* e o *FAS* tendo realimentação da tensão na carga, não houve operação adequada. Surgiram interações entre as três estruturas, *FAP*, *FAS* e fonte controlada, o adequado funcionamento foi possível com a utilização da realimentação da tensão na saída do filtro ativo série (tensão no primário do transformador), porém a referência foi inserida manualmente no *DSP*. Esta solução teve o intuito de mostra que o *FAS* conseguiu reproduzir os sinais necessários.

O limite da amplitude de tensão gerada pela fonte (180 V) impossibilitou que fosse gerado um sinal de tensão com a fundamental no valor nominal (127 V), pois este sinal, quando somado com os harmônicos, ultrapassaria o limite da fonte, a qual os ceifaria. Logo, as tensões utilizadas para as aquisições foram:

- Fase A: 114,5 V (60 Hz); +20% (3^{ah});
- Fase B: 114,5 V (60 Hz); +10% (5^{ah});

- Fase C: 114,5 V (60 Hz); +10% (7^ªh);

Para avaliar a resposta do *FAS* foram coletados os resultados das tensões na carga, rede e saída do *FAS* com a fonte de harmônicos. A Figura 136, Figura 137 e Figura 138 apresentam as tensões na rede, *UPQC* e na carga para as fases *A*, *B* e *C*, respectivamente.

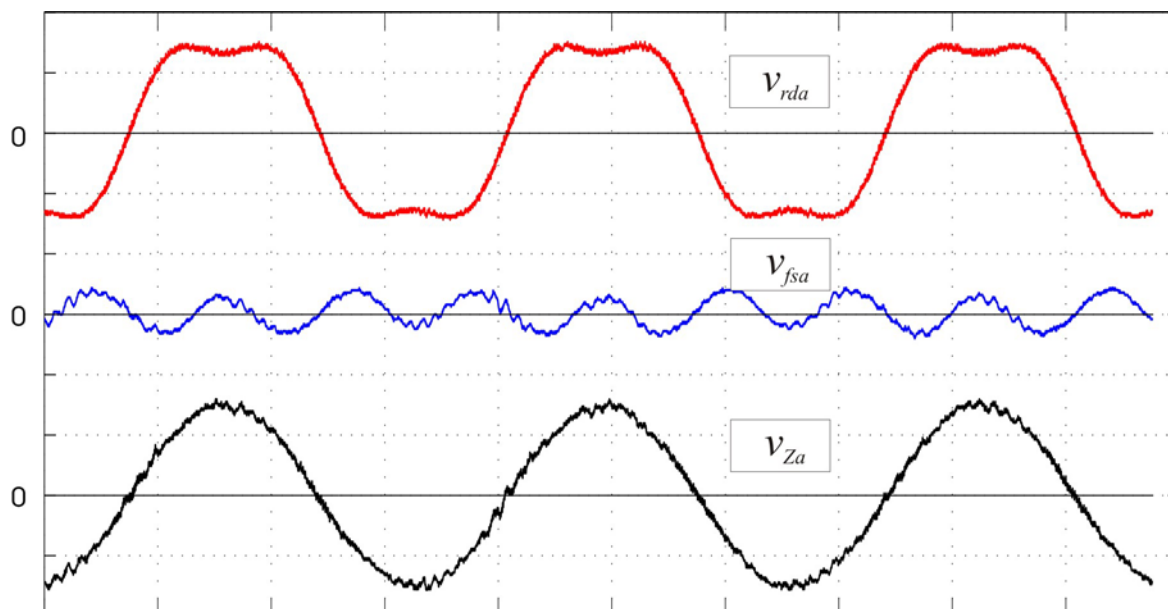


Figura 136- Tensões (100 V/div) na rede, *UPQC* e carga para a fase *A*.

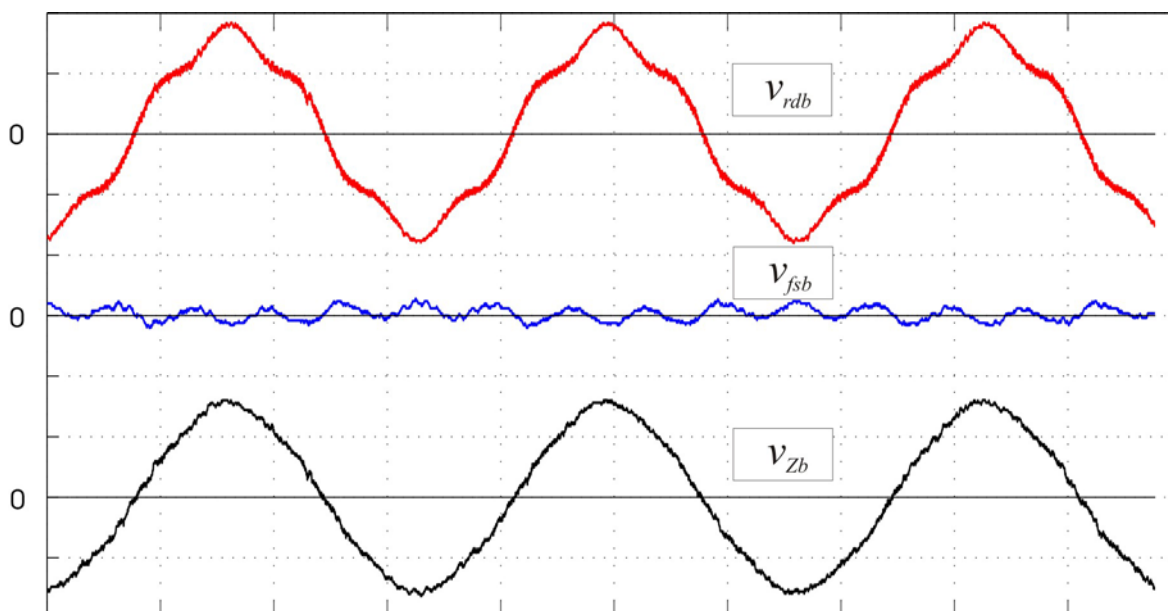


Figura 137- Tensões (100 V/div) na rede, *UPQC* e carga para a fase *B*.

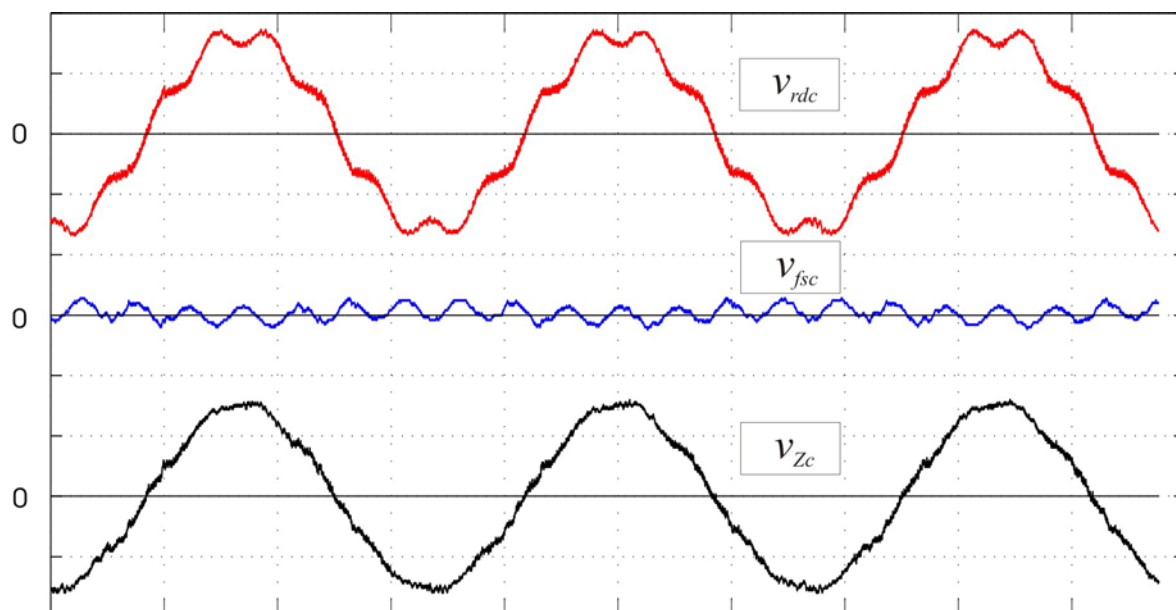


Figura 138- Tensões (100 V/div) na rede, UPQC e carga para a fase C.

A Figura 139, Figura 140 e Figura 141 mostram as comparações entre os harmônicos da tensão na carga e na rede para as fases A, B e C, respectivamente.

A seguir são descritos os valores eficazes e a respectiva distorção harmônica das tensões na rede e na carga:

- Tensões na rede em valor eficaz:
 - v_{rda} : 117 V e $DHT = 20,7 \%$;
 - v_{rdb} : 117 V e $DHT = 10,9 \%$;
 - v_{rdc} : 117 V e $DHT = 11,0\%$.
- Tensões na carga em valor eficaz:
 - v_{za} : 109 V e $DHT = 3,7 \%$;
 - v_{zb} : 110 V e $DHT = 3,9 \%$;
 - v_{zc} : 109 V e $DHT = 4,2\%$.

Assim como para o filtro ativo série com o capacitor no secundário do transformador as distorções estão abaixo dos 5 % recomendados pela IEEE – 519.

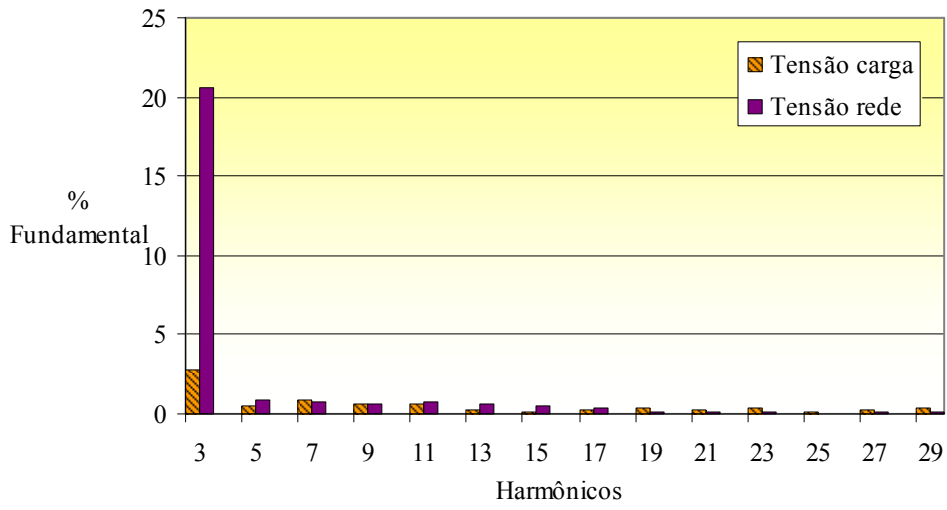


Figura 139- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase A.

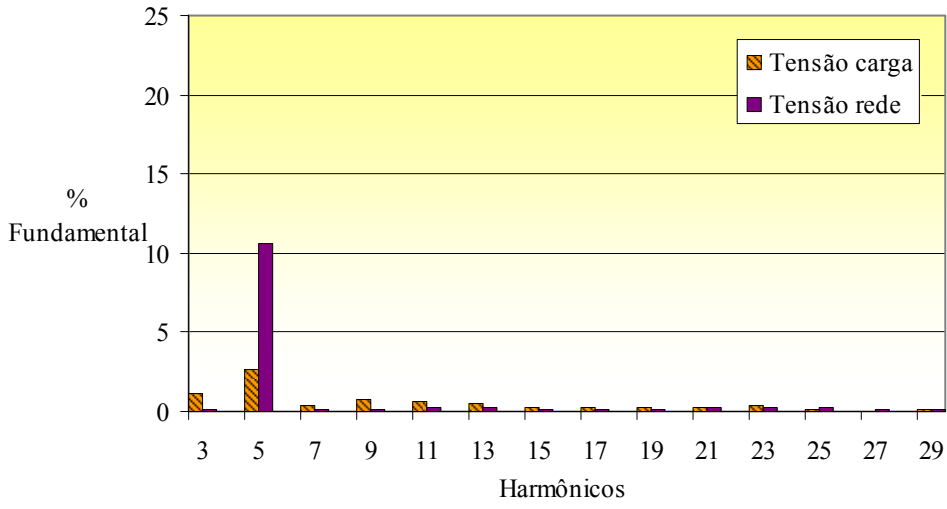


Figura 140- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase B.

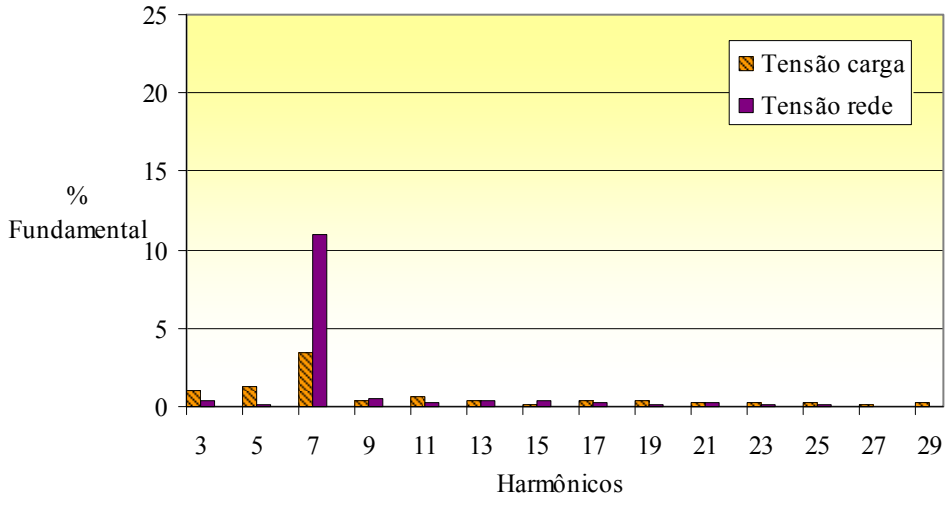


Figura 141- Harmônicos da tensão na carga e na rede para a fase C.

6.5.4 Comentários

Este capítulo abordou os aspectos relacionados às etapas desenvolvidas, à estrutura física necessária, aos problemas encontrados e aos resultados alcançados com a elaboração do protótipo.

Além dos problemas do transformador do *FAS*, também houve dificuldades nos ensaios por conta dos equipamentos utilizados como fonte de alimentação. Com o *varivolt* não houve a possibilidade de realizar ensaios adequados ao *FAS*. Todavia, com a utilização da fonte de harmônicos o *FAP* teve dificuldade de operar, pois a saída de impedância capacitiva da fonte controlada interagia com a estrutura do filtro, saída esta que não foi considerada na modelagem, pois esta característica é distinta de uma rede típica. Para evitar tal interação foi preciso inserir um indutor entre a fonte e o filtro ativo, porém com um indutor elevado os harmônicos de tensão gerados pela fonte são reproduzidos na corrente da rede. Mesmo perante as dificuldades obtiveram-se bons resultados para todos os ensaios, com adequação à norma *IEEE – 519* em praticamente todos os ensaios, exceto por dois harmônicos quando o *FAP* foi ensaiado isoladamente.

7 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho propôs uma abordagem simplificada para o controle de um condicionador unificado de qualidade de energia. Inicialmente elaborou-se um estudo a respeito da classificação dos filtros ativos. Foram analisadas as configurações possíveis utilizando filtros ativos e as topologias dos conversores empregados, observando o número de condutores e o tipo do barramento *CC*. Esta etapa foi base para a escolha de um inversor com fonte de tensão (*VSI*) e barramento com ponto médio como estrutura de potência utilizada no protótipo. Esta topologia de conversor possibilitou a compensação de distorções de qualquer natureza na carga incluindo desequilíbrio entre fases.

Definido o conversor utilizado, elaborou-se um estudo a cerca da estrutura de potência do *UPQC*, descrevendo o procedimento para determinar os componentes que compõem a estrutura de potência, análise dos filtros passivos e conexão com a rede. Com a utilização do módulo de potência da *Semikron* não foi necessário projetar e especificar os componentes semicondutores, ficando o projeto restrito aos elementos passivos. A conexão dos filtros ativos em conjunto exigiu criteriosa análise a respeito da interação que pode ocorrer entre as estruturas. Outra importante análise foi da resposta em frequência dos filtros passivos, que devem permitir a reprodução dos harmônicos desejados e evitar a ondulação da corrente na rede por efeito da comutação.

O desenvolvimento da estrutura de controle foi o foco da dissertação, pois o objetivo foi elaborar um sistema de controle simples, o qual utiliza realimentação direta da corrente na rede e da tensão na carga, para *FAP* e o *FAS*, respectivamente. Os controladores projetados com base nos modelos matemáticos obtidos apresentaram bons resultados na implementação, mostrando que as simplificações e considerações efetuadas foram coerentes. Utilizando abordagens simples e bem difundidas de controle e geração de referência é possível melhorar a qualidade de energia na rede.

As simulações numéricas dos filtros ativos objetivaram mostrar que os modelos matemáticos e leis de controle obtidas estavam coerentes. O objetivo desta etapa foi servir de base para iniciar os trabalhos de implementação prática. Para tanto, os resultados foram

considerados satisfatórios, permitindo condições de desenvolver o protótipo projetado, que se deu, inicialmente com o *FAP*, posteriormente com a elaboração do *FAS* e finalmente unindo as duas estruturas para formar o *UPQC*.

A maior dificuldade na implementação do *FAP* foi a ambientação com a estrutura, pois o início do projeto se deu pelo *FAP*, logo era necessário compreender todas as etapas envolvidas, como estrutura de potência, filtro passivo de saída, condicionamento, *drivers* de acionamento e a utilização do *DSP* como ferramenta de controle. O fato das estruturas dos filtros ativos se assemelharem bastante facilitou os trabalhos iniciais com o protótipo do *FAS*. No entanto, as grandes dificuldades vieram do emprego do transformador. Inicialmente foi necessário eliminar o nível *CC* da tensão no primário do transformador, pois pequenos níveis médios na tensão de saída são suficientes para proporcionar elevados níveis *CC* na corrente deste transformador, o que levaria facilmente à saturação do núcleo. A solução para o problema foi realimentar a corrente no primário do transformador, obter o nível *CC* por filtro média móvel e compensá-lo na malha de tensão do filtro ativo.

A impedância de dispersão do transformador de acoplamento também se caracterizou um problema para a implementação do *FAS*. Sendo esta impedância maior que a impedância indutiva de saída do filtro ativo, a resposta deste aos harmônicos decorrentes das cargas não-lineares é limitada. Esse fato levou a utilização da própria dispersão como indutância de filtragem do *FAS*, configuração que produziu bons resultados, conforme foi visto neste capítulo.

Em geral os resultados foram satisfatórios, com a maior parte deles atendendo à condição de maior restrição da norma *IEEE – 519*, considerando as dificuldades de elaborar os ensaios com as diferentes fontes de alimentação dos filtros ativos em conjunto e da utilização de um transformador de elevada impedância de dispersão.

A proposta de realimentar diretamente os sinais de corrente na rede e tensão na carga facilitou a elaboração do *UPQC*. Frente à dificuldade de geração de referência baseada nos harmônicos, a técnica proposta se preocupa apenas em gerar um sinal senoidal e sincronizá-lo com a tensão da rede. Isto facilita a implementação dos algoritmos de controle e exige menor esforço dos processadores, portanto, a facilidade na geração de referência faz com que o controlador fique com a maior parcela do trabalho.

Como sugestão para trabalhos futuros, este protótipo pode ser melhorado com a utilização de um transformador de baixa distorção e aperfeiçoamento dos métodos de ensaios, como por exemplo, empregar um sistema de alimentação que possa reproduzir harmônicos de tensão e ter característica de impedância similar a da rede elétrica, isto é, diferentemente da

fonte empregada. Com relação à implementação da lei de controle, fica a sugestão de utilizar apenas um *DSP* para controlar os dois *hardwares*, gerando apenas um sinal de referência sincronizado com a tensão da rede.

REFERÊNCIAS

- AFONSO, J. L.; MARTINS, J. S. Qualidade de Energia Eléctrica na Indústria. **Ciclo de Seminários – As oportunidades das Ameaças: A Qualidade da Energia Eléctrica**, Universidade do Minho, Portugal, 17 p., 2003.
- AKAGI, H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. **IEEE Transaction on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1312-1322, 1994.
- AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. H. An Universal Active Power Line Conditioner. **IEEE Transaction on Power Delivery**, v. 13, n. 2, p. 545-551, 1998.
- AREDES, M. **Active Power Line Conditioners**. 155 p. Doctor of Science Thesis – Vom Fachbereich 12 Elektrotechnik der Technischen Universität Berlim, Berlim – Alemanha, Mar/1996.
- AREDES, M.; *et al.* A Simplified Control Strategy for a Unified Quality Conditioner Prototype. **IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, (PESC'05)**, Recife – PE, p. 2592-2597, Jun/2005.
- ÄSTROM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-Controlled Systems: Theory and Design**. 3 ed. Nova Jersey – EUA: Prentice-Hall, Inc. Information and Systems Sciences Series. 1996.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 4. ed. Florianópolis-SC: Ed. Do Autor, 2002. 408 p.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis – SC: Ed. Do Autor, 2001, 334 p.
- BHATTACHARYA, S.; *et al.* Active Filter System implementation. **IEEE Industrial Applications Magazine**, p. 47-63, Set/Out 1998.
- BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão. **SBA Controle & Automação**, São Paulo – SP, v. 11, n. 1, Jan/Fev/Mar/Abr 2000.
- BIN, X. *et al.* Application of Moving Average Algorithm for Shunt Active Power Filter. **IEEE International Conference on Industrial Technology, (ICIT'06)**, Mumbai – Índia, p. 1043-1047, Dez/2006.
- CAMARGO, R. F. de. **Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência**. 258 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, 2002.
- CARDOSO, F. L. **Projeto de Um Retificador Bidirecional com Elevado Fator de Potência com Controle por VMI Implementado no DSP TMS320F2812**. 169 p. Dissertação

(Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Santa Catarina – CCT – DEE, Joinville – SC, Mai/2006.

CHEN, D.; XIE, S. Review of the Control Strategies Applied to Active Power Filters. **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT'04)**, Hong Kong, p. 666-670, Abr/2004.

CHEN, K. The Impact of Energy Efficient Equipment on Systems Power Quality. **IEEE Industry Applications Conference, 2000**, Roma – Itália, v. 5, p. 3240-3247, 2000.

CHEN L.; XIE, Y.; ZHANG, Z. Comparison of Hybrid Active Power Filter Topologies and Principles. **International Conference on Electrical Machines and Systems, (ICEMS'08)**, Wuhan – China, p.2030-2035, Out/2008.

DSP (digital signal processing) development tools, Code Composer Studio, applications software, C6000, C5000, C2000.

DUNGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F; BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality**. 1. ed. Nova Yorque – EUA: McGraw-Hill, 1996. 260 p.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active Power Filters – A review. **IEE Proceedings – Power Electronics Application**, v. 147, n. 5, p. 403-413, Set/2000.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronic**. 2 ed. Nova Iorque: Publisher, 2001. 912 p.

FUJITA, H.; AKAGI, H. The Unified Power Quality Conditioner: The Integrations of Series and Active Filters. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 13, n 2, p. 315-322, Mar/1998.

IEEE Std. 519-1992. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. 1992.

IZHAR, M.; *et al.* Performance for Passive and Active Power Filter in Reducing Harmonics in The Distribution Systems. **National Power & Energy Conference (PECon'04) Proceedings**, Kuala Lumpur – Malaysia. p. 104-108, Nov/2004.

JABBAR, R. A. Impacts of Harmonics caused by Personal Computers on Distribution Transformers. **3rd International Conference on Electrical Engineering, (ICEE'09)**, Lahore – Paquistão, p. 1-6, Abr/2009.

JOU, H. L.; WU, J. C.; WU, K. D. Parallel Operation of Passive Power Filter and Hybrid Power Filter for Harmonic Suppression. **IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution**, v. 148, n. 1, p. 8-14, Jan/2001.

KHADKIKAR, V.; *et al.* Conceptual Study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC). **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, (ISIE'06)**, Canadá, v. 2, p. 1088-1093, Jul/2006.

LINDEKE, D. **Projeto de Um Filtro Ativo Paralelo de 1 kVA Usando Técnicas de Controle Analógica e Digital**. 169 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, 2003.

LINDEKE, D.; *et al.* Filtro Ativo Monofásico de 1kVA com Controle Digital Utilizando DSP. **15th Congresso Brasileiro de Automática (CBA'04)**, Gramado – RS, 8 p., Set/2004.

MARIUM, N.; *et al.* Review of Control Strategies for Power Quality Conditioners. **National Power & Energy Conference (PECon'04) Proceedings**, Kuala Lumpur – Malásia, p. 109-115, Nov/2004.

MEZAROBÁ, M.; RAYCIK, J. C. Design of a Reversible PFC with Digital Control Using DSP. **7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'05)**, Recife – PE, 2005.

MICHELIS, L.; *et al.* Análise e modelagem de cargas típicas de redes de distribuição de energia elétrica. **The 8th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, (CLAGTEE'09)**, Ubatuba – SP, 8 p., 2009.

MONTEIRO, L. F. C.; AREDES, M.; NETO, J. A. M. A Control Strategy For Unified Power Quality Conditioner. **IEEE International Symposium on Industrial Electronic, (ISIE'03)**, p. 391-396, Jun/2003.

MORÁN, L.; *et al.* Using Active Power Filters to Improve Power Quality. **5th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99)**, Foz do Iguaçu – PR, p. 1-11, 1999.

MOUSAVI, S.; TAVAN, B.; BAKHTIARI, H. The Review and Analysis the Destructive Effects of Harmonics on a Sample MV-LV Transformer. **20th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, (CIRED'09)**, Praga – República Tcheca, p.1-4, Jun/2009.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 3 ed. Nova Jersey – EUA: Prentice-Hall, Inc. 1997.

OGATA, K. **Discrete-Time Control System**. 2 ed. Nova Jersey – EUA: Prentice-Hall, Inc. 1995.

ORTMANN, M. S. **Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação**. 207 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, Mar/2008.

MUSSA, S. A.; MOHR, H. B. Three-Phase Digital PLL for Synchronizing on Three-Phase/Switch/Level Boost Rectifier by DSP. **Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Aachen – Alemanha. v. 34, p. 3659-3664. 2004.

PAL, Y.; SWARUP, A.; SINGH, B. A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement. **Power System Technology and IEEE Power India Conference, (POWERCON'08)**, Nova Delhi, p. 1-8, Out/2008.

PENG F. Z.; ADAMS, D. J. Harmonic Sources and Filtering Approaches. **IEEE Industry Applications Magazine**, Michigan State Univ. – EUA, p. 18-25, Jul/Ago 2001.

POMÍLIO, J. A. Harmônicos. **O Setor Elétrico**, São Paulo, v. 1, n. 03, p. 18-23, Abr/2006.

REDL, R.; TENTI, P.; DAAN VAN WYK, J. Power Electronics' Polluting Effects. **IEEE Spectrum**, v. 34, n. 5, p. 33-39, Mai/1997.

RENDUSARA, D. A.; *et al.* Design Considerations for 12-Pulse Diode Rectifier Systems Operating Under Voltage Unbalance and Pre-Existing Voltage Distortion with Some Corrective Measures. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1293-1303, Nov/Dez 1996.

RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. Harmonic Voltage Reduction Using FAS. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1394-1402, Set/2006.

RIBEIRO, E. R. **Filtros Ativos Série Para a Compensação de Harmônicas de Tensão**. 213 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, 2003.

ROMANELI, E. F. R. A Conservação de Energia Através da Aplicação de Autotransformadores na Correção de Fator de Potência. In: Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, Florianópolis, 2002. **Seminário de Eletrônica de Potência do INEP-2002**. Florianópolis, p 125-130, 2002.

SINGH, B.; *et al.* A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 260-271, Out/1999.

SINGH, B.; *et al.* Multipulse AC–DC Converters for Improving Power Quality- A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, EUA, v. 23, n. 1, p. 260-281, Jan/2008.

SOUZA, A. F. **Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave**. 181 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, 1998.

SOUZA, F. P. de. **Correção do Fator de Potência Para Instalações de Baixa Potência**. 178 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, Jun/2000.

STERB, J. D. **Projeto de Um Inversor Trifásico com Snubber de Undeland Regenerativo e Controle Digital**. 164 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Santa Catarina – CCT – DEE, Joinville – SC, 2007.

STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. Power Flow in Typical Series-Parallel Hybrid Filters Topologies. **Power Quality and Supply Reliability Conference, 2008**, p. 225-228, Ago/2008.

TMS320F2812 Data manual, Literature Number SPRS174L, Dez/2004.

TMS320F/C28x DSP Controllers CPU and Instructions Set – Literature Number SPRU 160C, Texas Instruments. Jun/1999.

TOMASELLI, L. C. **Controle de Pré-regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243**. 95 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina – INEP, Florianópolis – SC, Fev/2001.

TOMASELLI, L. C.; MOHR, H. B. A High Power Factor Pre-regulator control using the DSP Controller. **6th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'01)**, Florianópolis – SC, 2001.

TURUNEN, J.; SALO, M.; TUUSA, H. Comparison of three Series Hybrid Active Power Filter Topologies. **11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004**, v. 2, p. 324-329, Set/2004.

XAVIER, P. A. C. **Avaliação das Características Elétricas de Reatores Eletrônicos Utilizados em Lâmpadas Fluorescentes Tubulares**. 162 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília – DF, Set/2005.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Power Quality Considerations on Shunt/Series Current and Voltage Conditioners. **10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2002**, v. 2, p. 595-600, Out/2002.

WONG, M. C.; LAM, C. S.; DAI, N. Y. Comparison of structure topologies for hybrid filters. **43rd International Universities Power Engineering Conference, (UPEC'08)**, Padova – Itália, p. 1-5, Set/2008.

YUNUS, H. I.; BASS, R. M. Comparison of VSI and CSI Topologies for Single-Phase Active Power Filters. **27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC'96)**, Baveno – Itália, p. 1892-1898, Jun/1996.