

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
INDUSTRIAL - CPGEI

PRISCILA FACCO DE MELO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO  
UNIVERSAL TRIFÁSICO CONTROLADO DIGITALMENTE**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA  
2010

PRISCILA FACCO DE MELO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO  
UNIVERSAL TRIFÁSICO CONTROLADO DIGITALMENTE**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para a obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Informática Industrial.

Orientador: Prof. Dr. Eng. Roger Gules.

CURITIBA  
2010

---

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

M528p Melo, Priscila Facco de  
Projeto e implementação de um filtro ativo universal trifásico controlado digitalmente / Priscila Facco de Melo. — 2010.  
143 f. : il. ; 30 cm

Orientador: Roger Gules  
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.  
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.  
Área de concentração: Informática Industrial, Curitiba, 2010.  
Bibliografia: f. 137-143

1. Filtros elétricos ativos. 2. Qualidade de energia elétrica. 3. Harmônicos (Ondas elétricas). 4. Normas técnicas (Engenharia). 5. Análise harmônica. 6. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Gules, Roger, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

---

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial*

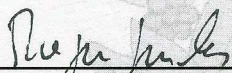
Título da Dissertação N° 548:

## **“Projeto e Implementação de um Filtro Ativo Universal Trifásico Controlado Digitalmente”**

por

### **Priscila Facco de Melo**

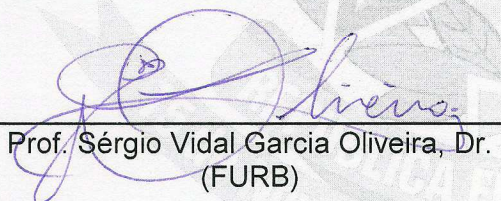
Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Campus Curitiba às 14h do dia 15 de dezembro de 2010. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:



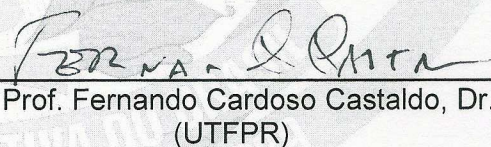
Prof. Roger Gules, Dr.  
(Presidente – UTFPR)



Prof. Adriano Péres, Dr.  
(FURB)

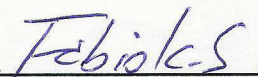


Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.  
(FURB)



Prof. Fernando Cardoso Castaldo, Dr.  
(UTFPR)

Visto da coordenação:



Prof. Fábio Kurt Schneider, Dr.  
(Coordenador do CPGEI)

## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer inicialmente ao professor Roger Gules pela orientação e pela confiança em mim depositada. Pelo interesse, disponibilidade e por todo o incentivo e ajuda no desenvolver deste trabalho.

Agradeço a UTFPR e ao CPGEI pela oportunidade e a todos os professores que fizeram parte da minha formação durante o curso de mestrado, pela dedicação e conhecimentos repassados, contribuindo para minha formação profissional e pessoal.

Agradeço também aos professores membros da banca examinadora por todas as contribuições, sugestões e revisões, e por aceitarem fazer parte da avaliação desta dissertação.

Agradeço à empresa NHS Sistemas Eletrônicos Ltda., pelo auxílio durante a realização deste trabalho e disponibilização de componentes e equipamentos para a montagem e ensaio dos protótipos.

Ao amigo Rafael Christiano Annunziato por todas as idéias, paciência e honestidade. Pela disposição em ouvir e ajudar e por toda sua colaboração durante a elaboração desta dissertação.

Ao professor Eduardo Félix Ribeiro Romaneli por todo incentivo, sem o qual possivelmente essa dissertação não existiria.

A secretária do CPGEI Terezinha Strapasson, por ser uma profissional extremamente competente e dedicada e por sempre estar disposta a resolver os problemas que levamos até ela.

Por fim, agradeço a minha família e amigos pela força e paciência durante todo este período.

## RESUMO

MELO, Priscila F. de. Projeto e Implementação de um Filtro Ativo Universal Trifásico Controlado Digitalmente. 2010. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a implementação de um filtro ativo trifásico universal, o qual é composto pela conexão de três módulos monofásicos. Cada módulo monofásico é independente e é controlado por um processador digital de sinais. A estrutura de potência utilizada em cada módulo é uma topologia de três braços em que dois conversores compartilham um braço, de forma que o circuito apresenta número de componentes de potência reduzido na versão monofásica e pode operar sem o uso de um transformador. O filtro ativo proposto é capaz de compensar a distorção harmônica e regular o nível da tensão entregue para a carga. Ele também compensa a corrente da carga conectada na saída do filtro, corrigindo seu conteúdo harmônico e fator de potência. Apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre alguns assuntos referentes à qualidade de energia elétrica, como os conceitos de distorção harmônica, seus efeitos e as normas pertinentes. Em seguida, as principais topologias de filtros ativos são apresentadas. Três módulos monofásicos, de 1500 W cada, são implementados e o funcionamento da estrutura de três braços, bem como os principais parâmetros do circuito de potência são analisados. Um algoritmo PLL (*Phase Locked Loop*) digital é empregado para o sincronismo de cada módulo. Controladores repetitivos são utilizados para o controle da tensão e da corrente. Os detalhes da estratégia de controle, bem como o projeto do circuito de sincronismo e dos controladores digitais são apresentados. Os resultados teóricos obtidos são comprovados através da simulação e da experimentação do protótipo implementado. A utilização do filtro ativo possibilitou a redução do conteúdo harmônico das cargas utilizadas nos testes, bem como elevou o fator de potência e corrigiu a distorção e o nível da tensão entregue para a carga.

**Palavras-chave:** Qualidade de Energia Elétrica. Filtro Ativo Universal. Conversor de três braços. Controlador Repetitivo.

## ABSTRACT

MELO, Priscila F. de. Development and Implementation of a Three Phase Universal Active Filter Using Digital Control. 2010. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

This paper presents the development and implementation of a three-phase universal active filter consisting of three single-phase modules. Each single-phase module is independent and is controlled by a digital signal processor. The power structure used in each module is a three-arm topology in which two converters share one arm, so that the circuit has a reduced count of components and can operate without using a transformer. The proposed active filter can compensate harmonic distortion and adjust the voltage level delivered to the load. It also compensates the load current connected to the filter output, correcting its harmonic content and power factor. It presents a literature review on some issues related to power quality, as the concepts of harmonic distortion, its effects and relevant standards. Then the principal topologies used in active filters are presented. Three single-phase modules, each one of 1500 W, are implemented and the operation principles of the three-arms structure and the main parameters of the power circuit are analyzed. A digital PLL (Phase Locked Loop) is employed to synchronize each module. Repetitive controllers are used to control the voltage and current. Details of the control strategy and circuit design of the synchronism and digital controllers are presented. The results are verified through simulation and experimentation of the implemented prototype. Using the active filter was possible to reduce the harmonic content of the loads used in the experimental tests as well as increasing the power factor and to correct the distortion and voltage level supplied to the load.

**Keywords:** Power Quality. Active Filter. Three-arms converter. Repetitive controller.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estimativa da evolução das cargas não-lineares no Brasil .....	16
Figura 2 - Distúrbios associados à qualidade de energia.....	19
Figura 3 – Fundamental, 3° e 5° harmônico e forma de onda resultante. ....	20
Figura 4 - Exemplo de corrente linear e não-linear. ....	21
Figura 5 - Formas de onda da corrente absorvida por algumas cargas não-lineares .....	22
Figura 6 - Sistema elétrico com carga não-linear .....	23
Figura 7 - Características de algumas cargas geradoras de harmônicos.....	27
Figura 8 - Tetraedro de potências .....	29
Figura 9 - Exemplo de forma de onda com ditorção na passagem por zero.....	32
Figura 10 - Acoplamento indutivo do sistema elétrico para o sistema.....	34
Figura 11 - Filtros passivos: (a) de sintonia única; (b) passa-alta de 1ª ordem; (c) passa-alta de 2ª ordem .....	46
Figura 12 - Filtro ativo com estrutura CSI. ....	48
Figura 13 - Filtro ativo com estrutura VSI. ....	48
Figura 14 - Princípio de funcionamento do filtro ativo série. ....	50
Figura 15 – Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo. ....	51
Figura 16 – Correção de um filtro ativo paralelo, de cima para baixo: corrente da carga, do filtro e da rede (10 ms/div, 4 A/div) .....	52
Figura 17 - Filtro híbrido formado por filtro ativo série mais filtros .....	52
Figura 18 – Princípio de funcionamento de um filtro ativo universal.....	53
Figura 19 - Filtro Ativo Paralelo: (a) inversor meia-ponte; (b) inversor ponte completa. ....	55
Figura 20 - Filtro Ativo Série: (a) inversor meia-ponte; (b) inversor ponte completa. ....	56
Figura 21 - Topologia convencional em ponte-completa de um filtro ativo universal. ....	57
Figura 22 - Topologia meia-ponte aplicada um filtro ativo universal.....	57
Figura 23 - Filtro ativo paralelo trifásico a três fios.....	58
Figura 24 - Topologia aplicada a filtro ativo paralelo trifásico.....	58
Figura 25 - Filtro ativo série a três fios. ....	59
Figura 26 - Topologia quatro fios com quatro braços utilizada em um filtro ativo paralelo....	59
Figura 27 - Topologia quatro fios com capacitor em .....	60
Figura 28 - Topologia utilizando três pontes monofásicas.....	61
Figura 29 - Filtro ativo universal a três fios. ....	62
Figura 30 - Filtro ativo universal a quatro fios com capacitor em derivação.....	62
Figura 31 - Topologia composta por três braços. ....	64
Figura 32 - Topologia de cada módulo monofásico do filtro ativo universal proposto. ....	66
Figura 33 - Conexão trifásica entre os módulos monofásicos.....	69
Figura 34 - Filtro LC do conversor de entrada. ....	73
Figura 35 - Gráfico para determinação da indutância $L_{in}$ .....	76
Figura 36 - CI HCPL-316J. ....	78
Figura 37 - Esquema de acionamento de cada braço do conversor.....	79
Figura 38 - Circuito de partida. ....	80
Figura 39 - Sinais amostrados no circuito do filtro ativo. ....	81
Figura 40 - Placa de driver utilizada no acionamento do conversor. ....	82
Figura 41 - Placa da fonte auxiliar.....	83
Figura 42 - Um módulo monofásico do filtro ativo. ....	83
Figura 43 - Um módulo monofásico do filtro ativo. ....	84
Figura 44 - Três módulos monofásicos conectados. ....	84



Figura 45 - O DSP 56F8323.....	86
Figura 46 - Fluxograma simplificado da interrupção do PWM .....	89
Figura 47 - Chaveamento do filtro ativo de três braços. ....	90
Figura 48 - Diagrama do PLL implementado.....	92
Figura 49 - Diagrama do PLL simplificado. ....	93
Figura 50 - Diagrama em blocos do controlador repetitivo. ....	95
Figura 51 - Controle do conversor da porção paralela do filtro ativo utilizando um controlador PI na malha de corrente.....	98
Figura 52 - Diagrama do controle corrente do filtro com PI.....	100
Figura 53 - Gráfico de Bode para o controlador de corrente.....	103
Figura 54 - Resposta do degrau da malha de corrente com o controlador PI.....	103
Figura 55 - Controle do conversor da porção paralela do filtro ativo utilizando um controlador repetitivo na malha de corrente. ....	105
Figura 56 - Diagrama de blocos para a malha de tensão. ....	106
Figura 57 - Gráfico de Bode para o controlador de tensão.....	107
Figura 58 - Resposta do degrau da malha de tensão com o controlador PI.....	108
Figura 59 - Controle do conversor da porção série do filtro ativo. ....	109
Figura 60 - Fluxograma do controlador repetitivo da tensão série.....	111
Figura 61 - Método de <i>droop</i> utilizado no filtro ativo alimentando cargas trifásicas. ....	113
Figura 62 - Circuito de potência de um módulo simulado. ....	114
Figura 63 - Processo de amostragem das grandezas elétricas na simulação. ....	114
Figura 64 - Lógica de controle da parte série do filtro ativo na simulação. ....	115
Figura 65 - Simulação para o conversor série, com a tensão abaixo da nominal, tensão de entrada ( $V_{in}$ ), tensão de compensação série ( $V_S$ ) e tensão total de saída ( $V_{out}$ ).....	116
Figura 66 - Lógica de controle da parte paralela do filtro ativo na simulação.....	116
Figura 67 - Formas de onda simuladas para o do conversor paralelo, corrente da carga ( $I_L$ ), corrente de compensação paralela ( $I_P$ ) e corrente total de entrada ( $I_{in}$ ). ....	117
Figura 68 - Simulação para o conversor série, com tensão harmônica. ....	118
Figura 69 - Simulação da compensação de tensão trifásica. ....	119
Figura 70 - Tensões de linha antes e após a correção.....	119
Figura 71 - Carga trifásica utilizada na simulação. ....	120
Figura 72 - Compensação de corrente em um dos módulos em operação trifásica.....	120
Figura 73 - Caso de subtensão na entrada, $V_{in}$ (50V/div), $V_{out}$ (50V/div) e $V_S$ (50V/div), 5ms/div. ....	122
Figura 74 - Caso de sobretensão na entrada, $V_{in}$ (70V/div), $V_{out}$ (70V/div) e $V_S$ (50V/div), 5ms/div. ....	123
Figura 75 - Espectro harmônico da tensão $V_{in}$ . ....	124
Figura 76 - Caso de tensão de entrada com alta THD, $V_{in}$ (50V/div), $V_{out}$ (50V/div), 5ms/div. ....	124
Figura 77 - Tensão no capacitor série $V_S$ para alta THD na entrada, 50V/div, 5ms/div.....	125
Figura 78 - Espectro harmônico da tensão no capacitor série $V_S$ .....	125
Figura 79 - Espectro harmônico da tensão de saída $V_{out}$ . ....	126
Figura 80 - Tensão de saída de um <i>nobreak</i> semi-senoidal $V_{in}$ , 60V/div, 5ms/div.....	126
Figura 81 - Tensão no capacitor série $V_S$ , 50V/div, 5ms/div. ....	127
Figura 82 - Tensão de saída $V_{out}$ , 60V/div, 5ms/div.....	127
Figura 83 - Formas de onda de corrente do filtro ativo com o controlador PI, 20A/div, 5ms/div. ....	128
Figura 84 - Tensão no barramento, tensão de entrada e corrente de entrada. $V_{in}$ e $V_B$ (100V/div), $I_{in}$ (20A/div), 5ms/div. ....	129

Figura 85 - Formas de onda de corrente com o controlador repetitivo, $I_{in}$ e $I_p$ 20A/div, $I_L$ 50A/div, 5ms/div. ....	129
Figura 86 - Correção de corrente para um motor a vazio. ....	130
Figura 87 - Tensões trifásicas, antes e depois da correção do filtro ativo, 70V/div, 5ms. ....	131
Figura 88 - Correntes da carga desequilibradas na saída do filtro ativo, 20A/div, 5ms/div. .	131
Figura 89 - Correntes equilibradas na saída do filtro ativo após a aplicação do <i>droop</i> , 20A/div, 5ms/div. ....	132
Figura 90 - Correntes de entrada trifásicas após a correção utilizando o controlador PI, 10A/div, 5ms. ....	132
Figura 91 - Correntes de entrada trifásicas após a correção utilizando o controlador repetitivo, 10A/div, 5ms. ....	133
Figura 92 - Correntes em um dos módulos monofásicos em operação trifásica, 20A/div, 5ms/s. ....	133

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Harmônicos em termos de componentes simétrica .....	24
Tabela 2 - Limites para ditorção de tensão segundo IEEE <i>Std</i> 519.....	37
Tabela 3 - Limites de ditorção de corrente segundo a IEEE <i>Std</i> 519.....	37
Tabela 4 - Limites harmônico individual e total para sistemas públicos de baixa tensão conforme a norma IEC 61000-2-2.....	39
Tabela 5 - Limites de Corrente Harmônica para equipamentos da .....	40
Tabela 6 - Limites de Corrente Harmônica para .....	40
Tabela 7 - Limites de Corrente Harmônica para equipamentos da Classe D.....	40
Tabela 8 - Níveis de ditorção de corrente individual de acordo com a IEC 61000-3-4.....	41
Tabela 9 - Limites harmônicos de tensão segundo a EN 50160.....	42
Tabela 10 - Valores de referência para ditorção harmônica de tensão segundo PRODIST ...	43
Tabela 11 - Valores de referência para ditorção individual de tensão segundo PRODIST ....	43
Tabela 12 - Limites globais de ditorção harmônica de tensão segundo ONS.....	44
Tabela 13 - Limites individuais de ditorção harmônica de tensão segundo ONS .....	44
Tabela 14 - Especificações do filtro ativo proposto. ....	70

## LISTA DE SIGLAS

ABRADEE – Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica  
AD – Analógico/Digital  
ADC - Analog-to-Digital Converter  
ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica  
CENELEC – Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica  
CEPEL – Centro de Pesquisas de Energia Elétrica  
DSP – Digital Signal Processor  
FPGA – Field-Programmable Gate Array  
IEEE – Institute of Electric and Electronic Engineers  
IEC - International Electrotechnical Commission  
IHD – Individual Harmonic Distortion  
ONS – Operados Nacional do Sistema Elétrico  
PAC – Ponto de Acoplamento Comum  
PLC – Power Line Conditioner  
PFC – Power Factor Corrector  
PI - Proporcional Integral  
PLL - Phase Locked Loop  
PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica  
PWM – Pulse Width Modulation  
SCI – Serial Communication Interfaces  
TDD – Total Demand Distortion  
THD – Total Harmonic Distortion  
UPQC - Unified Power Quality Conditioner  
UPS - Uninterruptible Power Supply

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v_s$  – tensão de fonte senoidal  
 $i_{L1}$  - corrente da carga não-linear  
 $i_s$  – corrente drenada da fonte  
 $\Delta v$  – queda de tensão na impedância da linha  
 $v_L$  – tensão da carga  
 $X_{ef}$  – valor eficaz do sinal X  
 $X_n$  – valor eficaz do sinal X de ordem n  
 $V_n$  – valor eficaz da tensão de ordem n  
 $I_n$  – valor eficaz da corrente de ordem n  
 $I_{pico}$  – valor de pico da corrente  
 $I_{ef}$  – valor eficaz da corrente  
 $I_D$  – valor da corrente demandada  
FC – fator de crista  
D – potência não-ativa de distorção  
P – potência ativa  
Q – potência reativa  
S – potência aparente  
 $\phi_n$  - ângulo de deslocamento para o harmônico n  
 $v(t)$  – tensão instantânea  
 $i(t)$  – corrente instantânea  
T – período  
FP – fator de potência  
 $\cos \phi_1$  – fator de deslocamento  
 $\cos \delta$  – fator de distorção  
 $I_{SC}$  – máxima corrente de curto-circuito  
 $V_L$  – tensão disponibilizada para a carga  
 $V_{in}$  – tensão de entrada do filtro ativo  
 $V_S$  – tensão série de compensação  
 $I_P$  – corrente paralela de compensação  
 $I_{in}$  – corrente total de entrada  
 $I_L$  – corrente drenada pela carga conectada ao filtro ativo  
COM – braço comum  
IN – braço de entrada  
OUT – braço de saída  
 $V_B$  – tensão do barramento CC  
 $PWM_{IN}$  - sinal de chaveamento do braço IN  
 $PWM_{COM}$  - sinal de chaveamento do braço COM  
 $PWM_{OUT}$  - sinal de chaveamento do braço OUT  
 $L_{out}$  – indutor do filtro do conversor série  
 $C_{out}$  – capacitor do filtro do conversor série  
 $L_{in}$  – indutor do filtro do conversor paralelo  
 $C_{in}$  – capacitor do filtro do conversor paralelo  
 $V_{Lout}$  – tensão sobre o indutor do filtro de saída  
 $V_S$  – potência da parte série do filtro ativo  
 $C_B$  - capacitor do barramento  
 $V_{Bmax}$  – máxima tensão do barramento CC

$V_{Bmin}$  – mínima tensão do barramento CC  
 $P_{na}$  - potência não-ativa  
 $\Delta i_{max}$  - máxima ondulação de corrente  
 $V_{ab}$  – tensão nos terminais do conversor meia ponte  
 $f_s$  – frequência de chaveamento  
 $V_{out}$  – tensão total de saída do filtro, disponibilizada para a carga  
 $f_c$  – frequência de corte em hertz  
 $T_s$  – período de amostragem  
 $V_1$  – tensão de amostragem diferencial no ponto 1  
 $V_2$  – tensão de amostragem diferencial no ponto 2  
 $V_3$  – tensão de amostragem diferencial no ponto 3  
 $K_I$  – ganho integral  
 $K_P$  – ganho proporcional  
 $\zeta$  - o fator de amortecimento  
 $\omega_n$  - frequência de cruzamento em malha fechada em rad/s  
 $C(z)$  – filtro do controlador repetitivo  
 $z^d$  – filtro não-causal do controlador repetitivo  
 $c_r$  – ganho do controlador repetitivo  
 $Q(z^{-1})$  – filtro passa baixas sem atraso de fase do repetitivo  
 $q_r$  – constante utilizada no controlador repetitivo  
 $u_{rp}(k)$  – resultado do controlador repetitivo  
 $V_{inrms}$  – tensão eficaz de entrada do filtro ativo  
 $I_{sen}^*$  - referência senoidal de corrente  
 $(I^*)$  – referência para o controle de corrente  
 $V_B^*$  - referência para a malha de tensão do barramento  
 $G_i(s)$  - função de transferência da malha de corrente  
 $\Delta I_p(s)$  - variação da corrente controlada de compensação do filtro  
 $\Delta D(s)$  - variação da razão cíclica  
 $f_{aa}(s)$  - função de transferência do filtro *anti-aliasing*  
 $G_v(s)$  – função de transferência para a malha de tensão do barramento  
 $V_S^*$  - referência para a malha de controle da tensão série  
 $z_C$  - a frequência do zero do compensador em rad/s  
 $f_z$  - a frequência do zero do compensador em hertz  
 $K_{AD}$  – ganho do AD  
 $K_{PWM}$  – ganho do modulador PWM  
 $K_I$  – ganho integral  
 $K_P$  – ganho proporcional  
 $K_C$  – ganho do compensador  
 $Ref\_Seno$  – tabela senoidal armazenada no DSP  
 $P_x$  – potência de cada módulo  
 $P_M^*$  - potência média de referência

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL .....	15
1.1	MOTIVAÇÃO .....	15
1.2	OBJETIVOS .....	18
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	18
2	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA E A POLUIÇÃO HARMÔNICA.....	19
2.1	DISTORÇÃO HARMÔNICA .....	20
2.2	INDICADORES E ANÁLISE HARMÔNICA .....	24
2.3	POTÊNCIA E FATOR DE POTÊNCIA .....	27
2.4	PROBLEMAS CAUSADOS PELOS HARMÔNICOS .....	31
2.4.1	Ressonância série e paralela.....	31
2.4.2	Danos e mau funcionamento em equipamentos.....	31
2.4.3	Aumento das perdas nos condutores em geral .....	32
2.4.4	Aumento das perdas no condutor neutro.....	33
2.4.5	Sistemas de comunicação.....	33
2.4.6	Sistemas de proteção .....	34
2.4.7	Máquinas rotativas .....	34
2.4.8	Transformadores .....	35
2.4.9	Outros problemas .....	36
2.5	GUIAS E NORMAS .....	36
2.5.1	Guia IEEE <i>Std</i> 519-1992.....	36
2.5.2	Norma IEC 61000 .....	38
2.5.3	Norma EN 50160 .....	41
2.5.4	Procedimentos de Distribuição – PRODIST.....	42
2.5.5	Procedimentos de rede ONS .....	43
2.6	CONCLUSÕES .....	45
3	FILTROS ATIVOS .....	46
3.1	CLASSIFICAÇÃO .....	47
3.1.1	Filtros Ativos Série .....	49
3.1.2	Filtros Ativos Paralelo .....	50
3.1.3	Filtros Híbridos .....	52
3.1.4	Filtros Ativos Universais .....	53
3.2	CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS FILTROS ATIVOS.....	54
3.2.1	Topologias monofásicas.....	54
3.2.2	Topologias trifásicas .....	57

3.3	CONCLUSÕES .....	63
4	PROJETO E EXECUÇÃO DO FILTRO ATIVO UNIVERSAL .....	64
4.1	TOPOLOGIA PROPOSTA .....	64
4.2	FILTRO ATIVO PROPOSTO .....	66
4.3	ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DO FILTRO ATIVO .....	70
4.3.1	Capacitor do barramento CC.....	71
4.3.2	Filtro LC de entrada: o indutor $L_{in}$ e o capacitor $C_{in}$ .....	73
4.3.3	Filtro LC de saída: o indutor $L_{out}$ e o capacitor $C_{out}$ .....	76
4.3.4	Chaves semicondutoras e <i>drivers</i> de acionamento.....	77
4.3.5	Fonte CC auxiliar .....	79
4.3.6	Circuito de Partida.....	80
4.3.7	Aquisição de Sinais .....	81
4.3.8	Fotos do protótipo .....	82
4.4	CONTROLE DIGITAL .....	85
4.4.1	DSP 56F8323 .....	85
4.4.2	Firmware .....	87
4.4.3	O braço comum .....	90
4.4.4	Sincronismo .....	91
4.4.5	Controlador Repetitivo.....	94
4.4.6	Estratégias de controle para a parte paralela do filtro ativo.....	97
4.4.7	Estratégias de controle para a parte série do filtro .....	109
4.4.8	<i>Droop</i> .....	112
4.5	SIMULAÇÃO .....	113
4.6	CONCLUSÕES .....	121
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	122
5.1	RESULTADOS MONOFÁSICOS .....	122
5.2	RESULTADOS TRIFÁSICOS .....	130
5.3	CONCLUSÕES .....	134
6	CONCLUSÕES GERAIS .....	135
	REFERÊNCIAS .....	137



# 1 INTRODUÇÃO GERAL

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A qualidade da energia elétrica é um tópico que vem despertando cada vez mais interesse e ocupando grande espaço em pesquisas e trabalhos. Até poucas décadas atrás, a qualidade de energia se restringia ao valor da frequência e da tensão eficaz distribuída, bem como a continuidade do serviço prestado. Segundo Bronzeado et al. (1997), embora amplamente utilizado, o termo qualidade de energia elétrica ainda não é bem definido, visto que pode ter significados diferentes dependendo do referencial e do ponto de vista adotado. De maneira geral, o termo qualidade de energia elétrica (ou o conhecido termo *power quality*, em inglês) engloba várias definições e características relacionadas a distúrbios na energia elétrica entregue aos consumidores finais.

A energia elétrica é um bem imprescindível no mundo atual. Cada vez mais a sociedade é dependente de produtos e processos que dependem do bom funcionamento do sistema elétrico. Um fator que impulsiona a preocupação com a qualidade de energia é o acirrado modelo econômico, que é cada vez mais competitivo. Problemas com a energia elétrica normalmente significam prejuízo, como o mau funcionamento ou a parada de uma máquina, podendo causar até mesmo a avaria de certos equipamentos.

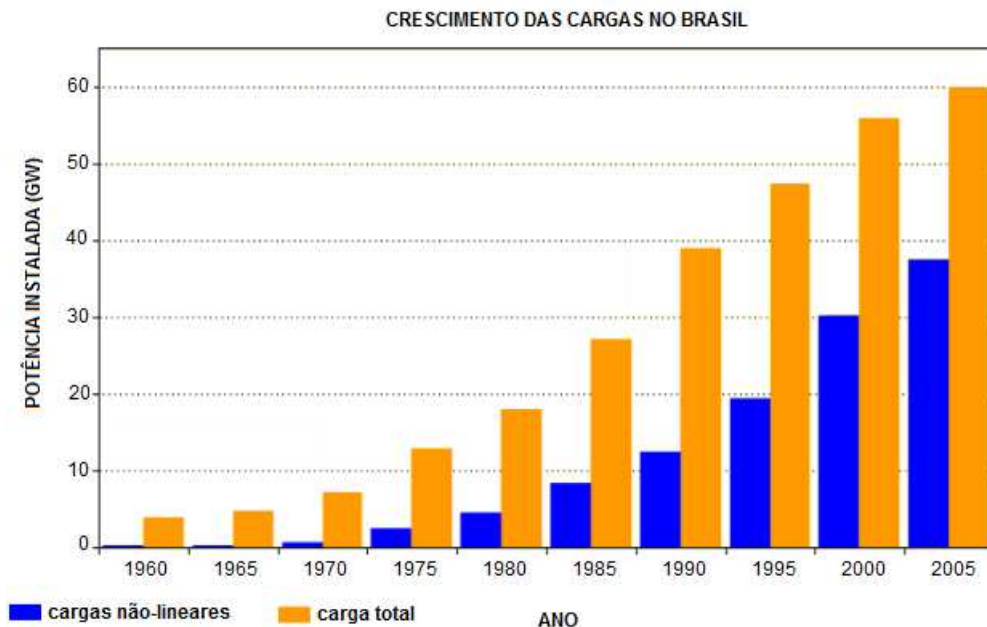
Além disso, outro fator que aumenta a preocupação com a qualidade da energia elétrica é o fato de que muitos dos processos e equipamentos utilizados atualmente são mais sensíveis a distúrbios na energia elétrica do que antigamente. Alguns equipamentos utilizam componentes eletrônicos, como microprocessadores, os quais são vulneráveis a vários tipos de distúrbios.

Porém, o fator que mais preocupa é o aumento da degradação da energia elétrica devido à distorção harmônica, que se deve principalmente ao desenvolvimento na área de eletrônica de potência. Os semicondutores de potência se popularizaram e são amplamente usados em vários equipamentos, desde aplicações residenciais, como em fontes de computadores pessoais e eletrodomésticos em geral, até em equipamentos e em inversores para o acionamento de motores em plantas industriais.

Os equipamentos que utilizam semicondutores apresentam várias vantagens, como a otimização, a maior eficiência, o menor tamanho e o menor peso. Apesar disso, eles são

responsáveis pelo aumento na injeção de correntes harmônicas no sistema elétrico, o que em certos níveis pode comprometer a sua qualidade.

A influência dos harmônicos no sistema elétrico preocupa principalmente pelo crescimento cada vez maior no uso de cargas não-lineares: aproximadamente 50% da energia elétrica passa por um dispositivo de eletrônica de potência antes de ser utilizada (PROCEL, 2006). A Figura 1 mostra a estimativa do crescimento de cargas não-lineares no Brasil, segundo Ravagnani (2008, p. 3). Foram usados dados da Eletrobrás, do Ministério de Minas e Energia e da ABRADDEE (Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica) para realizar a estimativa.



**Figura 1 - Estimativa da evolução das cargas não-lineares no Brasil**  
**Fonte: Ravagnani (2008, p. 3).**

Pode-se notar que a quantidade de cargas não-lineares instaladas cresceu consideravelmente e que elas já representam um montante de mais de 50% da carga instalada brasileira. Em um edifício comercial estima-se que cerca de 60% da carga instalada seja de cargas não-lineares. Esse valor pode ultrapassar os 45% na indústria. Mesmo no setor residencial as cargas não-lineares tem se tornado significativas, segundo Port (2006, p. 20) elas representavam cerca de 17% da demanda residencial total.

A circulação de correntes harmônicas no sistema elétrico acaba causando a distorção harmônica de tensão e, tanto a distorção harmônica de corrente como a de tensão, causam problemas no sistema elétrico como um todo e em equipamentos específicos.

Devido à severidade com que os harmônicos podem afetar o sistema elétrico, normas e guias de recomendações internacionais, elaborados por renomadas organizações, já especificam limites para a distorção harmônica. Entre eles estão os guias do Institute of Electric and Electronic Engineers (IEEE) e da International Electrotechnical Commission (IEC). No Brasil, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) e a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) também apresentam guias normativas sobre a qualidade de energia elétrica, com limitações para os harmônicos.

Os harmônicos atingem o sistema elétrico degradando a qualidade de energia elétrica e causando vários distúrbios. Seus efeitos nocivos não atingem apenas os consumidores, mas as concessionárias e o próprio sistema elétrico, que sofre perdas devido à presença da distorção harmônica. Dessa forma, é necessária a busca de soluções para a emissão de harmônicos na rede elétrica bem como para a mitigação dos problemas causados por eles.

Existem algumas formas de se corrigir essas perturbações elétricas, como a utilização de filtros passivos, híbridos ou ativos. Tendo em vista a severidade da poluição harmônica dos sistemas elétricos e o fato de ser uma solução dinâmica e ajustável, os filtros ativos têm sido foco de inúmeros trabalhos técnicos nos últimos anos (RIBEIRO, 2003, p. 2).

Ainda segundo Ribeiro (2003, p. 2), o termo filtro ativo define “um equipamento ou sistema que é formado por circuitos eletrônicos, semicondutores de potência, filtros e elementos armazenadores de energia, e é capaz de compensar a potência reativa e harmônica das cargas não-lineares”. Dessa forma, o filtro ativo é uma das melhores soluções para compensar harmônicos, por ser uma solução dinâmica que se ajusta a variadas situações do sistema elétrico.

O desenvolvimento da tecnologia dos microprocessadores, principalmente os *DSPs* (*Digital Signal Processors*), tem possibilitado a implementação de leis de controle digital mais complexas e o aumento da capacidade no tratamento de sinais elétricos, tornando-os apropriados para a implementação de filtros ativos.

O desenvolvimento desse trabalho consiste no estudo e na implementação de um filtro ativo trifásico universal, isto é, que englobe as características de um filtro ativo série, corrigindo as distorções harmônicas de tensão, e as características de um filtro ativo paralelo, corrigindo as distorções harmônicas de corrente. Além disso, o filtro ativo é capaz de compensar reativos e regular a tensão entregue para a carga.

O filtro ativo universal trifásico é composto por três módulos monofásicos, logo apresenta flexibilidade para ser usado tanto em aplicações monofásicas como em aplicações trifásicas.

## 1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral desse trabalho é o desenvolvimento de um filtro ativo universal trifásico, composto por três módulos monofásicos, capaz de corrigir a distorção harmônica de tensão e a distorção harmônica da corrente, bem como compensar reativos e regular a tensão disponibilizada para a carga. Cada módulo monofásico é controlado digitalmente por um *DSP*.

Os objetivos específicos são os apresentados:

- Fazer uma revisão bibliográfica sobre harmônicos, suas consequências e normalização aplicável;
- Apresentar uma revisão sobre filtros ativos, monofásicos e trifásicos
- Estudar o *hardware* e a linguagem de programação do *DSP* a ser utilizado no projeto;
- Analisar e dimensionar os componentes para a implementação do filtro ativo;
- Montar o protótipo;
- Realizar ensaios práticos para a análise dos resultados obtidos, avaliando a qualidade de energia elétrica antes e após a aplicação do protótipo.

## 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

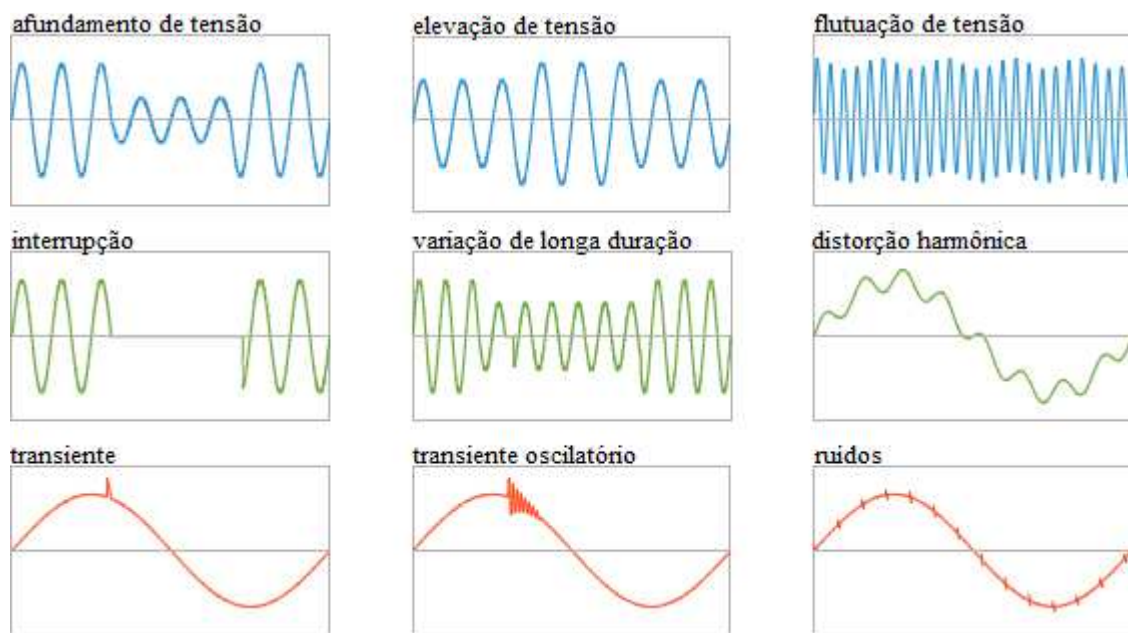
A dissertação está organizada em cinco capítulos.

O segundo capítulo descreve os harmônicos, suas fontes e efeitos, índices de quantificação e normalização. O terceiro capítulo traz uma revisão bibliográfica sobre o conceito de filtragem ativa e a respeito de filtros ativos, suas principais topologias monofásicas e trifásicas e suas classificações. O quarto capítulo descreve a topologia utilizada no filtro ativo implementado, seu projeto e dimensionamento, bem como as estratégias de controle utilizadas. O quinto capítulo apresenta os resultados e análises obtidos através dos ensaios práticos realizados no protótipo montado. No sexto e último capítulo são apresentadas as conclusões dos resultados obtidos.

## 2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA E A POLUIÇÃO HARMÔNICA

A qualidade de energia elétrica, na maioria dos casos, pode ser vista como a qualidade da tensão elétrica disponibilizada para a carga. Logo, os distúrbios que podem afetar a qualidade da energia elétrica normalmente são os que alteram a qualidade da tensão distribuída. Segundo Bronzeado et al. (1997), a energia elétrica apresenta uma boa qualidade quando garante o funcionamento seguro, contínuo e apropriado dos equipamentos e processos dependentes dela.

Uma questão importante dentro do conceito de qualidade de energia é que ela não é apenas responsabilidade das concessionárias, visto que muitos dos distúrbios são causados pelas próprias instalações dos consumidores finais. Alguns dos principais distúrbios associados à qualidade de energia são apresentados na Figura 2.



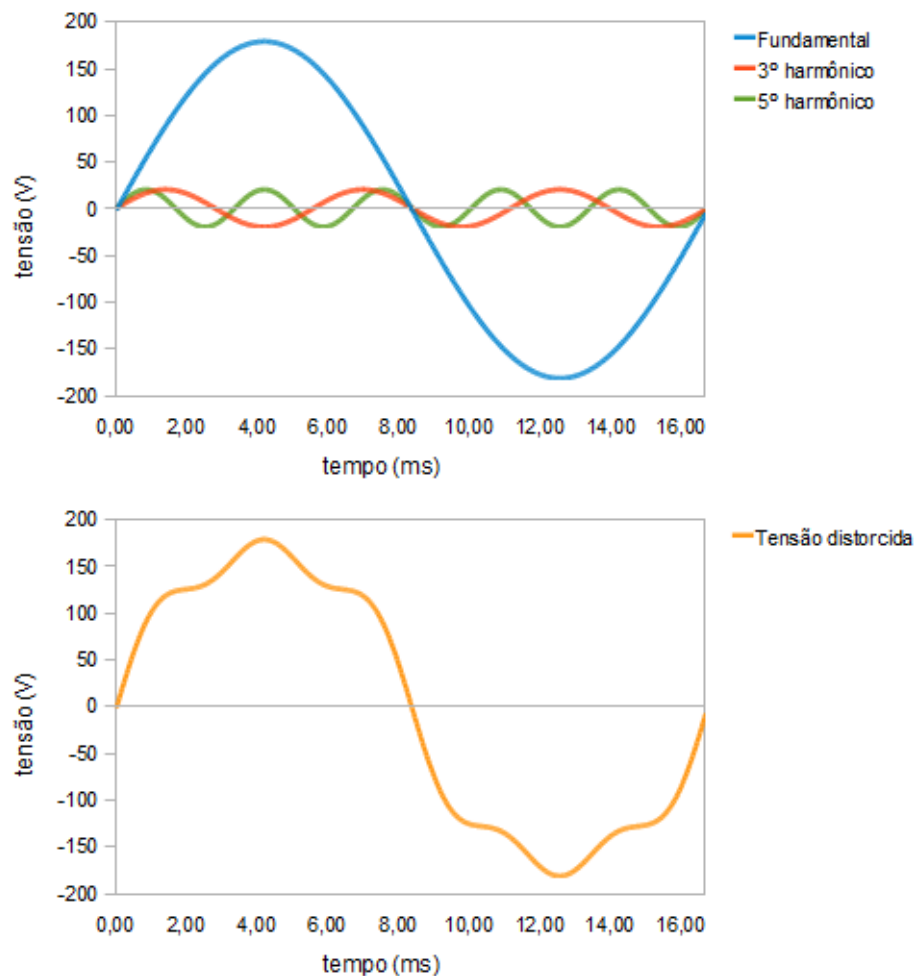
**Figura 2 - Distúrbios associados à qualidade de energia**  
**Fonte: Rodrigues (2009, p. 18) apud Kusko e Thompson (2007, p. 8).**

A Figura 2 apresenta vários distúrbios que podem ocorrer no sistema elétrico. Dentre as principais categorias de distúrbios que degradam a qualidade de energia elétrica é dada ênfase aos harmônicos e a distorção harmônica que eles causam. Os filtros ativos são projetados para a correção da distorção harmônica, tanto a de tensão (como a apresentada na Figura 2), como a de corrente, logo os harmônicos e suas características são detalhados nas próximas seções.

## 2.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA

Harmônicos em sistemas elétricos são definidos como “tensões e correntes senoidais que apresentam frequências que são múltiplas inteiras da frequência fundamental” (ARRILLAGA; WATSON, 2003, p. 5). No Brasil, a distribuição de energia elétrica é feita em 60 Hz (50 Hz em alguns países); isto significa que a componente fundamental do sinal de tensão é 60 Hz. Dessa forma, o terceiro harmônico é um sinal com a frequência igual a três vezes à frequência fundamental, isto é, 180 Hz.

Quando presentes, os harmônicos somam-se a componente fundamental e distorcem o sinal senoidal. Em sistemas elétricos, essa distorção é chamada de distorção harmônica (que pode ser de tensão ou de corrente). A Figura 3 apresenta um exemplo de distorção harmônica de tensão, ocasionada pela presença de harmônicos de 3ª e 5ª.



**Figura 3 – Fundamental, 3º e 5º harmônico e forma de onda resultante.**

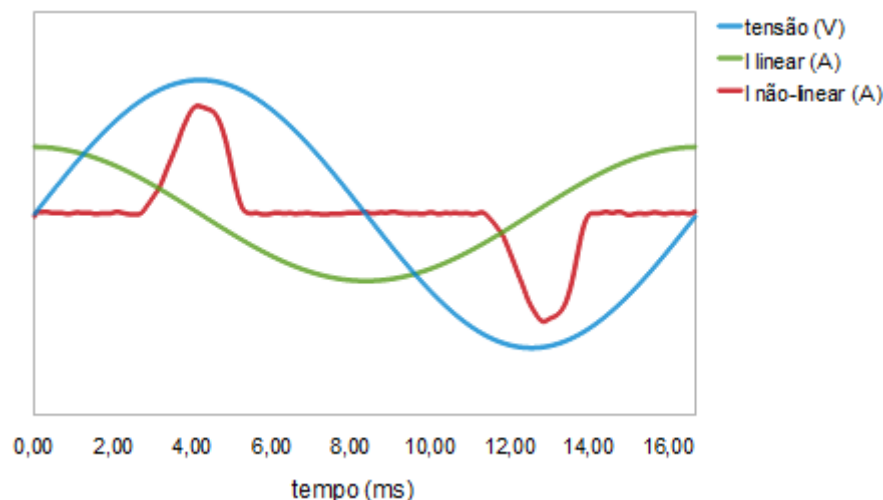
O primeiro gráfico da Figura 3 apresenta uma forma de onda na frequência fundamental de 60 Hz e dois harmônicos, em menor amplitude, o terceiro (180 Hz) e o quinto (300 Hz). O segundo gráfico mostra a forma de onda distorcida resultante da soma das componentes harmônicas ao sinal da componente fundamental.

Além dos harmônicos, existem os inter-harmônicos, que são tensões ou correntes cujas frequências não são múltiplas da frequência fundamental do sistema. Algumas fontes de inter-harmônicos são os conversores estáticos de frequência, os fornos e dispositivos a arco, porém seus efeitos ainda não são bem conhecidos (ORTMANN, 2008, p. 5)

A distorção harmônica ocorre devido à característica não-linear de certas cargas ligadas ao sistema elétrico. Até poucas décadas atrás, as cargas usuais do sistema elétrico eram resistivas, indutivas ou capacitivas, e a corrente drenada por elas apresentava uma linearidade com a tensão de alimentação.

Entretanto, houve um grande avanço na fabricação de dispositivos semicondutores de potência e com isso, sua popularização. Atualmente, eles são amplamente utilizados em aplicações residenciais, comerciais e industriais. Os semicondutores são responsáveis pela diminuição no tamanho de muitos equipamentos, bem como sua otimização e eficiência. Porém, esses semicondutores apresentam um comportamento não-linear, o que implica que os equipamentos que os utilizam também irão apresentar esse comportamento. O comportamento não-linear se caracteriza pela diferença entre a forma de onda da corrente drenada pela carga da forma de onda da tensão de suprimento da mesma.

A Figura 4 exemplifica a diferença entre cargas lineares e não lineares.



**Figura 4 - Exemplo de corrente linear e não-linear.**

Como pode ser observado na Figura 4, a corrente linear tem a mesma forma da tensão de alimentação, estando, nesse caso, apenas adiantada em relação à tensão (corrente capacitiva). Na mesma Figura 4, também é apresentada uma corrente com um comportamento não-linear. Observa-se que a corrente que é drenada por uma carga não-linear não tem o mesmo formato da tensão de suprimento. Existem vários tipos de carga não-linear, a Figura 5 mostra algumas das cargas mais comuns e a corrente drenada por elas quando ligadas ao sistema elétrico.

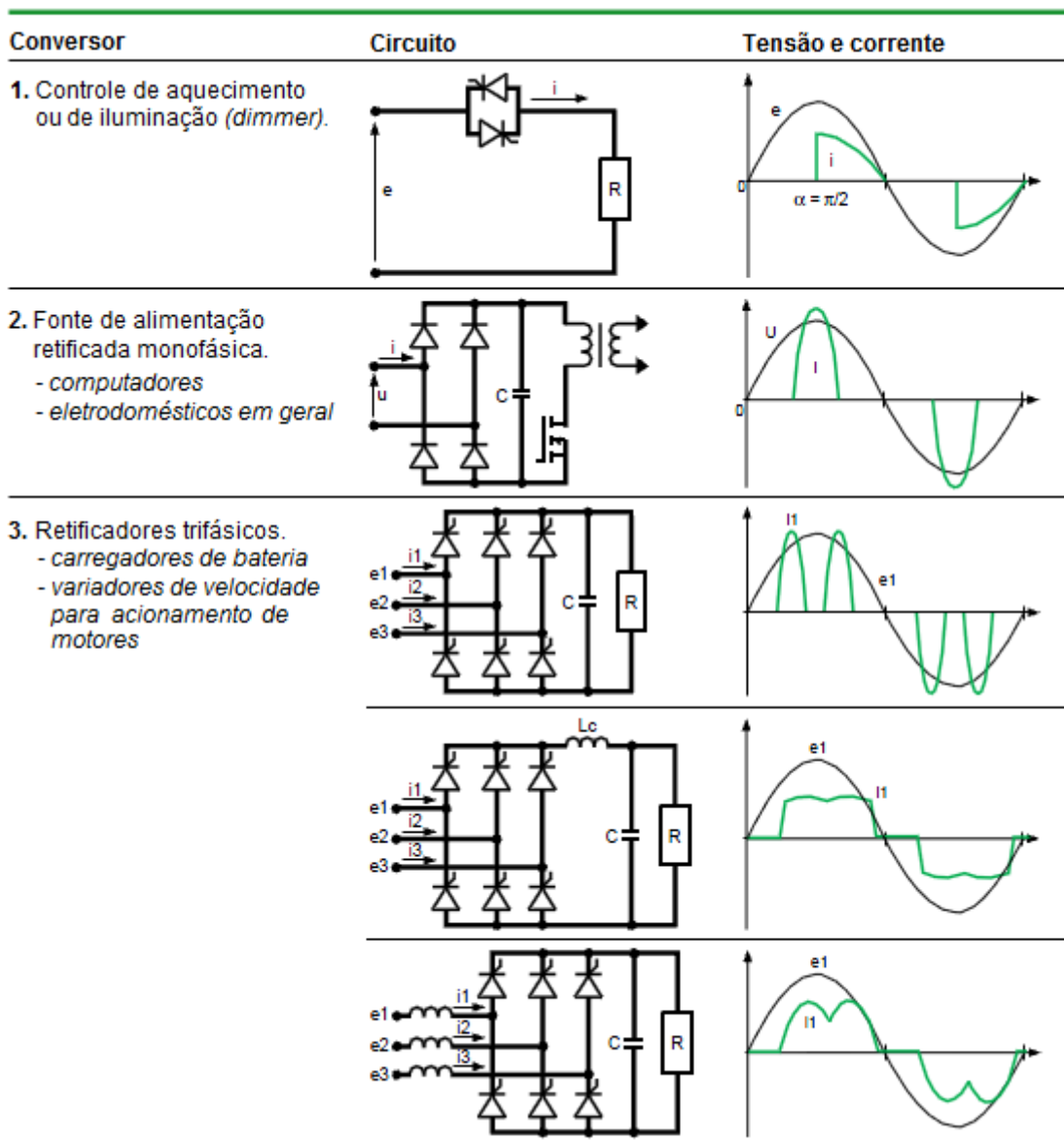


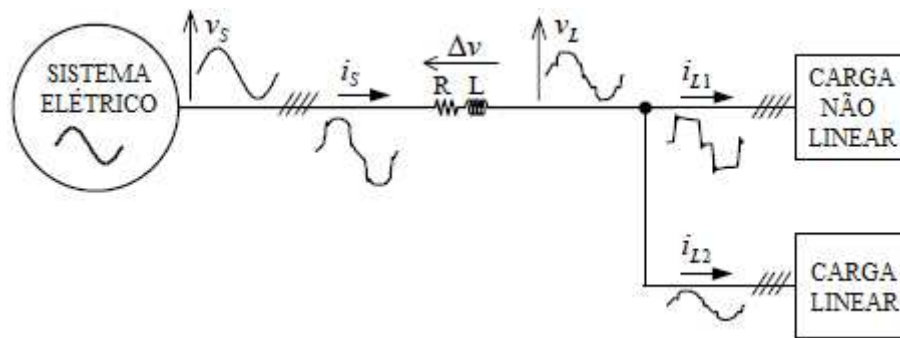
Figura 5 - Formas de onda da corrente absorvida por algumas cargas não-lineares  
Fonte: Adaptado de Fiorina e Bettega (1999, p. 30).

A corrente das cargas não-lineares é rica em conteúdo harmônico. Essas correntes ocasionam quedas de tensão distorcidas quando circulam pelas impedâncias da rede elétrica,



dessa forma a tensão disponibilizada apresentará distorções, tendo um formato diferente do padrão senoidal definido para o sistema elétrico alternado (MELO; SANTOS; DANELUZ, 2007, p. 24).

A Figura 6 mostra um sistema de alimentação com tensão da fonte senoidal ( $v_s$ ) alimentando uma carga linear e outra não-linear. A corrente da carga não-linear ( $i_{L1}$ ) contém harmônicos que conseqüentemente aparecem na corrente total que é drenada da fonte de alimentação ( $i_s$ ). Essa corrente produz uma queda de tensão ( $\Delta v$ ) na impedância da linha e, devido ao conteúdo harmônico, distorce a tensão de carga ( $v_L$ ). Como a tensão é distorcida, mesmo a corrente da carga linear ( $i_{L2}$ ) torna-se não-senoidal (AFONSO; SILVA; MARTINS, 2001, p. 1).



**Figura 6 - Sistema elétrico com carga não-linear**  
 Fonte: Afonso, Silva e Martins (2001, p. 1).

Antes do aparecimento de semicondutores de potência, as principais fontes de distorção de forma de onda eram os equipamentos a arco elétrico (fornos e aparelhos de solda), o efeito acumulado de lâmpadas de descarga, a magnetização de transformadores e a saturação magnética de máquinas elétricas (RASHID, 2001, p. 817).

Em sistemas trifásicos as componentes harmônicas podem ser decompostas em componentes simétricas – onde um sistema trifásico é transformado em três sistemas monofásicos para melhor análise do sistema. As componentes simétricas são advindas do teorema de Fortescue e ele consiste em decompor um sistema trifásico em três sistemas monofásicos equilibrados.

Estes três sistemas monofásicos obtidos são denominados de conjuntos de sequência positiva, negativa e zero e em função da ordem do harmônico é possível determinar qual a sua sequência, de forma a simplificar e generalizar casos, cálculos e análises. A Tabela 1 apresenta alguns harmônicos e suas respectivas sequências.

**Tabela 1- Harmônicos em termos de componentes simétrica**

Harmônico	Frequência	Sequência
1	60	+
2	120	-
3	180	0
4	240	+
5	300	-
6	360	0

Fonte: Omori (2007, p. 15).

Segundo Omori (2007, p. 16), em sistemas significativamente desequilibrados, cada harmônico pode ser decomposto nas três componentes simétricas.

## 2.2 INDICADORES E ANÁLISE HARMÔNICA

Os harmônicos causam problemas no sistema elétrico e por isso a sua análise é necessária. A análise harmônica consiste na determinação das magnitudes e fases da componente fundamental e das componentes harmônicas do sinal periódico a ser analisado. A ferramenta matemática utilizada na análise harmônica é a série de Fourier, a qual mapeia o sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência. A representação gráfica da decomposição do sinal é chamada de espectro harmônico e ele pode ser decomposto em harmônicos pares, ímpares e em uma componente CC.

Os harmônicos de valores pares são raros, já que as cargas não-lineares que são grandes geradoras de harmônicos (como retificadores e inversores) funcionam de forma simétrica e periódica. Pela teoria de Fourier, para todo sinal periódico e simétrico (em relação ao eixo do tempo) os componentes pares se anulam. Já os harmônicos de ordem elevada normalmente têm seus valores reduzidos, já que sua variação é suavizada pelas indutâncias do sistema elétrico (PROCEL, 2006).

Utilizando a decomposição do sinal por Fourier, o valor eficaz de um sinal distorcido é dado pela Equação (1):

$$X_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} X_n^2} = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + X_3^2 + \dots + X_n^2} \quad (1)$$

$X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$  são os valores eficazes da componente fundamental e das componentes harmônicas do sinal.

Para a devida quantificação dos harmônicos o índice mais comum utilizado é a Distorção Harmônica Total (THD – *Total Harmonic Distortion*). A THD pode ser calculada tanto para sinais de tensão como para sinais de corrente e é definido como nas Equações (2) e (3), respectivamente.

$$\text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N V_n^2}}{V_1} \quad (2)$$

$$\text{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_1} \quad (3)$$

$V_n$  e  $I_n$  são os valores eficazes da tensão ou da corrente de ordem harmônica  $h$  e  $N$  é a máxima ordem harmônica a ser considerada. A THD nada mais é que a relação entre o valor eficaz total dos harmônicos presentes em um sinal em relação ao valor eficaz do sinal na frequência fundamental. Ele representa a distorção causada pelos harmônicos ( $V_n$ ) até a ordem desejada  $N$  em um sinal na frequência fundamental  $V_1$ .

Segundo Arrillaga e Watson (2003, p. 11), para a maioria das aplicações é suficiente considerar o intervalo harmônico até a 25ª ordem, mas a maioria das normas especifica até a 50ª ordem.

Existem casos em que é necessário saber quanto cada harmônico contribui para a distorção total. Assim, é definida a Distorção Harmônica Individual (IHD – *Individual Harmonic Distortion*), que pode ser para tensão ou para corrente. Segundo Sankaran (2001, p. 81), a IHD é a razão entre o valor eficaz do harmônico  $n$  específico e o valor eficaz da fundamental, como demonstram a Equação (4) e a Equação (5).

$$\text{IHD}_{I_n} = \frac{I_n}{I_1} \quad (4)$$

$$\text{IHD}_{V_n} = \frac{V_n}{V_1} \quad (5)$$

A distorção de corrente pode ser caracterizada por um valor de THD, mas esse valor pode ser enganoso. Um valor elevado de THD de corrente pode não ser motivo de preocupação significativa se a amplitude da corrente é pequena, embora sua distorção em relação à fundamental seja alta (ARRILLAGA; WATSON, 2003, p. 11). Para evitar tal ambigüidade, é definida a Distorção de Demanda Total (TDD - *Total Demand Distortion*), que é a distorção harmônica de corrente em porcentagem da máxima corrente demandada  $I_D$  (utilizando um período de 15 ou 30 minutos) (IEEE, 1992, p. 78). Sua formulação é a apresentada na Equação (6):

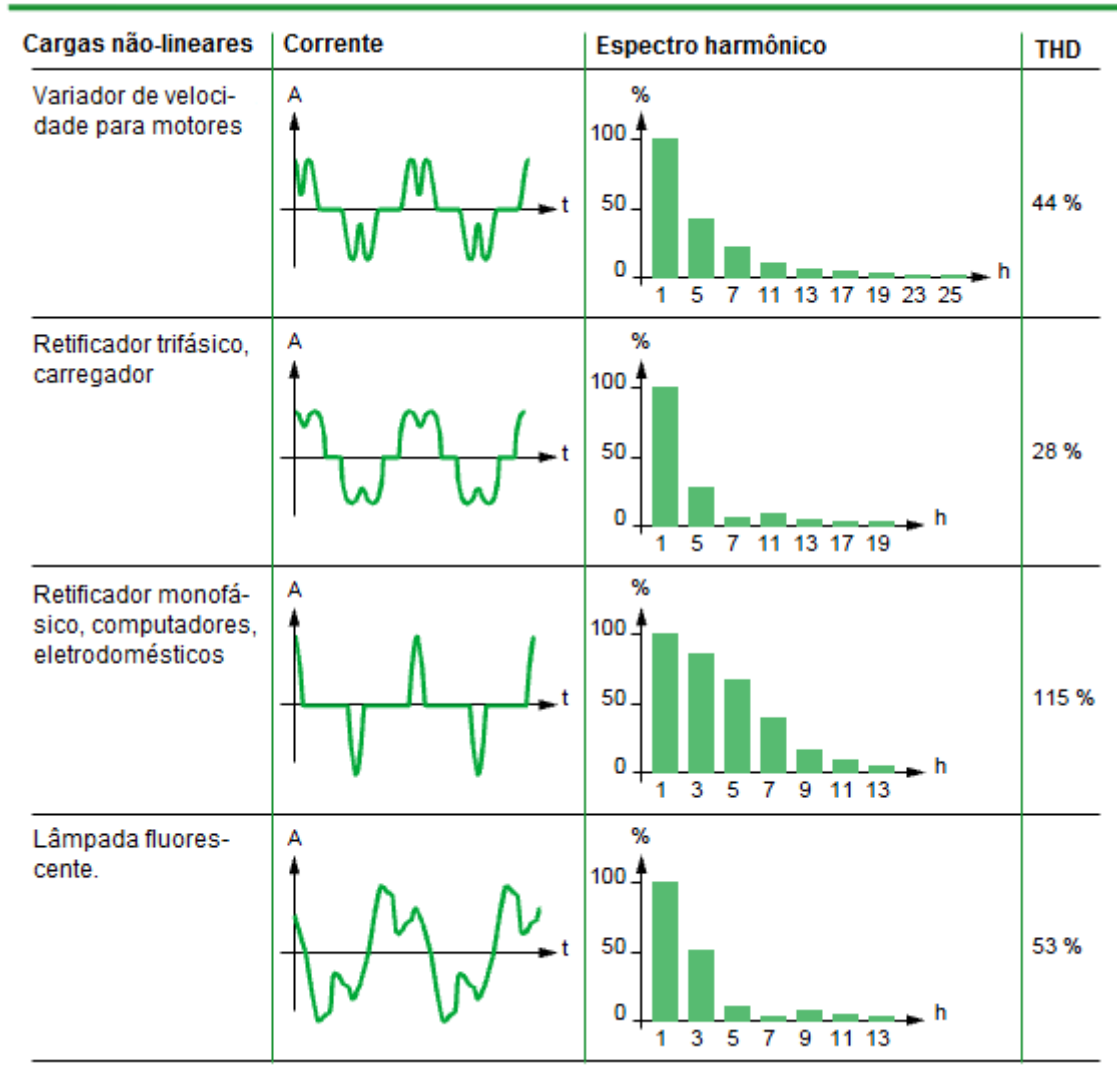
$$\text{TDD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_D} \quad (6)$$

O Fator de Crista (FC) é a relação entre o pico de um sinal o seu valor eficaz. A equação (7) mostra o FC para a corrente:

$$\text{FC} = \frac{I_{\text{pico}}}{I_{\text{ef}}} \quad (7)$$

No caso de uma corrente senoidal, o FC é de 1,4142. Em casos de correntes não lineares, como as de retificadores monofásicos, o FC é em geral próximo a 3.

Para exemplificar, a Figura 7 apresenta alguns exemplos de cargas não-lineares com seus respectivos espectros harmônicos e valor de THD.



**Figura 7 - Características de algumas cargas geradoras de harmônicos**  
 Fonte: Adaptado de Ferracci (2001, p. 9).

### 2.3 POTÊNCIA E FATOR DE POTÊNCIA

A teoria de potência clássica não é capaz de representar corretamente sistemas que apresentem distorções na tensão e na corrente. A teoria clássica pressupõe que os sinais de corrente e tensão são senoidais e não apresentam harmônicos. Como o conteúdo harmônico aumentou consideravelmente, muitos métodos para o cálculo correto das potências envolvidas em casos distorcidos têm sido apresentados e esse é um tópico que apresenta muitas pesquisas recentes.

As principais teorias apresentadas sobre potência são abordadas no domínio do tempo e no domínio da frequência. Cada teoria tem sua particularidade e cada uma é melhor aplicável em determinada área. Uma teoria que pode ser satisfatoriamente aplicada para medição de potência pode não ter o mesmo desempenho quando aplicada no cálculo de compensação reativa.

Segundo Marafão (2004, p. 19), o método no domínio da frequência proposto por Budeanu para o cálculo de potência é a base dos conceitos mais aceitos e utilizados atualmente. A definição de Budeanu é uma expressão geral aceita tanto pelo IEEE quanto pelo IEC (ARRILLAGA; WATSON, 2003, p. 157).

Assim, havendo a presença de harmônicos, um terceiro conceito de potência é definido, a potência não-ativa de distorção (D), como mostra a equação (8). A potência D também é conhecida como potência distorciva.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (8)$$

S é a potência aparente e é definida por (9):

$$S = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \quad (9)$$

Na equação (9),  $V_n$  e  $I_n$  correspondem aos valores eficazes da tensão e da corrente do harmônico de ordem n.

Na expressão de Budeanu, a Potência Ativa P e a Potência Reativa Q são definidas como mostram as equações (10) e (11).

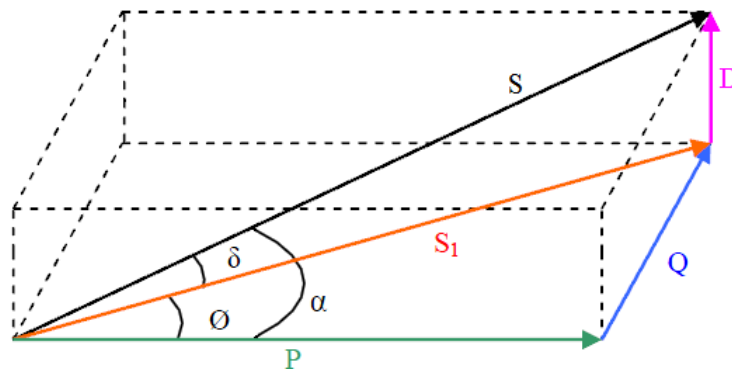
$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n \quad (10)$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \phi_n \quad (11)$$

Nas equações (10) e (11),  $\phi_n$  é o ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente de cada par de componente harmônica. A potência reativa é definida para todo o conteúdo harmônico dos sinais. A potência distorciva  $D$  é obtida através da equação (8) e é apresentada na equação (12).

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (12)$$

A potência distorciva é composta pelo produto entre tensões e correntes harmônicas de diferentes ordens, e é uma parcela de potência que não produz trabalho, já que a média do produto dos harmônicos de frequência distintas resulta em uma potência média nula. Graficamente, a proposta de Budeanu é conhecida como tetraedro de potências, como mostra a Figura 8.



**Figura 8 - Tetraedro de potências**  
Fonte: Almeida (2004, p. 20).

O novo conceito de potência afeta também a formulação do fator de potência. O fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente, logo pode ser representado pela equação (13).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}} \quad (13)$$

Utilizando as definições apresentadas nas equações (1) e (10), o equacionamento do fator de potência é simplificado para (14):

$$FP = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (14)$$

Como a equação para o fator de potência se torna particularmente complicada, normalmente a distorção de tensão é descartada, sendo considerada uma tensão de alimentação senoidal, o que traz uma boa aproximação na prática. Desenvolvendo a equação (14) considerando apenas a tensão de frequência fundamental, teremos (15):

$$FP = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{V_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1 \cos \phi_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad (15)$$

Utilizando o conceito de THD de corrente da equação (3) e fazendo a devida substituição, a expressão para o fator de potência é dada pela equação (16).

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (16)$$

O fator de potência também pode ser representado pela equação (17):

$$FP = \cos \phi_1 \cdot \cos \delta \quad (17)$$

Onde  $\cos \phi_1$  é chamado de fator de deslocamento (relativo à componente fundamental dos sinais) e  $\cos \delta$  é o fator de distorção, que é representado pela equação (18), que pode ser visto como a relação entre a corrente eficaz fundamental e a corrente eficaz total.

$$\cos \delta = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (18)$$

Baseados na equação (16), pode-se concluir que quanto maior a  $THD_I$  da corrente drenada pela carga, menor será o fator de potência da mesma.



## 2.4 PROBLEMAS CAUSADOS PELOS HARMÔNICOS

Os harmônicos podem causar inúmeros problemas no sistema de energia elétrica. A distorção harmônica causa problemas para os consumidores e também para as concessionárias de energia, já que aumenta as perdas elétricas no sistema. A fim de ressaltar tais problemas, alguns casos de distúrbios provocados pela distorção harmônica de tensão e corrente são apresentados.

### 2.4.1 Ressonância série e paralela

Tanto a ressonância série como a paralela trazem preocupações a cerca da instalação de capacitores. De acordo com Arrillaga e Watson (2003, p. 146) a ressonância é definida como sendo a frequência na qual as reatâncias indutivas e capacitivas do sistema são iguais.

No caso da ressonância série, a impedância na frequência de ressonância é reduzida exclusivamente a um componente resistivo, que normalmente é pequeno, o que causa grandes valores de corrente na frequência de ressonância.

No caso da ressonância paralela, a impedâncias capacitiva e indutiva se combinam em paralelo e a impedância total na frequência de ressonância é muito grande. Esta condição produz sobretensão entre os elementos conectados em paralelo, mesmo para pequenas correntes harmônicas (ROSA, 2006, p. 71).

Portanto, os capacitores contribuem para o fenômeno de ressonância e muitas vezes são os que sofrem danos com a ressonância, bem como outros equipamentos podem ser danificados.

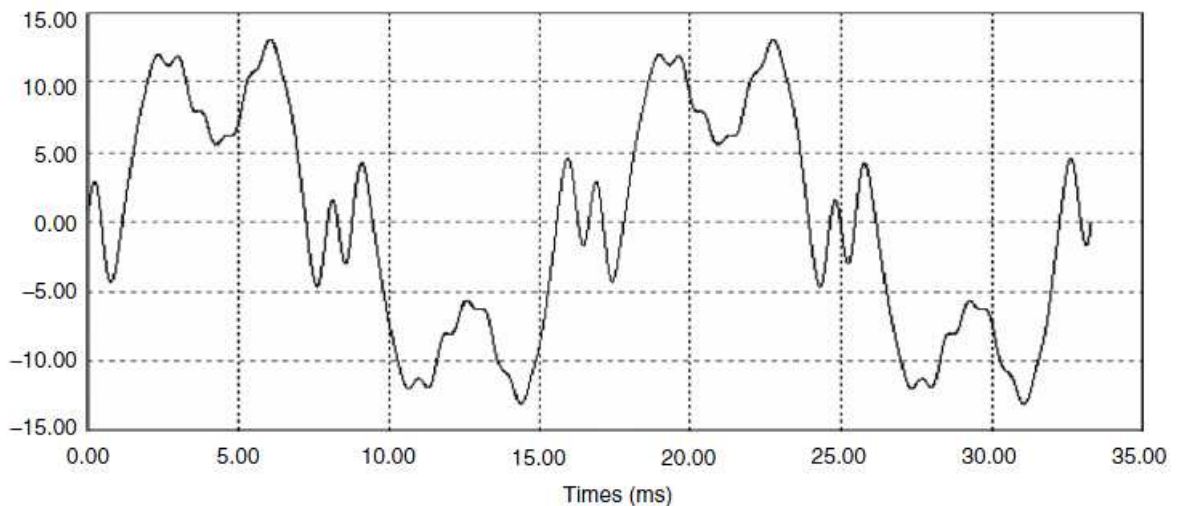
### 2.4.2 Danos e mau funcionamento em equipamentos

Devido ao avanço da eletrônica, muitas cargas utilizadas hoje em dia além de poluidoras do sistema elétrico, são também sensíveis a essa distorção presente na rede.

A distorção harmônica de tensão causa falhas, mau funcionamento e/ou perda de eficiência em diversos equipamentos, como computadores, equipamentos médico-hospitalares, equipamentos de comunicação, equipamentos de processamento de dados e sistemas de controle, entre outros.

Equipamentos que utilizam a passagem por zero ou outra informação da forma de onda de tensão ou corrente para executar alguma operação podem ter seu funcionamento alterado ou inviabilizado pela presença da distorção harmônica.

A Figura 9 apresenta um exemplo de onda distorcida que tem seu formato alterado na passagem por zero. Em equipamentos que dependem da detecção da passagem por zero, casos como esse podem acarretar em um funcionamento incorreto.



**Figura 9 - Exemplo de forma de onda com distorção na passagem por zero**  
**Fonte: (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 70).**

#### 2.4.3 Aumento das perdas nos condutores em geral

O efeito pelicular – que é a concentração da corrente de frequências elevadas na camada externa do condutor (PROCEL, 2006, p. 550) – aumenta a resistência do cabo, conseqüentemente aumentando suas perdas. Além do efeito pelicular (ou skin), ocorre também o chamado efeito de proximidade, que também aumenta a resistência de um condutor devido ao efeito da distorção dos campos magnéticos que cabos adjacentes causam na corrente do condutor em questão (PROCEL, 2006, p. 550).

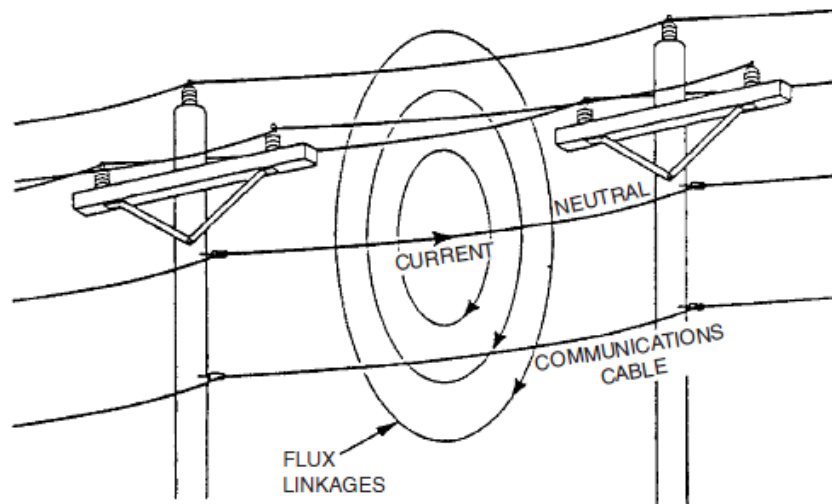
#### 2.4.4 Aumento das perdas no condutor neutro

Em condições ideais de balanço de carga em sistemas trifásicos a quatro fios, não há corrente no condutor neutro. Como a maioria dos sistemas não são perfeitamente balanceados, a corrente de desequilíbrio circula pelo neutro e em situações normais o projeto do condutor é feito para suportar essa corrente. Entretanto, em instalações elétricas que possuam muitas cargas não-lineares a corrente do condutor neutro é elevada. Isso ocorre devido ao terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares (harmônicos de sequência zero, também chamados de harmônicos homopolares), que se somam a corrente do neutro, o que pode acarretar sobrecarga e sobreaquecimento do condutor.

De acordo com Pires (2006, p. 14) a corrente de neutro pode chegar a ser 1,7 vezes a corrente de fase para cargas conversoras estáticas. Prédios comerciais que possuem principalmente como carga computadores são um exemplo desse comportamento, já que as fontes de alimentação dos computadores são grandes geradoras de harmônicos de sequência zero (ROSA, 2006, p. 70).

#### 2.4.5 Sistemas de comunicação

Os harmônicos podem causar interferência em sistemas de comunicações, sendo a interferência caracterizada por ruído nos sistemas de telefonia e transmissão de dados um dos efeitos mais frequentes (PIRES, 2006, p. 35). Isso ocorre devido ao acoplamento nas frequências harmônicas causado pela proximidade entre os circuitos de telefonia e o sistema elétrico. De acordo com Arrillaga e Watson (2003, p. 170), a interferência pode causar desde perda de informação até tornar um circuito de comunicação inutilizável. A Figura 10 ilustra o acoplamento causado por uma linha de distribuição aérea por indução.



**Figura 10 - Acoplamento indutivo do sistema elétrico para o sistema telefônico. Fonte: Dugan et al (2002, p. 217).**

#### 2.4.6 Sistemas de proteção

A presença de harmônicos pode ocasionar disparos inesperados e mau funcionamento de dispositivos de proteção, como relés, disjuntores e fusíveis. Dispositivos que dependam do valor de pico ou da passagem por zero da corrente ou da tensão podem funcionar de maneira incorreta, já que a presença de harmônicos altera esses parâmetros.

#### 2.4.7 Máquinas rotativas

Motores elétricos podem sofrer problemas quando submetidos a tensões com grandes distorções. De uma forma geral, as distorções de tensão geram fluxos harmônicos que induzem correntes harmônicas no rotor, que causam diversos problemas, como vibração, barulho audível e diminuição da eficiência. Porém, o maior efeito é o aumento das perdas no ferro e no cobre, causando um sobreaquecimento nos enrolamentos do estator e nas barras do rotor. (NUNES, 2007, p. 21).

Esta elevação na temperatura ocasiona a degradação do material isolante, provocando uma redução na vida útil da máquina e pode levar a um curto-circuito por falha no isolamento.

Além disso, as forças eletromotrizes induzidas pelos harmônicos de sequência positiva e negativa interagem com a força eletromotriz da frequência fundamental, criando componentes de torque em diferentes frequências (ROSA, 2006, p. 74).

As componentes de sequência positiva tendem a fazer o motor girar no mesmo sentido da componente fundamental, provocando sobrecorrentes nos enrolamentos e conseqüentemente sobreaquecimento e redução da vida útil. Já as harmônicas de sequência negativa tendem a fazer o motor girar no sentido contrário ao sentido da componente fundamental, causando também aquecimento e perda de rendimento. Em certos processos que requerem um torque constante, a presença de harmônicos e conseqüentemente de torques pulsantes pode chegar a interromper o processo produtivo.

Máquinas síncronas em sistemas de geração própria, que operam em paralelo com o sistema também sofrem com a poluição harmônica. De uma forma geral, os geradores sofrem os mesmos problemas relatados para os motores, como o torque pulsante e o aquecimento, conseqüentemente a perda na geração.

#### 2.4.8 Transformadores

Os transformadores sofrem efeitos dos harmônicos de tensão, que aumentam a perda no ferro, e dos harmônicos de corrente, que aumentam as perdas no cobre e as perdas de fluxo disperso. Isso resulta em aquecimento excessivo, devido principalmente ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade nos seus enrolamentos.

Este extra-aquecimento pode ter um impacto significativo na redução da vida útil da isolação do transformador (ROSA, 2006, p. 70)

Outros problemas incluem possível ressonância entre a indutância do transformador e a capacitância do sistema, estresse mecânico da isolação (enrolamento e lâminas) devido a temperatura e pequenas vibrações no núcleo (ARRILLAGA; WATSON, 2003, p. 153).

Como os harmônicos podem causar problemas aos transformadores e como ele é um equipamento relativamente caro na instalação elétrica, é comum sobredimensioná-lo para evitar possíveis avarias e não ter sua vida útil reduzida.

#### 2.4.9 Outros problemas

Além dos problemas citados, os harmônicos também podem causar erros em aparelhos de medição e instrumentação, a redução na eficiência na utilização da energia elétrica, o desgaste do isolamento dos componentes das instalações elétricas devido à sobretensão e ao sobreaquecimento sofridos, causando a redução da vida útil e possíveis falhas.

### 2.5 GUIAS E NORMAS

Devido ao constante aumento da distorção harmônica e da severidade por ela apresentada, a elaboração de normas, guias e referências se tornou necessária. Para combater o aumento e corrigir os problemas causados por harmônicos e outros distúrbios na qualidade da energia elétrica, organizações internacionais como o IEEE e o IEC organizaram guias e normas para limitar o conteúdo harmônico no sistema elétrico.

Atualmente os dois principais guias internacionais sobre harmônicos são a norma IEC 61000 e o guia IEEE *Std* 519 e os dois são utilizados como referências mundiais (NUNES, 2007, p. 6).

No Brasil, tanto a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) como o Operador Nacional do Sistema (ONS), aprovaram recentemente procedimentos na área de qualidade de energia elétrica, os quais delimitam a distorção harmônica de tensão.

A seguir, serão apresentadas as principais recomendações, guias e normas que se referem à limitação de conteúdo harmônico e suas principais contribuições.

#### 2.5.1 Guia IEEE *Std* 519-1992

A IEEE-519 (*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*) é uma prática recomendada pelo IEEE e é adotada principalmente nos Estados Unidos. Ela limita a distorção harmônica de tensão e a corrente no Ponto de

Acoplamento Comum (PAC), de forma que os consumidores devem garantir a limitação da distorção de corrente e as concessionárias de energia a limitação na distorção da tensão distribuída. Para a tensão, o guia limita a distorção total de tensão e a distorção individual de tensão, como apresenta a Tabela 2.

**Tabela 2 - Limites para distorção de tensão segundo IEEE Std 519**

Nível de tensão no PAC	Distorção Individual (%)	Distorção Total (%)
$\leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV até 161 kV	1,5	2,5
$> 161$ kV	1,0	1,5

Fonte: IEEE (1992, p. 84).

Pela recomendação da IEEE Std 519, a THD da tensão distribuída não pode ser superior a 5%. Já a contribuição individual de cada harmônico na distorção harmônica de tensão (IHD) não deve superar os 3% (por componente harmônico).

Já os limites impostos pela IEEE-519 para os níveis de distorção harmônica na corrente são apresentados na Tabela 3.

**Tabela 3 - Limites de distorção de corrente segundo a IEEE Std 519**

Máxima distorção harmônica de corrente em % de $I_L$						
$V_n \leq 69$ kV (sistemas de distribuição)						
$I_{sc}/I_L$	$<11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
$< 20$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$>1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69$ kV $< V_n \leq 161$ kV (sistemas de subtransmissão)						
$< 20$	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
$>1000$	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$V_n > 161$ kV (sistemas de transmissão, geração e cogeração)						
$< 50$	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
$= 50$	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Fonte: IEEE (1992, p. 78).

A corrente  $I_{SC}$  é a máxima corrente de curto-circuito no PAC e  $I_L$  é a máxima corrente demandada no PAC na frequência fundamental, então os limites de correntes harmônicas são baseados na carga demandada em relação ao tamanho do sistema de alimentação a que ela está ligada. Assim, quanto maior o consumidor que está ligado ao sistema, maior será a limitação no percentual de harmônicos de corrente que ele pode injetar na rede.

Segundo a IEEE *Std* 519, a corrente de carga  $I_L$  deve ser calculada com a média da demanda máxima dos últimos 12 meses e as harmônicas pares são limitadas a 25% dos limites dos harmônicos ímpares da Tabela 3. Ainda segundo o guia, os valores da tabela são para casos de operação em regime, sendo que para períodos mais curtos, como *start-ups* e condições não-usuais, esses limites podem ser excedidos em 50%.

#### 2.5.2 Norma IEC 61000

O IEC definiu uma recomendação sobre a relação da compatibilidade eletromagnética com a qualidade de energia, sendo que essa é dividida em seis partes, no formato 61000-X-X. Entre elas, as mencionadas são as que fazem referência a limites de distorção harmônica.

A IEC 61000-2-2 trata das características do ambiente onde os equipamentos são instalados. Segundo Nunes (2007, p. 27), esta parte trata dos distúrbios conduzidos de baixa frequência de níveis harmônicos em baixa tensão monofásicas ou trifásicas, com tensões nominais de 240 V e 415 V, respectivamente. (DUGAN et al., 2002, p. 285).

Dugan et al (2002, p. 286) transcreve os limites de distorção de tensão individual por harmônico e total sugeridas na norma IEC 61000-2-2, que são apresentados na Tabela 4.

Ao se comparar a distorção de tensão permitida, pode-se perceber que a IEC (8%) é menos rígida que a IEEE (5%) e que ela tem limites diferentes para os valores individuais de distorção harmônica, diferentemente da recomendação da IEEE, que apresenta um valor único para todas as distorções harmônicas individuais de tensão.



**Tabela 4 - Limites harmônico individual e total para sistemas públicos de baixa tensão conforme a norma IEC 61000-2-2**

Ordem ímpar	Distorção	Ordem ímpar	Distorção	Ordem par	Tensão
5	6,0	3	5,0	2	2
7	5,0	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3,0	21	0,2	8	0,5
17	2,0	>21	0,2	10	0,2
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+1,3x25/h				
THDv (calculado até o 40º harmônico) <8%					

Fonte: Dugan et al (2002, p. 286).

A IEC 61000-3-2 trata de limites de emissão e define os níveis de perturbação que os equipamentos ligados a rede elétrica podem emitir. A seção dois é aplicada para emissões de corrente harmônica de aparelhos que drenem menos de 16A por fase.

A norma classifica os equipamentos em quatro categorias (PORT, 2006, p. 32):

- Classe A: equipamentos trifásicos equilibrados, eletrodomésticos (que não estejam na classe D) e qualquer outro equipamento que não pertença às classes B, C ou D;
- Classe B: ferramentas portáteis;
- Classe C: equipamentos de iluminação;
- Classe D: equipamentos cuja corrente de entrada apresenta uma forma de onda “especial” (como a gerada por retificador monofásico com filtro capacitivo - outros equipamentos podem ser incluídos nesta categoria caso apresentem tais características), com potência ativa de entrada menor ou igual a 600 W, como computadores, televisores e monitores.

Da Tabela 5 até a Tabela 7 são exibidos os valores limites de acordo com a IEC 61000-3-2.

**Tabela 5 - Limites de Corrente Harmônica para equipamentos da Classe A segundo a IEC 61000-3-2**

Ordem $h$ ímpar	Máxima corrente	Ordem $h$ par	Máxima corrente
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,3
9	0,4	8-40	$0,23 \times 8/h$
11	0,33		
13	0,21		
15-39	$0,15 \times 15/h$		

Fonte: Dugan et al (2002, p. 288).

**Tabela 6 - Limites de Corrente Harmônica para equipamentos da Classe C segundo a IEC 61000-3-2**

Ordem harmônica $h$	Distorção Individual (%)
2	2
3	$30 \times$ fator de potência
5	10
7	7
9	5
11-39	3

Fonte: Dugan et al (2002, p. 288).

**Tabela 7 - Limites de Corrente Harmônica para equipamentos da Classe D segundo a IEC 61000-3-2**

Ordem harmônica $h$	Máxima corrente harmônica admissível	
	Por Watt (mA/W)	(A)
2	3,4	2,3
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
13	0,35	0,33
11-39	$2,86/h$	Ver Tabela 5

Fonte: Dugan et al (2002, p. 289).

Para os equipamentos da classe B é usada a tabela da classe A com um ganho de 1,5.

A IEC 61000-3-4 também define limites para a emissão de correntes harmônicas dos equipamentos, porém ela é aplicada em equipamentos que operam com correntes de entrada de 16 A até 75 A. A Tabela 8 apresenta os valores permissíveis para a distorção harmônica individual de corrente.

**Tabela 8 - Níveis de distorção de corrente individual de acordo com a IEC 61000-3-4**

Ordem harmônica $h$	Distorção	Ordem harmônica	Distorção
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,8
13	2,0	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,6

Fonte: Dugan et al (2002, p. 289).

A IEC 61000 é uma norma completa e outras partes também dizem respeito a harmônicos, como as citadas abaixo:

IEC 61000 3-6: Limites harmônicos para consumidores de média (entre 1 kV e 35 kV) e alta tensão (entre 35 kV e 230 kV).

IEC 61000 4-7: Abrange ensaios e técnicas de medição. É um guia geral sobre medições harmônicas e inter-harmônicas.

### 2.5.3 Norma EN 50160

A EN 50160 foi aprovada pelo Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica (CENELEC) em 1994 e especifica as características no fornecimento de tensão nos sistemas de distribuição. A distorção harmônica total da tensão de alimentação deve incluir todas as

harmônicas até a ordem quarenta e não deve exceder oito por cento (DUGAN et al., 2002, p. 292). Os limites individuais de distorção harmônica de tensão são apresentados na Tabela 9.

**Tabela 9 - Limites harmônicos de tensão segundo a EN 50160**

Harmônicos ímpares					
Não múltiplos de 3		Múltiplos de 3		Harmônicos pares	
Ordem $h$	Distorção	Ordem $h$	Distorção	Ordem $h$	Distorção
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6-24	0,5
13	3	21	0,2		
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Fonte: Dugan et al (2002, p. 293).

#### 2.5.4 Procedimentos de Distribuição – PRODIST

Os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) são resoluções normativas que disciplinam o relacionamento entre as distribuidoras de energia elétrica e demais agentes (unidades consumidoras e centrais geradores) conectados aos sistemas de distribuição.

O processo de elaboração do PRODIST teve início em 1999, com a contratação do CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica), que elaborou a versão inicial do documento, que foi aprovada em 2008.

Em 2009, o PRODIST passou por sua primeira revisão. Ele contém oito módulos, sendo que o módulo oito diz respeito à qualidade de energia elétrica. Sobre distorção harmônica, o módulo oito apresenta a Tabela 10, com a limitação da distorção harmônica total de tensão.

O módulo 8 também aponta valores máximos para a distorção harmônica individual de tensão, apresentados na Tabela 11.

**Tabela 10 - Valores de referência para distorção harmônica de tensão segundo PRODIST**

Tensão nominal do barramento	Distorção harmônica total de tensão (%)
$V_n \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} \leq V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} \leq V_n \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} \leq V_n \leq 230 \text{ kV}$	3

Fonte: ANEEL (2010, p. 20).

**Tabela 11 - Valores de referência para distorção individual de tensão segundo PRODIST**

Ordem harmônica	Distorção harmônica individual de tensão (%)				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$V_n$ entre 1 kV e 13,8 kV	$V_n$ entre 13,8 kV e 69 kV	$V_n$ entre 69 kV e 230 kV	
Harmônicos ímpares não múltiplos de três	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
>25	1,5	1	1	0,5	
Harmônicos ímpares múltiplos de três	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Harmônicos pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: ANEEL (2010, p. 21).

### 2.5.5 Procedimentos de rede ONS

Os procedimentos de rede do Operador Nacional do Sistema (ONS) são documentos de caráter normativo que definem os procedimentos e os requisitos necessários à realização

das atividades relacionadas à energia elétrica e está em vigência em caráter de resolução normativa desde agosto de 2009.

O submódulo 2.8 – Gerenciamento dos Indicadores de Desempenho da Rede Básica e de seus Componentes - apresenta os indicadores de desempenho da rede básica relacionados à qualidade de energia elétrica. A Tabela 12 apresenta os limites globais de distorção de tensão permitidos, entendendo-se por limites globais o nível de distorção em uma barra do sistema elétrico, independente de quantos consumidores estão ligados a ela.

**Tabela 12 - Limites globais de distorção harmônica de tensão segundo ONS**

V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)
3,5,7	5	2,4,6	2	3,5,7	2	2,4,6	1
9,11,13	3	≥ 8	1	9,11,13	1	≥ 8	0,5
15 a 25	2			15 a 25			
≥ 27	1			≥ 27			
Distorção Total = 6%				Distorção Total = 3%			

Fonte: ONS (2009, p. 17).

Além dos limites globais para as barras do sistema, o submódulo apresenta um segundo limite, que controla o nível máximo de distorção harmônica que a tensão de entrada de um único consumidor pode apresentar. Esses limites (chamados limites individuais) são apresentados na Tabela 13.

**Tabela 13 - Limites individuais de distorção harmônica de tensão segundo ONS**

13,8 kV ≤ V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)
3 a 25	1,5	todas	0,6	3 a 25	0,6	todas	0,3
≥ 27	0,7			≥ 27	0,4		
Distorção Total = 3%				Distorção Total = 1,5%			

Fonte: ONS (2009, p. 17).

Estes limites são calculados até os harmônicos de ordem cinquenta e a forma de medição é explicada no próprio submódulo.

## 2.6 CONCLUSÕES

O capítulo apresentou uma revisão sobre os harmônicos, porque eles são um problema no sistema elétrico e as principais fontes emissoras de harmônicos. Também foram apresentadas formas de quantificar e medir a distorção harmônica, bem como sua implicância no fator de potência. Foram detalhados os principais problemas que os harmônicos causam em equipamentos e na própria instalação elétrica.

Ao final foram expostas as principais recomendações e normas que limitam o conteúdo harmônico. No âmbito internacional foram descritas as principais recomendações com relação à limitação harmônica do guia 519 do IEEE, da 61000 da IEC e da norma européia EN 50160. O guia do IEEE apresenta recomendações tanto para a distorção de tensão como para a distorção de corrente, ambas no PAC. A IEC-61000 é a única que limita a distorção harmônica de corrente por equipamento, além da distorção harmônica de tensão. Essa limitação é interessante, porque divide a responsabilidade da qualidade de energia entre os fabricantes de equipamentos, consumidores e concessionárias. A EN 50160 é uma norma para a distribuição de energia na Europa a ser seguida pelas concessionárias, logo apresenta apenas limites de distorção harmônica de tensão.

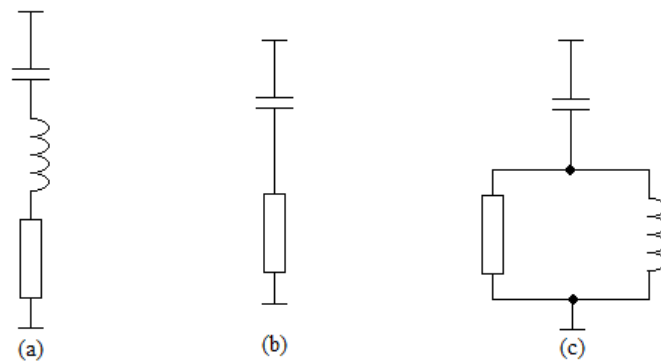
Também foram revisados dois procedimentos brasileiros, os Procedimentos de Distribuição, da ANEEEL e os Procedimentos de Rede, da ONS. Ambos remetem apenas à limitação da distorção harmônica de tensão e não apresentam limites para a distorção de corrente.

### 3 FILTROS ATIVOS

Como visto anteriormente, os harmônicos causam problemas nas redes elétricas e a utilização de cargas que pioram este estado é cada vez maior. Dessa forma, soluções que procurem evitar ou diminuir os efeitos dos harmônicos têm sido pesquisadas e utilizadas, como a filtragem do conteúdo harmônico das tensões e correntes do sistema elétrico.

Em um contexto geral, existem filtros harmônicos passivos e ativos. Os filtros passivos têm sido usados para a mitigação de harmônicos há muito tempo e consistem em capacitores, indutores e em resistores de amortecimento (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 73). Eles possuem uma impedância pequena para as correntes harmônicas que pretendem atenuar, de forma que as mesmas circulem pelo filtro e não pela instalação elétrica.

Os filtros passivos podem ser projetados sintonizados em única frequência ou como um equipamento que pode filtrar harmônicos dentro de uma banda de frequência (ROSA, 2006, p. 93). Existem várias configurações de filtros passivos, sendo os mais comuns os sintonizados em uma única frequência e os filtros passivos de amortecimento (filtros passa-alta). A Figura 11 apresenta exemplos desses dois tipos de filtro passivos.



**Figura 11 - Filtros passivos: (a) de sintonia única; (b) passa-alta de 1ª ordem; (c) passa-alta de 2ª ordem**  
**Fonte: Adaptado de Akagi (2006, p. 257).**

O aumento da severidade dos problemas de qualidade de energia e algumas desvantagens dos filtros passivos, como o grande tamanho e peso, o alto custo, problemas de ressonância com cargas e com a rede e a compensação fixa tornou necessária a busca de uma nova solução. Devido a isso, houve grande interesse nas mais diversas áreas para desenvolver um equipamento que substituísse os filtros passivos com maior eficiência e com menos problemas, o que culminou no surgimento dos filtros ativos.



Os filtros ativos são equipamentos que usam conversores eletrônicos para compensar harmônicos de corrente e/ou tensão originados de cargas não-lineares e evitar que harmônicos de tensão causem problemas em cargas sensíveis (AFONSO; SILVA; MARTINS, 2001, p. 3).

Segundo Akagi (2005, p. 1), os princípios básicos de operação dos filtros ativos foram estabelecidos na década de 1970. Apesar disso, quase não houve grande avanço na área, porque a tecnologia disponível na época não era suficiente para a implementação dos mesmos (AKAGI, 1994, p. 19).

Com o avanço da eletrônica de potência e o progresso de semicondutores de potência de chaveamento em alta frequência, o desenvolvimento de filtros ativos se tornou tangível. Além disso, o desenvolvimento na área da microeletrônica, como a fabricação de microcontroladores, *DSPs* e recentemente *FPGAs* (*Field-Programmable Gate Arrays*), tornou possível a implementação de algoritmos de controle sofisticados nos filtros ativos, desde o controle clássico até controladores baseados em lógica fuzzy e em redes neurais. Outra grande mudança que pode ser citada é o aperfeiçoamento dos sensores a um custo razoável, como os de efeito hall, tornando-os acessíveis para aquisição de sinais de corrente e tensão em filtros ativos.

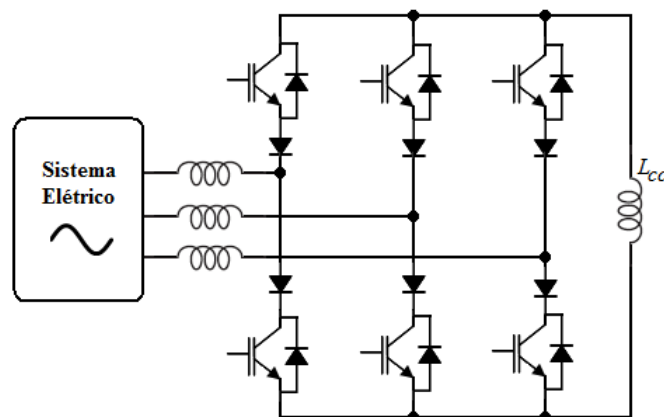
Os filtros ativos, dependendo da sua configuração, são capazes de corrigir ou atenuar outros problemas no sistema elétrico além do conteúdo harmônico para o qual foram em princípio projetados. Dessa forma, os filtros ativos vêm ganhando cada vez mais espaço em estudos, bem como na pesquisa de novas teorias (de controle, de potência, etc.) associadas a eles. No Brasil os filtros ativos ainda estão em fase de desenvolvimento e testes, mas em países como o Japão eles já são muito utilizados (AKAGI, 1994, p. 1) e muitas empresas já os comercializam.

### 3.1 CLASSIFICAÇÃO

Os filtros ativos podem ser classificados segundo diversos critérios. Eles podem ser classificados de acordo com a potência nominal e também de acordo com a técnica de controle utilizada. Uma forma usual é classificá-los de acordo com o sistema de alimentação em que estão conectados, sendo divididos em filtros ativos monofásicos e filtros ativos trifásicos (estes podendo ser a três ou a quatro fios).

Eles também podem ser classificados de acordo com a estrutura do conversor de potência utilizado. De forma geral, o conversor utilizado em um filtro ativo pode ser um inversor com fonte de corrente (*CSI – Current Source Inverter*) ou com fonte de tensão (*VSI – Voltage Source Inverter*).

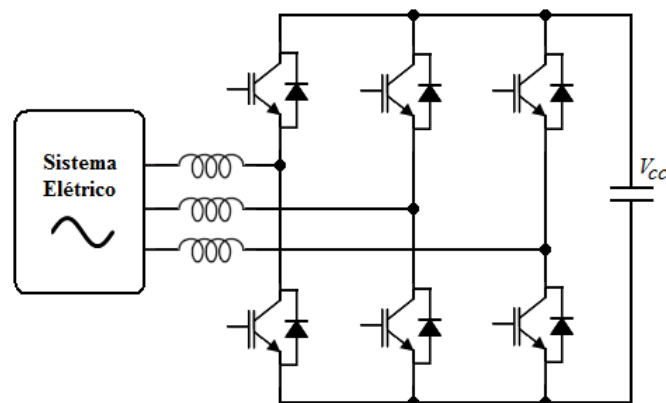
O *CSI* apresenta como elemento armazenador de energia um indutor, logo o barramento CC do conversor comporta-se como uma fonte de corrente (CAMARGO, 2002, p. 40), conforme exibe a Figura 12.



**Figura 12 - Filtro ativo com estrutura CSI.**

Essa estrutura apresenta perdas elevadas no indutor  $L_{cc}$  e nos semicondutores devido aos diodos em série com os interruptores (LINDEKE, 2003, p. 8). Segundo Camargo (2002, p. 41), esta estrutura torna-se vantajosa em sistemas de transmissão e altas potências.

A estrutura VSI para o filtro ativo é mais usual do que a CSI. Esses filtros são mais leves, menos dispendiosos e mais fáceis de controlar em relação ao CSI (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 80) e sua estrutura é apresentada na Figura 13.



**Figura 13 - Filtro ativo com estrutura VSI.**

O inversor com fonte de tensão utiliza um capacitor como elemento armazenador de energia. Neste caso o barramento CC do conversor comporta-se como uma fonte de tensão (CAMARGO, 2002, p. 41).

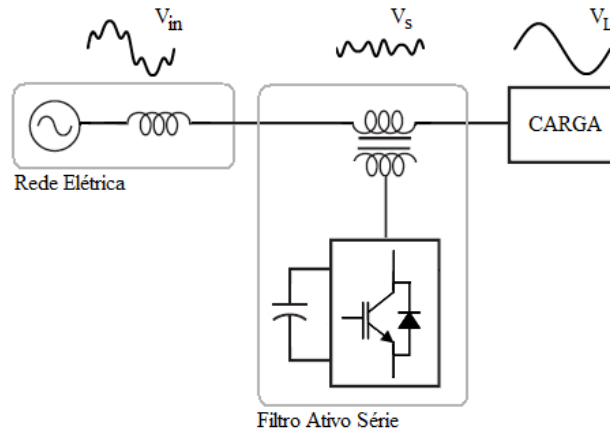
Uma comparação entre as duas estruturas não é o objetivo do trabalho. Entretanto o inversor de tensão é o mais empregado na implementação de filtros ativos e a grande maioria dos filtros ativos em operação são compostos por *VSI*s (AREDES, 1996, p. 34).

A forma mais comum de classificar os filtros ativos é de acordo com o papel que desempenham no sistema elétrico. Os filtros ativos podem ser classificados como filtros ativos série e filtros ativos paralelos (também chamados filtros *shunt*). Há também a combinação de filtros ativos com filtros passivos, os chamados filtros híbridos, e a combinação dos dois tipos de filtros ativos, um série e um paralelo, dando origem ao filtro ativo universal.

### 3.1.1 Filtros Ativos Série

Em geral, os filtros ativos série são utilizados para a correção da distorção harmônica de tensão e funcionam como uma fonte de tensão regulada ( $V_s$ ). São chamados série porque o elemento responsável pelo cancelamento do conteúdo harmônico da rede elétrica se encontra em série com a mesma. Eles são conectados em série entre a fonte e a carga, na grande parte das vezes utilizando um transformador de acoplamento (RIBEIRO, 2003, p. 6).

A Figura 14 apresenta um exemplo básico de filtro ativo série e demonstra o princípio básico de compensação série de tensão.



**Figura 14 - Princípio de funcionamento do filtro ativo série.**

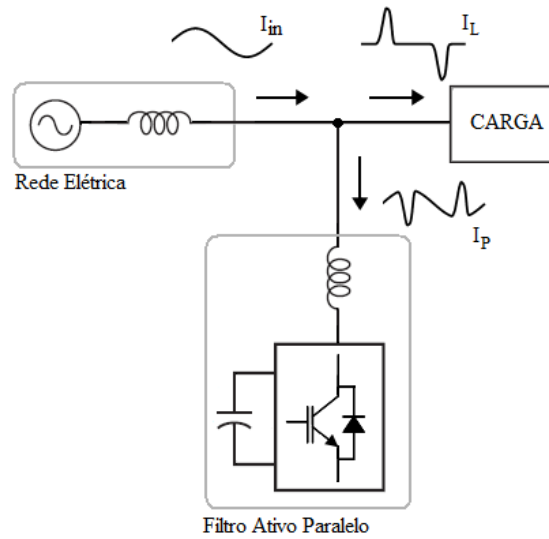
O filtro ativo série produz uma tensão  $V_s$  que, ao se somar a tensão da rede elétrica  $V_{in}$ , anula o conteúdo harmônico da mesma, disponibilizando uma tensão  $V_L$  livre de harmônicos para a carga, como mostra a Equação (19).

$$V_L = V_{in} + V_s \quad (19)$$

Fazendo uso de um conversor apropriado e tendo a devida lógica de controle implementada, o filtro ativo série é capaz de corrigir outros distúrbios da fonte de alimentação, como a regulação da tensão disponibilizada para a carga.

### 3.1.2 Filtros Ativos Paralelo

As correntes distorcidas das cargas podem ser compensadas por um filtro ativo paralelo. O filtro ativo paralelo é o dual do filtro ativo série. Ele é projetado para a correção de distorção harmônica de corrente e opera em paralelo com a rede elétrica. A Figura 15 mostra o princípio de compensação paralela e um exemplo de filtro ativo paralelo.

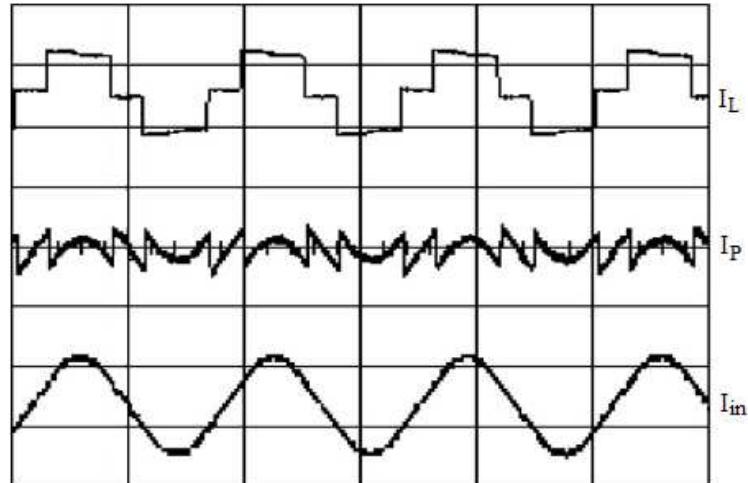


**Figura 15 – Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo.**

O filtro ativo paralelo drena/injeta uma corrente  $I_P$  na rede, de forma que a corrente total absorvida pela carga não-linear juntamente com a corrente  $I_P$  seja vista como uma corrente resistiva para o sistema elétrico, como exibe a Equação (20).

$$I_{in} = I_L + I_P \quad (20)$$

A Figura 16 exibe um resultado experimental típico de um filtro ativo paralelo. A primeira forma de onda  $I_L$  é referente à carga e apresenta alto conteúdo harmônico. A segunda corrente  $I_P$  é a corrente que o filtro ativo paralelo drena da rede, de forma que a soma das duas correntes  $I_{in}$  siga a forma da onda de tensão da fonte a que estão ligadas, no caso, uma forma de onda senoidal.

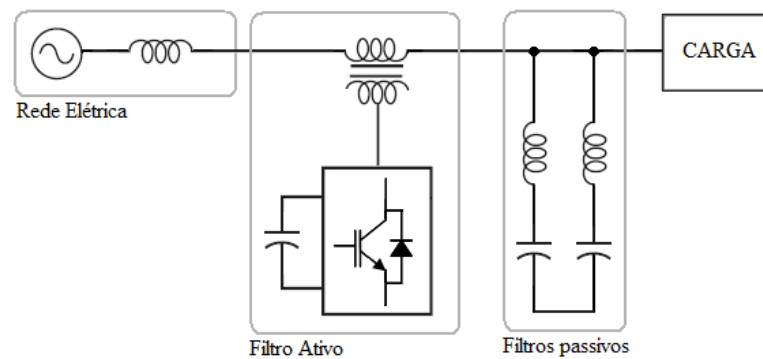


**Figura 16 – Correção de um filtro ativo paralelo, de cima para baixo: corrente da carga, do filtro e da rede (10 ms/div, 4 A/div)  
Fonte: Emadi, Nasiri e Bekiarov (2005, p. 129).**

### 3.1.3 Filtros Híbridos

Uma configuração possível é a combinação entre filtros ativos (série ou paralelo) e filtros passivos (série ou paralelo), os chamados filtros híbridos. A vantagem do filtro híbrido é a redução da potência do filtro ativo, o que torna a estrutura economicamente atrativa. Entretanto os filtros híbridos são equipamentos complexos, principalmente a parte passiva (ORTMANN, p. 18).

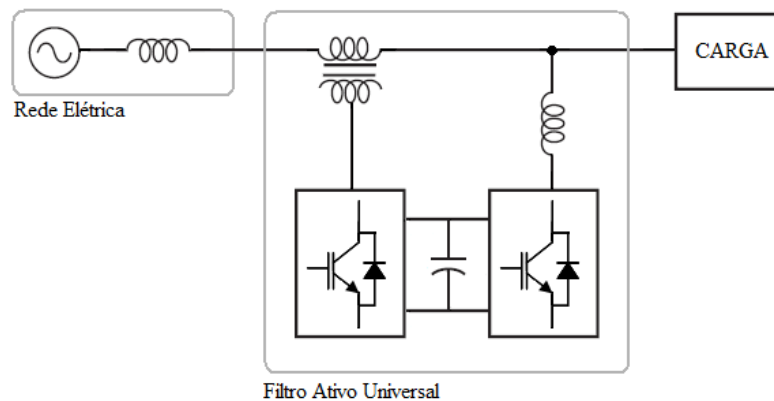
Existem várias configurações de filtros híbridos, a Figura 17 exibe uma delas, formada por um filtro ativo série e filtros passivos paralelo.



**Figura 17 - Filtro híbrido formado por filtro ativo série mais filtros passivos paralelo.**

### 3.1.4 Filtros Ativos Universais

Outra estrutura é obtida através da junção das duas estruturas de filtros ativos. A combinação de um filtro ativo série e de um filtro ativo paralelo é chamado de filtro ativo universal. O filtro ativo universal agrega as funcionalidades do filtro ativo série e do filtro ativo paralelo. Ele corrige a corrente da carga ligada a ele bem como disponibiliza para ela uma tensão o mais senoidal possível. Além disso, dependendo do tipo de controle e da topologia empregada, o filtro ativo universal pode compensar os reativos da carga, bem como regular o valor da tensão entregue. A Figura 18 expõe o princípio de funcionamento de um filtro ativo universal, o qual é objeto de estudo deste trabalho.



**Figura 18 – Princípio de funcionamento de um filtro ativo universal.**

Normalmente, o elemento armazenador de energia é compartilhado pelos dois filtros ativos. Nesse caso, o filtro ativo consiste em dois conversores bidirecionais conectados a um barramento CC comum. Um conversor bidirecional é conectado em série com a rede elétrica através de um transformador e corrige a distorção de tensão bem como a regula para a carga. O outro conversor bidirecional é conectado em paralelo com os terminais da carga, eliminando as correntes harmônicas da carga, além de drenar corrente reativa para melhorar o fator de potência do sistema (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 118).

O filtro ativo universal tem outras denominações, ele também é chamado de Condicionador de Energia (PLC – *Power Line Conditioner*) (LINDEKE, 2003, p. 5) ou de Condicionador Unificado de Energia (UPQC- *Unified Power Quality Conditioner*) (AREDES, 1996, p. 1).

## 3.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS FILTROS ATIVOS

Segundo Souza (2000, p. 7) qualquer conversor bidirecional em corrente pode operar como filtro ativo. Os conversores de potência utilizados nos filtros ativos são, na grande maioria, os do tipo fonte de tensão (PINHEIRO et al., 1999). Dessa forma, serão focados os filtros ativos que utilizam esses conversores e suas diferentes topologias aplicadas a filtros ativos.

### 3.2.1 Topologias monofásicas

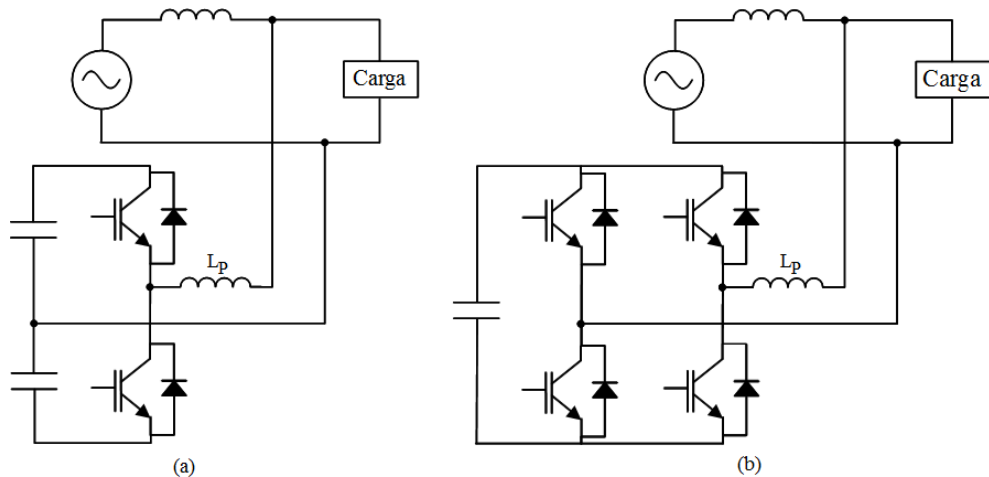
Diferentes topologias de inversores de tensão podem ser empregadas nos filtros ativos. No caso de filtros ativos monofásicos, as topologias mais comuns são os inversores de tensão em meia ponte e em ponte completa.

A Figura 19 apresenta a topologia meia-ponte e ponte completa aplicadas a um filtro ativo paralelo monofásico.

O inversor em meia-ponte tem a vantagem de possuir duas chaves semicondutoras a menos do que o inversor em ponte completa; entretanto o meia-ponte é indicado para o uso em casos em que o conversor manipule uma potência baixa, já que toda a corrente de compensação passará pelos capacitores do barramento. Os conversores meia-ponte são normalmente utilizados em aplicações de potência de até 3 kVA. Porém a definição desse valor de potência é apenas um ponto de partida, já que a escolha da topologia a ser utilizada é um compromisso entre custos, espaço físico, componentes disponíveis, entre outras variáveis. A principal preocupação na escolha de topologia a ser utilizada em determinada aplicação é que ela atenda da melhor forma as requisições impostas pelo projeto.

No conversor meia-ponte, a tensão do barramento CC deve ser o dobro da tensão do inversor em ponte completa (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 212). Conseqüentemente, os semicondutores utilizados no inversor meia-ponte apresentam maior perda e devem ser capazes de suportar um maior nível de tensão.



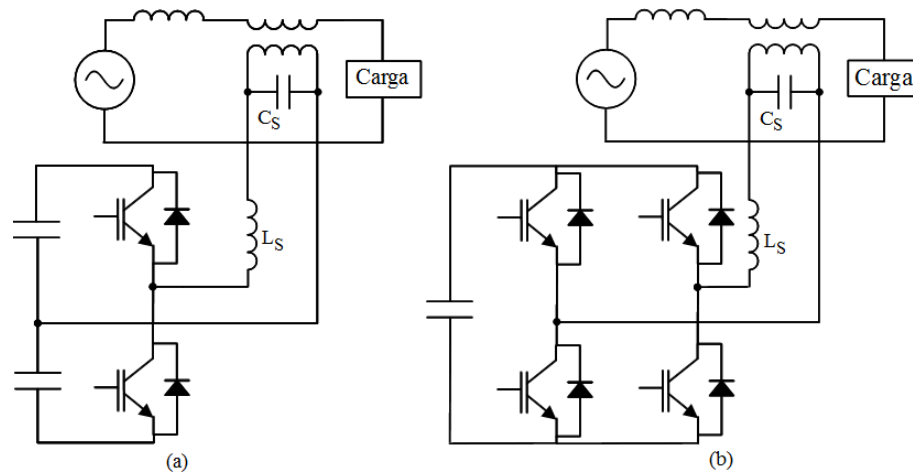


**Figura 19 - Filtro Ativo Paralelo: (a) inversor meia-ponte; (b) inversor ponte completa.**

Outra desvantagem apresentada pelo inversor em meia-ponte é a possibilidade da modulação apenas em dois níveis, o que acarreta em uma maior ondulação na corrente na saída do conversor, sendo necessário o uso de um indutor de acoplamento  $L_p$  maior em comparação ao inversor em ponte completa, o qual permite um chaveamento em três níveis. A frequência de chaveamento do inversor pode ser aumentada ao invés do valor do indutor de acoplamento, entretanto essa medida depende da lógica disponível e da velocidade tanto do elemento controlador e gerador da modulação (microcontrolador ou microprocessador), quanto das chaves semicondutoras utilizadas. Vale ressaltar que as perdas nos semicondutores são diretamente proporcionais à frequência de chaveamento.

O inversor de tensão em ponte completa é a topologia mais utilizada em filtros ativos (SOUZA, 2000, p. 13). A topologia apresenta quatro chaves semicondutoras, porém a tensão que cada chave deve suportar é menor do que no inversor em meia-ponte. O inversor em ponte completa permite a modulação em três níveis e apresenta uma melhor controlabilidade do que o inversor em meia-ponte, já que controla a tensão do barramento de forma única, diferentemente da topologia em meia-ponte, na qual é necessário controlar a tensão sobre cada um dos capacitores do barramento.

A Figura 20 exibe as mesmas topologias aplicadas a um filtro ativo série monofásico. As vantagens e desvantagens das topologias são as mesmas comentadas para o uso delas em filtros ativos paralelo. O filtro ativo série apresenta um filtro LC na saída, que é utilizado devido ao chaveamento em alta frequência do inversor. Ele também apresenta um transformador de acoplamento, que em alguns casos pode ser removido, de forma que o capacitor do filtro LC do inversor torna-se o elemento que se encontra em série com a tensão a ser corrigida.

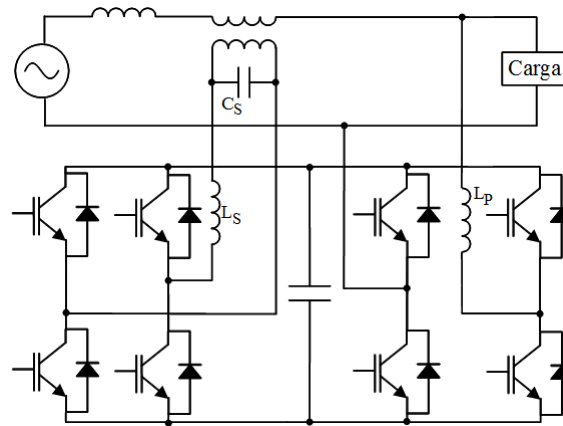


**Figura 20 - Filtro Ativo Série: (a) inversor meia-ponte; (b) inversor ponte completa.**

Os filtros ativos (tanto o série quanto o paralelo) também podem empregar outras topologias além das apresentadas, como a utilização de inversores em série e de estruturas com grampeamento no ponto neutro, ambas apresentadas por Souza (2000). Essas topologias trazem alguns benefícios para os filtros ativos, porém elas não são comuns e o aumento do custo e da complexidade do controle acaba as tornando inviáveis na grande maioria dos casos.

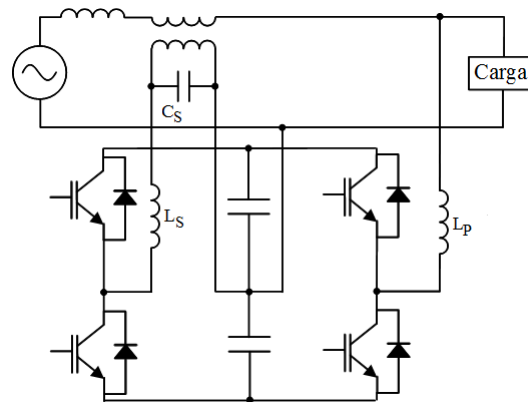
A topologia convencional de um filtro ativo universal consiste em dois conversores em ponte completa bidirecionais em corrente conectados a um barramento CC em comum, como o apresentado no trabalho de Eakburanawat et al. (2004) e é exibido na Figura 21. Por se tratarem de conversores em ponte completa, tanto o conversor da parte série como o conversor da parte paralelo apresentam quatro chaves semicondutores cada. O conversor série é conectado à rede elétrica através de um transformador e os capacitores e indutores dos filtros LC da saída de cada conversor são responsáveis por eliminar a frequência de chaveamento da tensão de saída do filtro série e da corrente do filtro paralelo. A indutância de saída do filtro paralelo também age como uma ponte entre o filtro ativo paralelo e a rede, eliminando a alta frequência devido ao chaveamento do conversor de potência.

O trabalho de Jacobina et al. (2007) apresenta a estrutura convencional do filtro ativo universal como a apresentada na Figura 21, porém sem o transformador do filtro ativo série. O peso, o tamanho e o custo associados ao transformador acabam tornando sua aplicação não atraente em algumas situações (JACOBINA et al., 2007).



**Figura 21 - Topologia convencional em ponte-completa de um filtro ativo universal.**

Outra estrutura utilizada como filtro ativo universal é apresentada na Figura 22. Nessa topologia, tanto a parte série quanto a parte paralela do filtro ativo universal é composta por conversores meia-ponte. Esta é uma solução atrativa para filtros ativos universais de baixa potência, devido ao seu menor custo. Entretanto, as desvantagens são as mesmas apresentadas para a topologia meia-ponte aplicada em filtros ativos série ou paralelo.



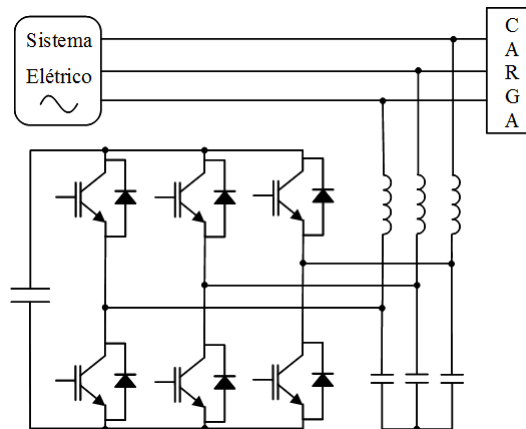
**Figura 22 - Topologia meia-ponte aplicada um filtro ativo universal.**

### 3.2.2 Topologias trifásicas

Assim como nos filtros ativos monofásicos, diversas topologias podem ser empregadas na aplicação de filtros ativos trifásicos, sendo que estes podem ser do tipo série, paralelo ou universal. As aplicações de conversores de potência em filtros ativos trifásicos podem ser divididas em duas categorias: as aplicações de filtros ativos com três fios e as

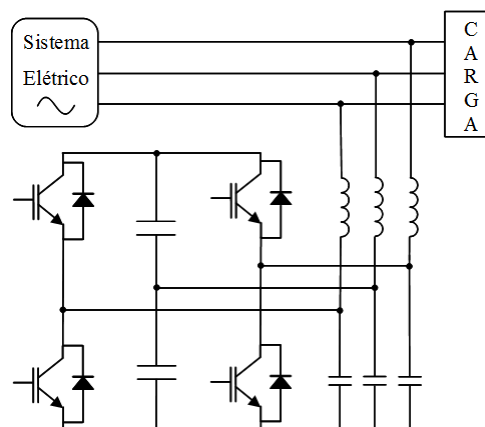
aplicações com quatro fios. Segundo Camargo (2002, p. 48), os filtros ativos trifásicos a três fios são utilizados principalmente em sistemas de transmissão, distribuição e na presença de cargas trifásicas a três fios.

Em sistemas a três fios, a topologia mais utilizada é a exibida na Figura 23, a qual está aplicada a um filtro ativo paralelo e é um inversor trifásico em ponte completa.



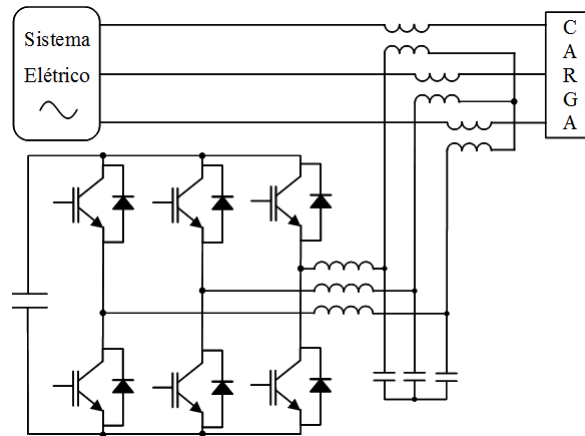
**Figura 23 - Filtro ativo paralelo trifásico a três fios.**

Outra topologia aplicada em sistemas a três fios é a apresentada na Figura 24. Um dos braços da topologia apresentada anteriormente é substituído por dois capacitores, logo essa topologia apresenta duas chaves a menos do que a topologia em ponte completa. Entretanto seu controle torna-se mais complexo, já que a corrente em uma das fases é controlada devido à simetria apresentada com a corrente das outras duas fases (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p. 212).



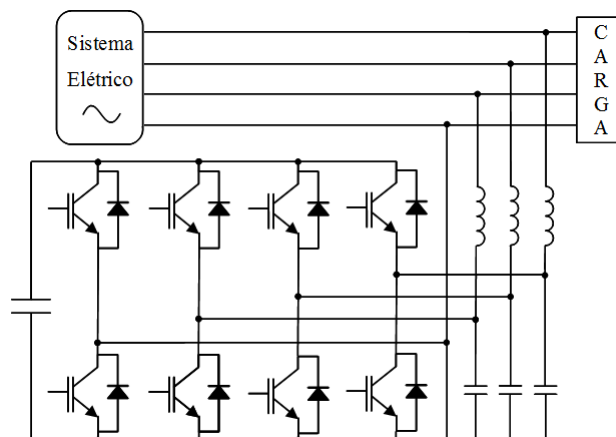
**Figura 24 - Topologia aplicada a filtro ativo paralelo trifásico.**

As topologias em três fios também podem ser aplicadas em filtros ativos série. De acordo com Aredes (1996, p. 67), em sistemas trifásicos sem o neutro não há componentes de sequência zero a serem compensadas. Dessa forma, o inversor em ponte completa já apresentado no uso de um filtro ativo paralelo também pode ser empregado como filtro ativo série a três fios, como no estudo de Sincy e Agarwal (2007) e exibido na Figura 25.



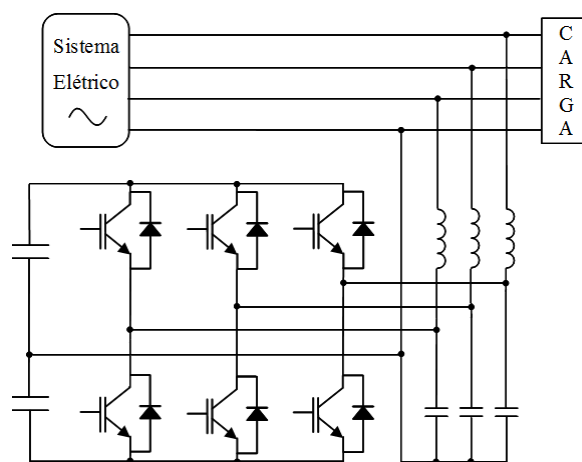
**Figura 25 - Filtro ativo série a três fios.**

Muitas cargas monofásicas e trifásicas são supridas com o condutor neutro. Dessa forma, para aplicações industriais e comerciais, onde a potência é distribuída a quatro fios, os filtros ativos devem ser aplicados em sistemas a quatro fios. Filtros a quatro fios são utilizados principalmente em sistemas de distribuição de energia e em locais com cargas monofásicas e cargas trifásicas a quatro fios (CAMARGO, 2002, p. 49). As topologias mais utilizadas em quatro fios são apresentadas sendo empregadas em filtros ativos paralelos na Figura 26 e na Figura 27.



**Figura 26 - Topologia quatro fios com quatro braços utilizada em um filtro ativo paralelo.**

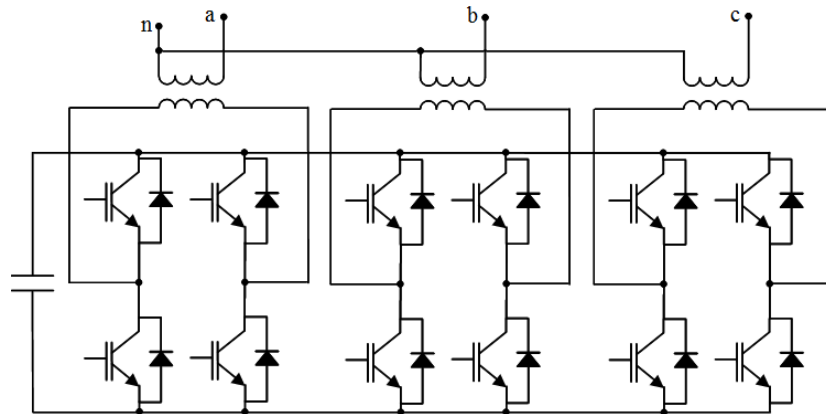
A topologia da Figura 26 apresenta um braço a mais para o neutro do sistema e apresenta mais chaves do que a topologia da Figura 27, que apresenta dois capacitores em derivação como alternativa para a circulação das correntes do condutor neutro. Apesar de apresentar duas chaves a menos essa topologia apresenta como desvantagem a necessidade de uma capacitância mais alta no barramento CC para reduzir a ondulação devido à corrente do neutro (CAMARGO, 2002, p. 50). Como no caso da topologia em meia-ponte monofásica, essa topologia normalmente é utilizada para potências mais baixas, já que toda a corrente do neutro passa pelos capacitores do barramento.



**Figura 27 - Topologia quatro fios com capacitor em derivação aplicada em um filtro ativo paralelo.**

As topologias apresentadas nas Figura 26 e na Figura 27 também podem ser utilizadas em filtros ativos série, apenas mudando a disposição do conversor em relação à rede elétrica (em série com a mesma) e o controle aplicado ao conversor, já que o objetivo é outro.

Outra topologia a quatro fios utilizada é a que utiliza quatro pontes completas monofásicas. Essa topologia é utilizada por Nunez et al. (2001) na implementação de um filtro ativo série trifásico. A topologia também pode ser utilizada em filtros ativos paralelos e é exibida na Figura 28.

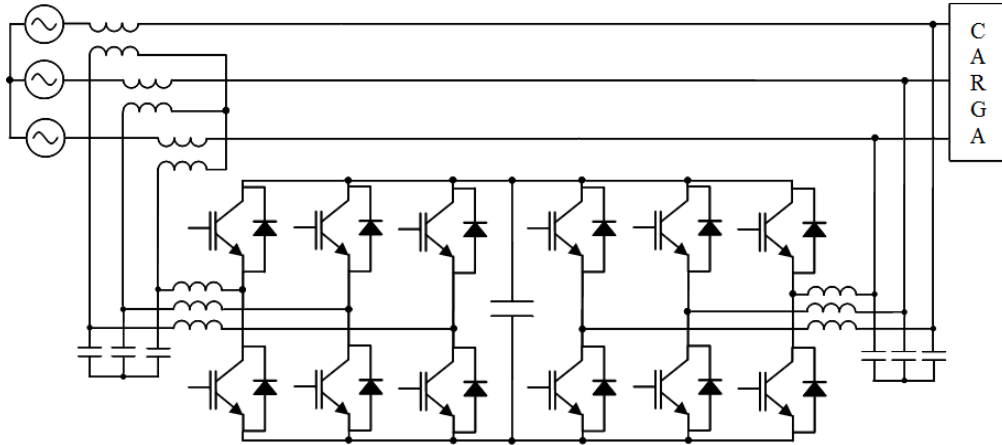


**Figura 28 - Topologia utilizando três pontes monofásicas.**

A topologia com três pontes monofásicas tem como vantagem a regulação independente de cada fase, embora apresente grande número de semicondutores. Quinn e Mohan (1992) apresentam um estudo comparativo entre as configurações dos conversores para aplicações de filtros de corrente a quatro fios em sistemas trifásicos. Segundo o artigo, em aplicações monofásicas, o conversor em ponte completa é apresentada vantagem em relação ao conversor meia-ponte, devido à menor tensão do barramento CC, apesar do maior número de chaves utilizadas. Ainda segundo o artigo, a abordagem trifásica (tanto a com capacitores em derivação quanto a com um braço chaveado para o neutro) utiliza menos chaves do que a aplicação de três módulos monofásicos. A topologia que utiliza quatro braços chaveados apresenta como vantagem a menor tensão CC do barramento, apesar de utilizar mais chaves do que a topologia com capacitores em derivação,

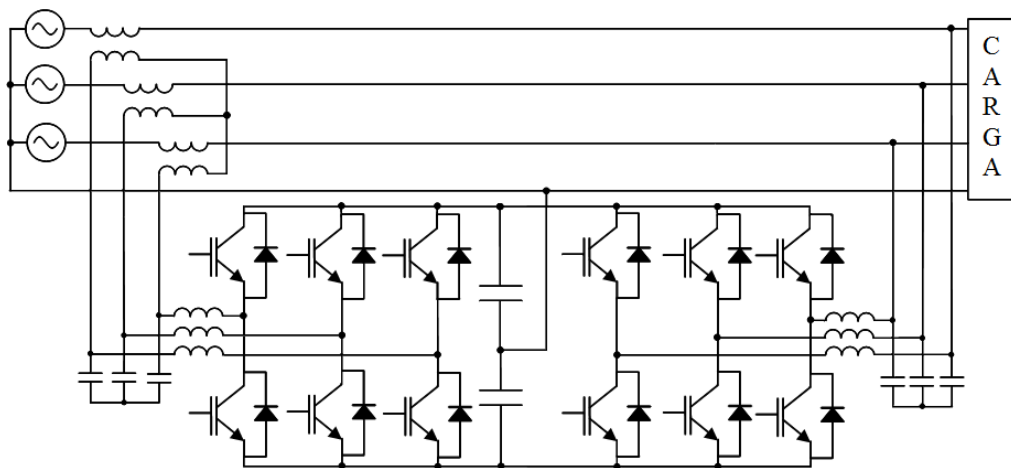
Os filtros ativos universais trifásicos também podem ser a três ou a quatro fios. De forma geral, a estrutura de potência dos filtros ativos universais trifásicos é a junção de duas das estruturas trifásicas apresentadas até aqui, uma aplicada como filtro ativo série e outra como filtro ativo paralelo, sendo interligadas pelo barramento CC. A escolha da topologia a ser aplicada deve levar em consideração as características do filtro que se deseja implementar, como o número de fios do sistema em que ele será instalado, a potência e o tipo de carga que ele irá suprir, o nível de tensão a que ele será ligado, entre outros fatores.

A estrutura usual para sistemas a três fios é utilizada por Kamran e Habetler (1998) e é apresentada na Figura 29.



**Figura 29 - Filtro ativo universal a três fios.**

Em sistemas a quatro fios, uma solução bastante utilizada é a apresentada na Figura 30. Nessa estrutura, o capacitor do barramento CC é substituído por dois capacitores e o neutro do sistema é conectado no ponto médio entre eles. Essa estrutura apresenta as desvantagens apresentadas nas estruturas anteriores que continham capacitores em derivação, como a necessidade de um maior nível de tensão no barramento CC e uma maior ondulação no barramento, já que a corrente do neutro passará pelos capacitores do mesmo.



**Figura 30 - Filtro ativo universal a quatro fios com capacitor em derivação.**

Além das estruturas apresentadas, outras topologias de filtros ativos universais podem ser obtidas através da junção das estruturas de filtros ativos série e paralelo anteriormente apresentadas.



### 3.3 CONCLUSÕES

O capítulo apresentou uma abordagem sobre os filtros ativos, suas principais classificações e seus conceitos de filtragem. Foram apresentados os conceitos de filtragem ativa série, paralela e universal.

Também foram expostas as principais estruturas de potência empregadas nos filtros ativos, divididas em estruturas monofásicas e trifásicas. Em ambas foram apresentados exemplos do circuito de potência sendo utilizados como filtro ativo série, paralelo ou universal. As vantagens e desvantagens dos circuitos foram exploradas.

Os filtros ativos podem ser aplicados em diversas situações, de forma que a escolha do circuito de potência adequado depende de vários fatores, como o sistema elétrico a que o filtro está ligado, o tipo de compensação desejada, a potência que o filtro irá alimentar, entre outros. Outro fator importante que deve ser mencionado é que a lógica de controle aplicada aos filtros ativos é responsável por grande parte da eficiência dos mesmos. Assim, a topologia deve ser escolhida de forma a ser compatível com a lógica de controle a ser empregada. Essa análise é importante para a escolha do dispositivo lógico de controle, que deve ter capacidade de processamento para implementar leis de controle mais complexas, caso seja necessário e para o sensoriamento das grandezas necessárias para o controle.

## 4 PROJETO E EXECUÇÃO DO FILTRO ATIVO UNIVERSAL

Neste capítulo apresenta-se o filtro ativo proposto. Primeiramente a topologia utilizada para a implementação do filtro é exposta. Seu funcionamento básico e a conexão entre os módulos a fim de se obter a estrutura trifásica são exibidos. Os principais componentes físicos utilizados na aplicação do filtro ativo são apresentados.

Em seguida as estruturas que dizem respeito ao controle digital do filtro ativo são mostradas. O *DSP* e as estratégias de controle implementadas são descritas. Por fim, é apresentada a simulação do filtro ativo, em operação monofásica e trifásica.

### 4.1 TOPOLOGIA PROPOSTA

O filtro ativo universal trifásico apresentado é composto por três módulos monofásicos, de forma que apresenta a vantagem de poder ser usado tanto em aplicações monofásicas como em aplicações trifásicas.

Cada módulo monofásico utiliza uma estrutura de três braços, que é apresentada de forma simplificada na Figura 31. A estrutura apresenta dois conversores bidirecionais, um na entrada e um na saída, os quais compartilham um dos braços chaveados, chamado então de braço comum (COM).

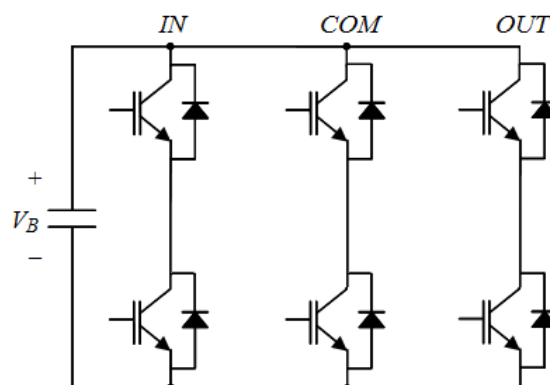


Figura 31 - Topologia composta por três braços.

A topologia de três braços vem sendo bastante empregada onde circuitos retificadores-inversores monofásicos são necessários. Ela apresenta vantagens em relação aos

outros circuitos que realizam a mesma função por ter um menor custo e um menor tamanho, já que utiliza um braço chaveado a menos, quando comparada a topologia típica empregada em retificadores-inversores monofásicos.

A topologia utilizada na pesquisa de Divan (1989) pode ser chamada de precursora da topologia de três braços. A pesquisa apresenta um sistema ininterrupto de energia (do inglês UPS - *Uninterruptible Power Supply*) que utiliza a estrutura com três braços; entretanto um dos braços é composto por diodos ao invés de chaves. O braço de diodos é utilizado na entrada e tem a função de corrigir o fator de potência através da utilização conjunta com o braço comum. Porém o uso de diodos ao invés de chaves acaba tornando o controle da estrutura mais complexo, já que o braço comum acumula a função da correção do fator de potência na entrada simultaneamente ao controle da tensão do inversor de saída. Para isso, Divan (1989) emprega um método de controle que depende da direção da corrente de entrada para determinar o chaveamento dos braços. Chang, Chang e Chiang (2009) também utilizam a topologia de três braços com o braço da entrada composto por diodos e propõem um controle *feed-forward* para gerar o chaveamento dos braços, evitando as dificuldades encontradas no método de controle proposto por Divan (1989).

Outras pesquisas foram realizadas utilizando a topologia de três braços, essas já a empregando com os três braços chaveados. O circuito de três braços foi bastante aplicado a sistemas ininterruptos de energia, como nos trabalhos de Ando et al. (1997), Uematsu et al. (1998), Baek et al. (2002), Choi et al. (2005) e Yeh e Manjrekar (2007). Alguns trabalhos implementam reguladores de tensão AC empregando a topologia de três braços (PARK; PARK; BAE, 1999), (CHIANG; YEN; CHANG, 2001), (PARK et al., 2001) e (WU et al., 2010).

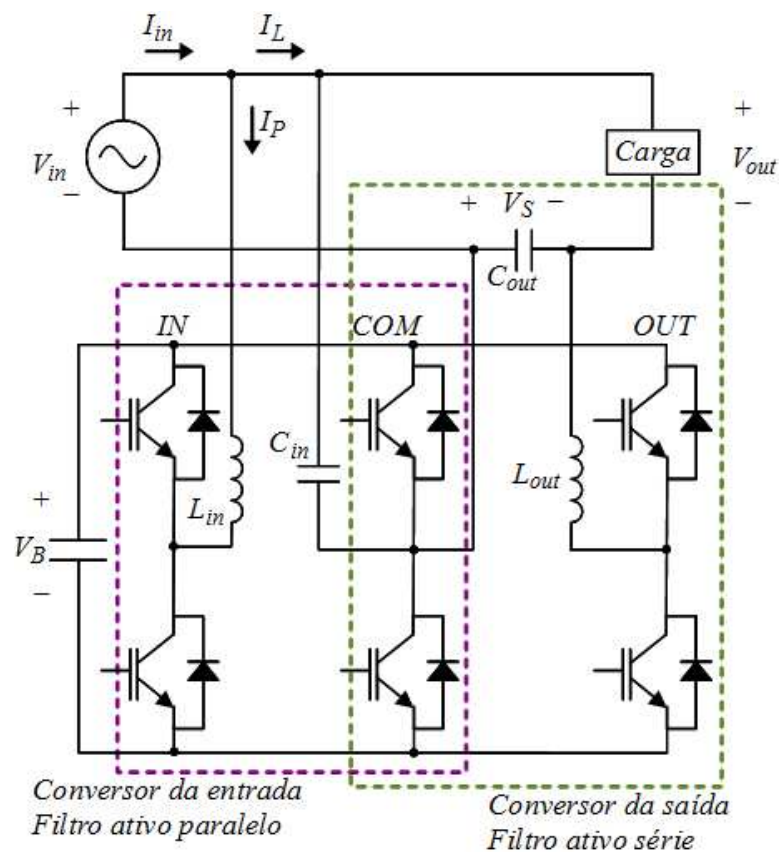
A pesquisa feita por Hirao et al. (1998) apresenta uma análise das perdas no circuito de três braços sendo este aplicado a um UPS. Em (CHIANG; LEE; CHANG, 2000) um estudo do retificador-inversor com três braços é apresentado e em (CHANG; CHANG; CHIANG, 2006a) um painel fotovoltaico com capacidade de regulação da tensão é desenvolvido. Os mesmos autores (CHANG; CHANG; CHIANG, 2006) fazem uso de dois circuitos de três braços com conexão em cascata para que seja possível um chaveamento em cinco níveis.

A estrutura de três braços também é empregada com diodos de grampeamento para redução do estresse nas chaves semicondutoras (LIN; CHEN, 2002) e Pinheiro, Blume e Jain (2000) aplicam a modulação vetorial (*space vector*) à topologia.

## 4.2 FILTRO ATIVO PROPOSTO

O filtro ativo proposto é formado por três módulos monofásicos, de forma que cada módulo monofásico é independente e utiliza um circuito de três braços. O filtro ativo trifásico desenvolvido resulta da combinação de três desses módulos monofásicos, logo a estrutura apresenta a vantagem de poder ser usada como um filtro ativo monofásico ou como um filtro ativo trifásico.

Como o filtro ativo proposto opera através da junção de três filtros ativos monofásicos, o funcionamento tanto do circuito de potência quanto da lógica de controle será feito para um módulo monofásico. A Figura 32 apresenta o circuito simplificado de um módulo monofásico do filtro ativo proposto, que utiliza a topologia de três braços.



**Figura 32 - Topologia de cada módulo monofásico do filtro ativo universal proposto.**

Devido ao compartilhamento do braço central pelos dois conversores, esta topologia apresenta a vantagem de eliminar um braço quando comparada a topologia típica de um filtro ativo universal monofásico, como o apresentado na Figura 21, no capítulo 3. A exclusão de um braço traz vantagens no tamanho e no aspecto econômico. Além disso, tanto a estrutura

modular monofásica quanto a estrutura trifásica podem ser implementadas sem o uso de um transformador, diferente das estruturas usuais de filtros ativos série e universais.

Como a Figura 32 exhibe, a topologia usada tem três braços que operam como dois conversores em ponte completa que compartilham o braço comum.

O conversor em ponte completa da entrada composto pelo braço de entrada (IN) e pelo braço comum (COM) é um conversor bidirecional em corrente e atua como um filtro ativo paralelo. O conversor de entrada é responsável pela compensação harmônica e reativa da corrente da carga ( $I_L$ ) através do controle da corrente de compensação do conversor ( $I_P$ ), que ao se somar a corrente da carga resulta em uma corrente drenada da rede ( $I_{in}$ ) que apresenta melhores características em seu conteúdo harmônico e em seu fator de potência.

Além disso, o conversor de entrada controla e mantém o valor da tensão  $V_B$  do barramento DC, que será utilizado pelo conversor de saída. Logo, o conversor de entrada deve repor essa parcela de potência para o barramento que é utilizada pelo conversor de saída.

O indutor  $L_{in}$  é o elemento no qual a corrente que o filtro ativo drena da rede é controlada e ele também limita a ondulação na corrente drenada pelo filtro. O capacitor  $C_{in}$  oferece um caminho de baixa impedância para a circulação de harmônicas de ordem elevada, evitando que elas fluam para a rede elétrica.

Cada braço do conversor recebe uma modulação específica, que é um sinal PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*). Dessa forma a Equação (60) representa o conversor de entrada, onde  $V_{Lin}$  é a tensão sobre o indutor de entrada,  $V_{in}$  é a tensão da rede elétrica e  $PWM_{IN}$  e  $PWM_{COM}$  é a tensão resultante do chaveamento em cada braço, IN e COM, respectivamente.

$$V_{Lin} = V_{in} - (PWM_{IN} - PWM_{COM}) \quad (21)$$

A porção  $(PWM_{IN} - PWM_{COM})$  representa a tensão na saída do conversor de entrada, que é a diferença do chaveamento do braço IN e do braço COM. Assim, a tensão no indutor  $L_{in}$  é a diferença entre a tensão da rede elétrica e a tensão de saída chaveada pelo filtro ativo paralelo.

Em uma situação ideal, em que nem a corrente da carga e nem a tensão de entrada precisem de correção, e também desconsiderando as perdas do sistema, a tensão resultante na saída do conversor de entrada deve ter o mesmo formato da tensão da rede elétrica, já que ele se encontra em paralelo com a mesma, evitando assim a circulação de corrente entre ela e o

filtro. Quando a correção é necessária, a diferença de tensão entre a rede elétrica e a tensão de saída do conversor paralelo resulta na queda de tensão sobre o indutor  $L_{in}$ , que resulta na corrente de compensação paralela  $I_p$ .

O conversor de saída também é um conversor em ponte completa e é composto pelo braço de saída (OUT) e pelo braço comum (COM) e se comporta como um filtro ativo série. Ele atua como um inversor de tensão a partir da tensão do barramento DC. O indutor  $L_{out}$  e o capacitor  $C_{out}$  formam o filtro de saída do conversor, que elimina as altas frequências da tensão chaveada. O capacitor de saída do conversor  $C_{out}$  é o elemento do filtro ativo que se encontra em série com a rede elétrica, dessa forma ele apresenta a tensão série de compensação  $V_s$  que, somada à tensão da rede elétrica  $V_{in}$ , resulta em uma tensão estabilizada e corrigida para o suprimento da carga.

A Equação (22) representa o conversor de saída, onde  $V_{Lout}$  é a tensão sobre o indutor de saída,  $V_s$  é a tensão série produzida pelo conversor de saída sobre o capacitor  $C_s$  e  $PWM_{COM}$  e  $PWM_{OUT}$  é tensão resultante do chaveamento em cada braço, COM e OUT, respectivamente.

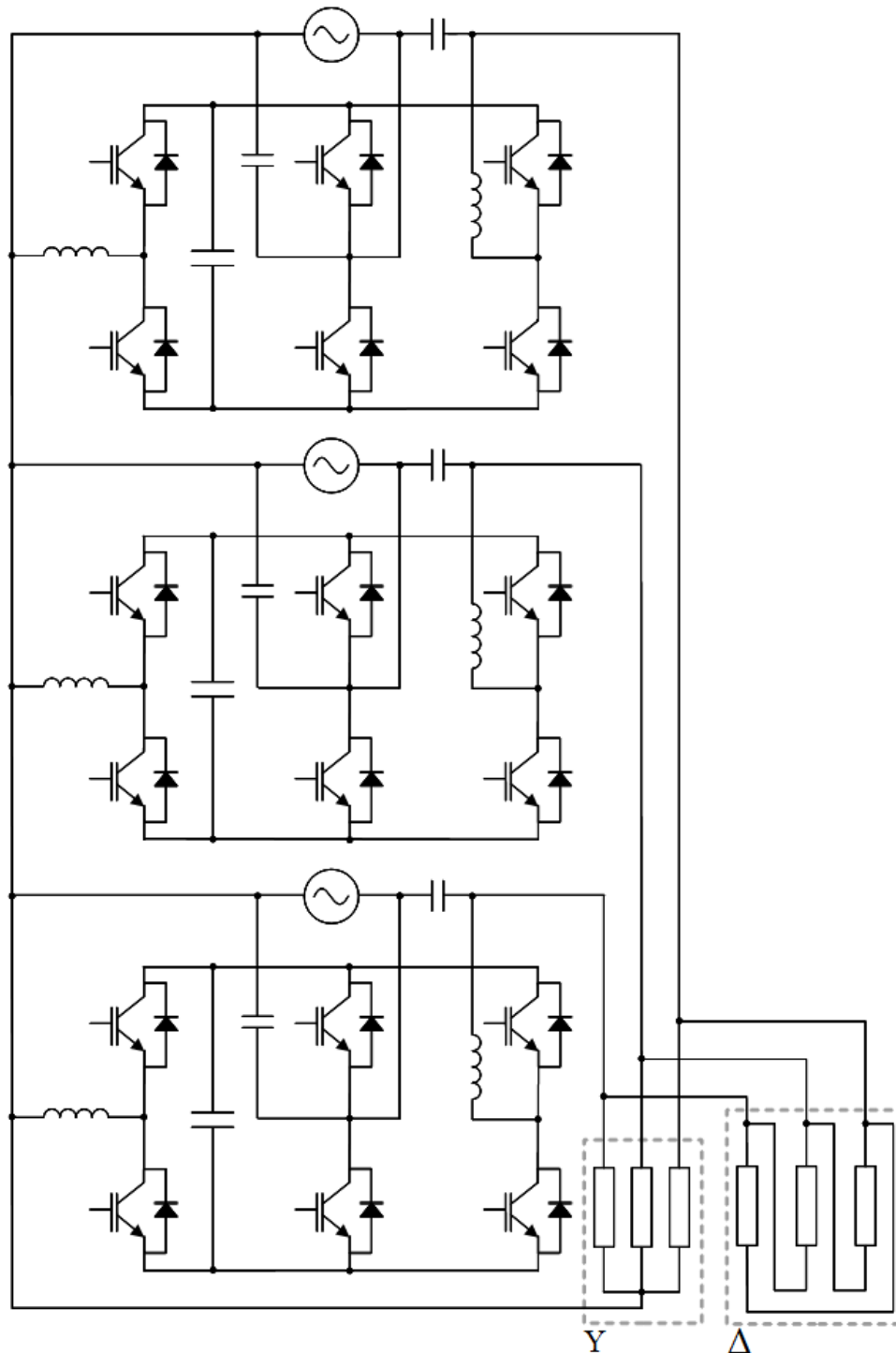
$$V_{Lout} = (PWM_{COM} - PWM_{OUT}) - V_s \quad (22)$$

Comparando as Equações (21) e (22) nota-se que elas apresentam um termo comum, que é o sinal de comando do braço comum aos dois conversores ( $PWM_{COM}$ ). Para que tanto o conversor de entrada como o conversor de saída executem suas respectivas funções compartilhando um braço e sejam independentes um do outro é necessário que o chaveamento aplicado ao braço comum seja fixo e conhecido. Assim, o controlador do conversor de entrada irá atuar apenas no braço de entrada (IN) levando em consideração o chaveamento previamente conhecido no braço comum (COM). Da mesma forma, o controlador do conversor de saída exerce ação apenas no braço de saída (OUT) levando em conta o chaveamento do braço comum (COM).

A corrente que passa por cada um dos braços da estrutura de três braços aplicada a um filtro ativo universal é dependente da corrente da carga conectada na saída do filtro. O braço OUT irá manipular a corrente da carga e pelo braço de entrada IN irá passar a corrente complementar à corrente da carga, para que a corrente na entrada siga a tensão da rede. A corrente no braço comum COM é a soma das correntes que circulam pelos dois conversores,

ou seja, a soma das correntes que passam pelo braço OUT e pelo braço IN, ou seja, a corrente resultante corrigida.

A estrutura trifásica é resultado da conexão de três filtros ativos monofásicos. A Figura 33 mostra o diagrama esquemático utilizado para a estrutura trifásica. A conexão de cargas em delta e em estrela também é exibida.



**Figura 33 - Conexão trifásica entre os módulos monofásicos.**

Outras ligações entre os módulos também podem ser feitas, porém alguns parâmetros devem ser averiguados para o correto funcionamento; como por exemplo o posicionamento dos sensores, a adequação de certos valores (como o nível de tensão do barramento) e as informações que estão sendo processadas, que podem alterar a lógica de controle do filtro ativo.

#### 4.3 ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DO FILTRO ATIVO

Como ponto de partida do dimensionamento do circuito e dos componentes do filtro ativo, algumas especificações das características do filtro são necessárias. A Tabela 1 apresenta as especificações básicas para cada módulo monofásico.

**Tabela 14 - Especificações do filtro ativo proposto.**

Especificação	Valores
Tensão eficaz entrada	100 V a 155 V
Tensão eficaz de saída	127 V
Tensão do barramento CC	300 V
Frequência de operação	60 Hz
Frequência de chaveamento	24 kHz
Potência da carga (monofásica)	1500 W
Tipo de modulação	PWM
Níveis	3 níveis

As especificações relativas à tensão de entrada e a frequência de operação foram feitas de acordo com as características da rede elétrica. A frequência de chaveamento de 24 kHz é um ponto ótimo entre as configurações do *DSP*, o tempo de execução do código de controle pelo *DSP*, o processo de amostragem dos sinais (em 24 kHz), as chaves semicondutoras e o tamanho dos filtros passivos utilizados na saída dos conversores. A tensão do barramento é utilizada em 300 V, já que esse valor é maior que o valor máximo do pico da tensão de entrada e permite que os braços do conversor tenham amplitude suficiente para desempenhar suas funções, e assim o filtro ativo operar de maneira correta. A tensão eficaz de entrada é variável, já que o filtro ativo também tem a capacidade de estabilizar a tensão. Os



valores extremos da tensão de entrada foram especificados em aproximadamente  $\pm 20\%$  do valor da tensão eficaz nominal de saída (127 V).

Com as especificações iniciais definidas, parte-se para o cálculo dos elementos passivos e das estruturas de controle do filtro ativo.

#### 4.3.1 Capacitor do barramento CC

O barramento CC deve se aproximar de uma fonte CC ideal, apresentando o mínimo de ondulação. Dessa forma, o dimensionamento do capacitor do barramento  $C_B$  é dependente da potência processada pela parte paralela e pela parte série do filtro ativo.

Desconsiderando as perdas do filtro e supondo que a porção série do filtro não precise corrigir a tensão de entrada, a rede elétrica provê a potência ativa para a carga e a parte paralela do filtro ativo irá processar apenas a potência relativa aos harmônicos e a potência reativa necessárias para a correção da corrente da carga conectada ao filtro, chamada aqui de potência não-ativa.

Levando em consideração apenas a parte paralela do filtro, um valor inicial de capacitor de barramento do FAP pode ser encontrado através da Equação (23), que calcula a capacitância de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo, apresentada em (BARBI, 2002, p. 10).

$$C_B = \frac{P_{na}}{f(V_{C_{Bmax}}^2 - V_{C_{Bmin}}^2)} \quad (23)$$

Para aplicar a fórmula da Equação (23) é preciso definir  $P_{na}$ , que representa a quantidade de potência não-ativa (reativos e conteúdo harmônico) que o filtro ativo é capaz de corrigir. A potência não-ativa  $P_{na}$  pode ser definida pela Equação (24), onde  $FP_{carga}$  é o fator de potência da carga e  $P$  é a potência ativa nominal do filtro ativo especificada na Tabela 14 (1500 W).

$$P_{na} = \sqrt{\frac{P^2(1 - FP_{carga}^2)}{FP_{carga}^2}} \quad (24)$$

Dessa forma, é especificada uma carga bastante comum e que é considerada uma das piores cargas com relação ao seu conteúdo harmônico e reativo: um retificador monofásico com filtro capacitivo. Os valores do fator de potência para cargas como o retificador monofásico são conhecidos através de aquisição experimental desse tipo de forma de onda, logo seu fator de potência é conhecido e fica em torno de 0,7. Essa carga especificada também será usada para calcular outros elementos do filtro ativo.

Assim, o valor de potência não-ativa que o filtro ativo precisa fornecer no pior caso é de 1530 Var. Utilizando esse valor na Equação (23) e considerando uma ondulação de 10% no valor de 300 V no barramento CC, o valor de  $C_B$  considerando apenas o filtro ativo paralelo é de 1,4 mF.

Analisando o funcionamento da parte série do filtro ativo, caso a rede elétrica necessite ser corrigida, o barramento também irá fornecer através do conversor de saída uma quantidade de potência ativa e uma quantidade de potência referente ao conteúdo harmônico presente na tensão da rede elétrica, a qual é corrigida pela parte série do filtro ativo. Supondo que o filtro série não precise corrigir conteúdo harmônico, apenas regular o nível de tensão da saída e sabendo que ele tem capacidade de regular a tensão de entrada em cerca de  $\pm 20\%$  do valor da tensão eficaz nominal de saída (127 V), a potência ativa processada pelo filtro também ficará dentro desse limite. Caso a carga nominal de 1500 W seja conectada à saída do filtro e a tensão de entrada estiver em 100 V, a porção série do filtro ativo irá regular a tensão 27 V para cima, de forma a entregar 127 V para a carga. Logo, ele manipulará cerca de 20% da potência da carga, ou seja, cerca de 300 W. A potência referente ao conteúdo harmônico manipulado pela parte série do filtro ativo não é simples de se estabelecer, já que ela depende do conteúdo harmônico da rede elétrica a que o filtro estará conectado e do conteúdo harmônico da carga conectada ao filtro. Como esse não é o objetivo almejado nesse trabalho e a fim de se estabelecer um valor, foi instituída uma margem de 50% no valor de 300 W já calculado. Dessa forma, o filtro ativo tem capacidade para operar em situações em que o conteúdo harmônico da rede ou da corrente da carga demandem essa potência do barramento CC, sendo que essa potência é suficiente para corrigir distorções de tensão usuais na rede elétrica e distorções de corrente no formato de uma carga não linear com filtro capacitivo.

Assim, a parte série do filtro ativo tem a capacidade de manipular uma potência  $P_s$  de cerca de 450 W. Dessa forma, o cálculo do capacitor do barramento levando em consideração a parte série do filtro pode ser feito pela Equação (25).

$$C_B = \frac{P_s}{f(V_{B_{\max}}^2 - V_{B_{\min}}^2)} \quad (25)$$

Estabelecendo uma ondulação de 10% para o valor médio da tensão do barramento, o valor do capacitor  $C_B$  é de cerca de 420  $\mu\text{F}$ .

A soma das duas capacitâncias dá um total de 1,82 mF, que é a capacitância necessária para a pior condição de operação do filtro ativo. Na implementação prática foram usados quatro capacitores em paralelo, cada um de 470  $\mu\text{F}$ , totalizando um valor equivalente de 1,88 mF.

#### 4.3.2 Filtro LC de entrada: o indutor $L_{in}$ e o capacitor $C_{in}$

O indutor de entrada  $L_{in}$  é um indutor de acoplamento entre a rede e o conversor que opera como filtro ativo paralelo. É nele que a corrente do filtro ativo paralelo é controlada. A especificação da indutância é feita de forma que satisfaça alguns critérios, como a ondulação da corrente que o conversor drena/injeta na rede elétrica (MAKESCHIN; DAVID; BARBI, 2002, p. 7). A Figura 34 mostra a disposição básica do filtro LC.

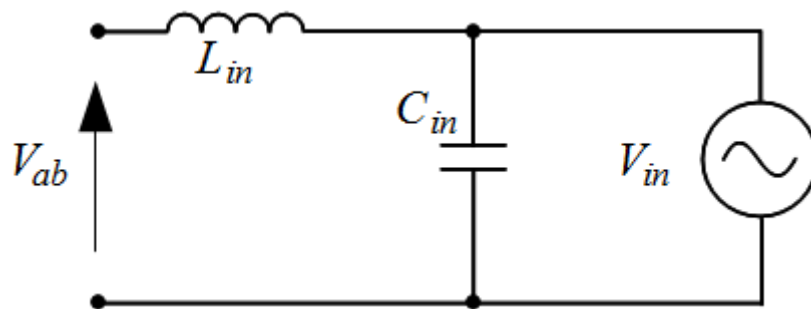


Figura 34 - Filtro LC do conversor de entrada.

A tensão  $V_{ab}$  é a tensão resultante do chaveamento dos braços IN e COM do conversor. Como a modulação é feita em três níveis a tensão  $V_{ab}$  pode assumir três valores  $+V_B$ , 0 e  $-V_B$ . Para definirmos o valor do indutor analisaremos o primeiro semi-ciclo de funcionamento (de 0 a  $\pi$ ) do conversor, já que o outro semi-ciclo é simétrico.

A Equação (26) apresenta a tensão no indutor.

$$L_{in} \frac{di}{dt} = V_{ab} - V_{in} \sin\theta \quad (26)$$

Para  $t$  entre zero e  $\pi$ ,  $V_{ab}$  pode assumir dois valores, zero e  $V_B$ . Dessa forma teremos duas equações, a (27) e a (28), que representam a queda de tensão no indutor. Nessas equações já é considerado que a tensão no indutor não varia durante o intervalo analisado.

$$L_{in} \frac{\Delta i_{max}}{\Delta t} = V_B - V_{in} \sin\theta \quad (27)$$

$$L_{in} \frac{\Delta i_{max}}{\Delta t} = V_{in} \sin\theta \quad (28)$$

Pode-se dizer que no tempo  $t_1$ ,  $V_{ab}$  assume o valor  $V_B$  e no tempo  $t_2$  o valor zero, sendo que  $t_1+t_2=T_s/2$ . Isto é, a soma de  $t_1+t_2$  é igual ao período de chaveamento dividido por dois, já que a frequência no sinal de saída de uma ponte completa é o dobro da frequência de chaveamento. Assim, estabelecem-se as Equações (29) e (30).

$$t_1 = \frac{L_{in} \Delta i_{max}}{V_B - V_{in} \sin\theta} \quad (29)$$

$$t_2 = \frac{L_{in} \Delta i_{max}}{V_{in} \sin\theta} \quad (30)$$

Como  $t_1+t_2=T_s/2$ , as equações acima são reunidas na Equação (31), que relaciona parâmetros importantes na definição do indutor, como a máxima ondulação de corrente  $\Delta i_{max}$ , a frequência de chaveamento e a queda de tensão no indutor.

$$L_{in} = \frac{1}{2\Delta i_{max} f_s} \left( \frac{(V_B - V_{in} \sin\theta)(V_{in} \sin\theta)}{V_B} \right) \quad (31)$$

Para a especificação do valor da indutância de entrada é necessário definir a máxima ondulação de corrente permitida no indutor, que foi determinada como 20% da corrente do indutor. A máxima ondulação de corrente no indutor deve ser calculada baseada na corrente de pico drenada pelo filtro da rede. Logo, para encontrarmos a máxima ondulação da corrente,

é necessário sabermos qual a máxima corrente do filtro ativo proposto. Como a corrente que é drenada pelo filtro ativo é variável de acordo com a carga conectada a ele, em (LINDEKE, 2003, p. 27) é apresentada uma análise da corrente drenada pelo filtro quando ele está compensando a corrente de um retificador monofásico com filtro capacitivo, o qual é uma das cargas que exige maior poder de compensação do filtro ativo. Para simplificar a análise, a corrente de saída é especificada a partir da potência nominal do filtro e de uma carga com características como as de um retificador monofásico com filtro capacitivo, que apresenta cerca de 0,7 de fator de potência ( $FP_{carga}$ ) e fator de crista FC em torno de três.

Assim, a corrente máxima de pico de saída é calculada pela Equação (32), resultando em um valor de aproximadamente 50 A.

$$I_{outP} = \frac{P/FP_{carga}}{V_{out}} \cdot FC \quad (32)$$

A corrente máxima de pico da saída é usada para o cálculo do indutor de entrada, já que ela deverá ser corrigida pelo filtro ativo paralelo e a corrente drenada pelo filtro ativo paralelo será próxima desse valor.

Assim, a ondulação máxima de corrente (10%) tem o valor de  $\pm 2,5$  A. Substituindo os valores na Equação (31), é possível encontrar o valor da indutância graficamente, como exhibe a Figura 35. Foram traçadas curvas com diferentes valores para a tensão de pico da entrada, já que essa pode variar. Graficamente, é possível determinar que o indutor  $L_{in}$  deve ser de cerca de 320  $\mu F$  para o caso mais crítico de carga do filtro ativo.

A partir do valor da indutância, é possível se calcular a capacitância do filtro de saída através da frequência de corte desejada do filtro. Estabelecendo uma frequência de corte  $f_c$  em 2400 Hz, que é uma década abaixo da frequência de chaveamento e pelo menos sessenta vezes acima da frequência fundamental do sistema, o capacitor  $C_{in}$  é definido pela Equação (33).

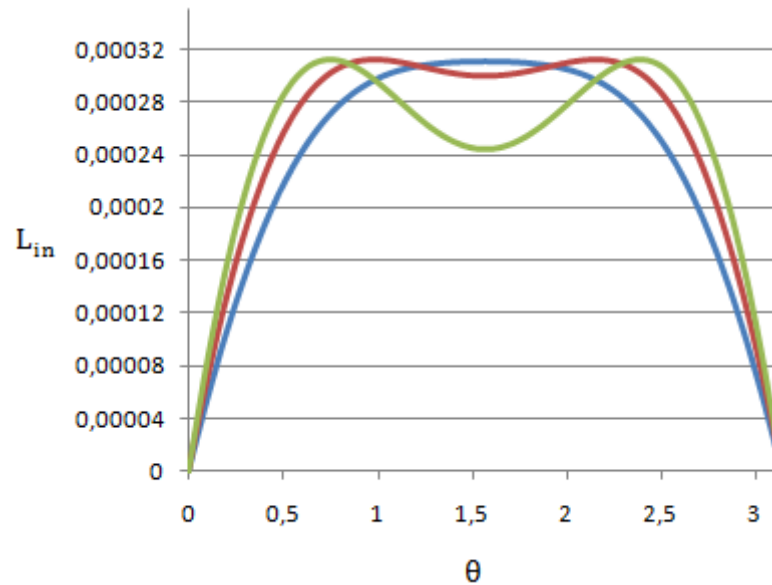


Figura 35 - Gráfico para determinação da indutância  $L_{in}$ .

$$C_{in} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_{in}} \quad (33)$$

Assim, o valor do capacitor do filtro fica em torno de 13  $\mu\text{F}$ . Na implementação prática foi utilizado um valor comercial de 10  $\mu\text{F}$  e um indutor com valor de 300  $\mu\text{H}$ .

#### 4.3.3 Filtro LC de saída: o indutor $L_{out}$ e o capacitor $C_{out}$

O filtro LC da saída é pertencente à parte série do filtro ativo. Seu objetivo é filtrar as harmônicas de alta frequência provenientes do chaveamento do conversor. A tensão sobre o capacitor  $C_{out}$  é a variável controlada pelo conversor série e é essa tensão que irá anular o conteúdo harmônico da tensão de entrada do filtro, bem como seu valor eficaz. Dessa forma, o dimensionamento do filtro inicia com o dimensionamento do capacitor  $C_{out}$ , a partir da máxima ondulação de tensão definida para ele. O equacionamento é definido em (MAKESCHIN; DAVID; BARBI, 2002, p. 8) a partir das equações de carga do capacitor  $q = C_{out}V$  e  $q = (1/2)\Delta i \cdot \Delta t$  e é apresentado na Equação (34).

$$C_{out} = \frac{\Delta i_{max}}{4} \cdot \frac{T_S}{4} \cdot \frac{1}{\Delta V_S} \quad (34)$$

O valor da tensão de correção  $V_S$  depende da tensão da rede elétrica, tanto do seu valor eficaz como do seu conteúdo harmônico. Assim é necessário definir o valor de pico da tensão de saída do filtro ativo. Se o filtro ativo corrigisse apenas a fundamental da rede elétrica, esse valor seria aproximadamente igual a  $\sqrt{2} \cdot 27 \text{ V}$  ( $\sim 20\%$  de  $\sqrt{2} \cdot 127$ ). Entretanto, como o filtro ativo também corrige distúrbios harmônicos, foi definida uma margem de 50% no valor de  $\sqrt{2} \cdot 27 \text{ V}$ , já que as distorções usuais encontradas na rede elétrica dificilmente ultrapassariam esse valor, resultando em uma máxima tensão de pico de cerca de 60 V. Foi definido uma ondulação de 2% para o valor da tensão de saída, resultando em um valor máximo de  $\Delta V_S$  de 1,2 V.

O  $\Delta i_{max}$  é o mesmo utilizado para o cálculo do indutor de entrada, visto que no cálculo de  $L_{in}$  foram utilizados os parâmetros da corrente de saída. Dessa forma, o cálculo do capacitor  $C_{out}$  resulta em 10  $\mu\text{F}$ . Para o cálculo do indutor do filtro foi utilizado a equação (33), para uma frequência de corte  $f_c$  de 2400 Hz, resultando em um indutor de 440  $\mu\text{H}$ .

#### 4.3.4 Chaves semicondutoras e *drivers* de acionamento

O IGBT IRGP4063 da *International Rectifier* foi escolhido para ser usado no filtro ativo proposto. Ele apresenta todas as características necessárias para a aplicação no filtro ativo: suporta tensão de até 600 V e corrente de coletor de 96 A em 25°C.

É necessário que os sinais de comando *PWM* provenientes do *DSP* sejam condicionados a um nível de tensão e corrente para o acionamento dos IGBTs. Para tanto foi utilizada uma placa auxiliar de *driver* para cada braço do conversor. A placa auxiliar de *driver* utiliza o circuito integrado HCPL-316J (Figura 36), que é isolado opticamente.

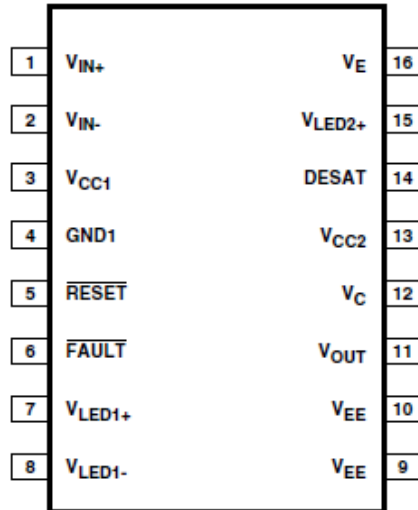


Figura 36 - CI HCPL-316J.

A placa de *driver* também apresenta uma saída de erro, que é conectada ao pino de *fault* do respectivo canal PWM do DSP que está comandando a placa. A saída do *fault* da placa de *driver* é invertida em relação à leitura do *fault* pelo DSP, logo é utilizado um circuito para a inversão do sinal. A atuação do *fault* do driver se dá pela monitoração da tensão emissor-coletor da chave semicondutora. Caso a tensão que chega ao pino DESAT do HCPL exceda a 7 V enquanto o IGBT estiver conduzindo, o sinal PWM de acionamento da chave é cortado e o pino FAULT do HCPL assume um nível baixo. No DSP é ativada a interrupção do *fault* e o pino de *fault* correspondente aos canais PWM que a placa de *driver* aciona é conectado a saída do *fault* da placa de driver, após passar pelo circuito de inversão, já que a interrupção do DSP entende como falha um valor de nível alto. A Figura 37 apresenta o esquema de acionamento para cada braço do conversor.



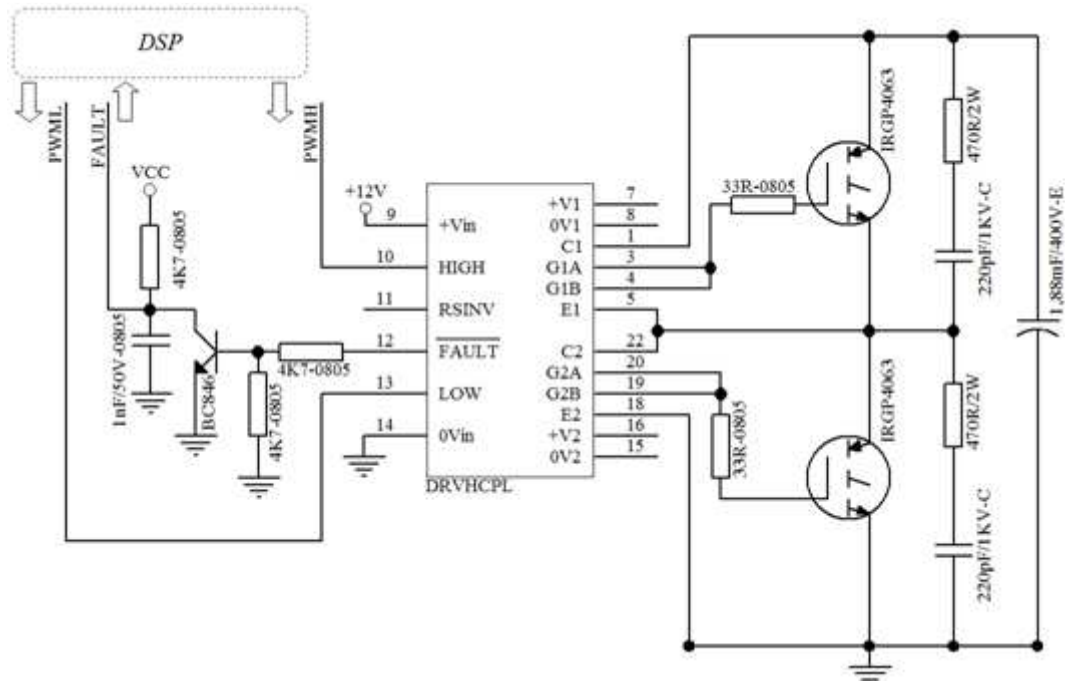


Figura 37 - Esquema de acionamento de cada braço do conversor.

Também foram projetados circuitos *snubbers* para cada chave, visando evitar oscilações de alta frequência devido à existência de indutâncias parasitas no circuito, as quais podem ocasionar picos de tensão nos semicondutores, os danificando. O circuito *snubber* utilizado é um RC conectado em paralelo com a chave, evitando que as chaves sejam danificadas pelo efeito da  $dv/dt$  sobre as indutâncias do circuito. Assim, cada chave semicondutora tem um *snubber*, dimensionado com uma constante de tempo de 100 ns. Definindo o capacitor em 220 pF, determinou-se a resistência, conforme a Equação (35).

$$R = \frac{T}{C} = \frac{100 \cdot 10^{-9}}{220 \cdot 10^{-12}} = 454 \Omega \quad (35)$$

O valor comercial utilizado foi de 470 R/2 W e para o capacitor de 220 pF/1000 V.

#### 4.3.5 Fonte CC auxiliar

A placa do filtro ativo apresenta diversos componentes que devem ser corretamente alimentados para seu perfeito funcionamento. O DSP requer uma alimentação em 3,3 V,

enquanto os sensores de corrente necessitam de 5 V e o relé e as placas de *driver* precisam de 12 V. Para realizar essa função foi utilizada uma placa de fonte auxiliar, que utiliza um circuito integrado, o FSCQ565, que é específico para aplicações em fontes do tipo *flyback*. A fonte auxiliar gera 12 V contínuos, sendo que os outros níveis de tensão são conseguidos através de reguladores de tensão, o 7805 para o 5 V e o LD1086V33 para regular o 3,3 V.

#### 4.3.6 Circuito de Partida

Na partida do filtro ativo, o barramento CC está descarregado. Logo, é preciso uma lógica para a partida do filtro ativo, devido à elevada corrente que o capacitor do barramento solicitará para se carregar. O circuito de partida é constituído por um resistor em paralelo com um relé, como apresenta a Figura 38.

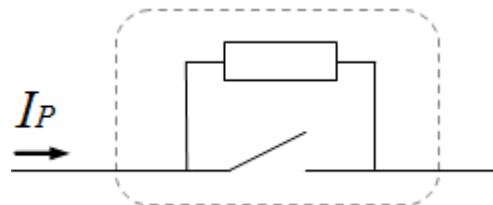


Figura 38 - Circuito de partida.

Inicialmente os capacitores do barramento são carregados pelo resistor, o que limita a corrente. O resistor de *inrush* utilizado apresenta valor de 2,7 k $\Omega$ , com 5 W de potência. Na partida, o conversor de entrada se comporta como um retificador a diodo (através dos diodos paralelos dos IGBTs), e assim carrega o barramento até um valor determinado (70% do valor de pico da rede). Assim que o barramento alcança esse valor, o relé é acionado e em seguida o controle do conversor de entrada começa a operar, com um *soft-start* via firmware, que aumenta progressivamente a tensão de referência da malha de tensão, até estabilizar o barramento em 300 V. Após o barramento ser estabilizado, o controle do conversor de saída entra em operação.

#### 4.3.7 Aquisição de Sinais

Para a realização do controle digital é necessária a aquisição das grandezas elétricas a serem controladas. Para tanto tais grandezas são condicionadas a um valor apropriado para a conversão analógico-digital a ser realizada pelos canais do conversor analógico-digital (ADC, do inglês *Analog-to-Digital Converter*, ou simplesmente AD) do DSP. Os conversores AD do DSP utilizado interpretam sinais de 0 V e 3,3 V, logo os sinais devem ser adaptados para esses níveis.

A Figura 39 exhibe os sinais amostrados no circuito do filtro ativo.

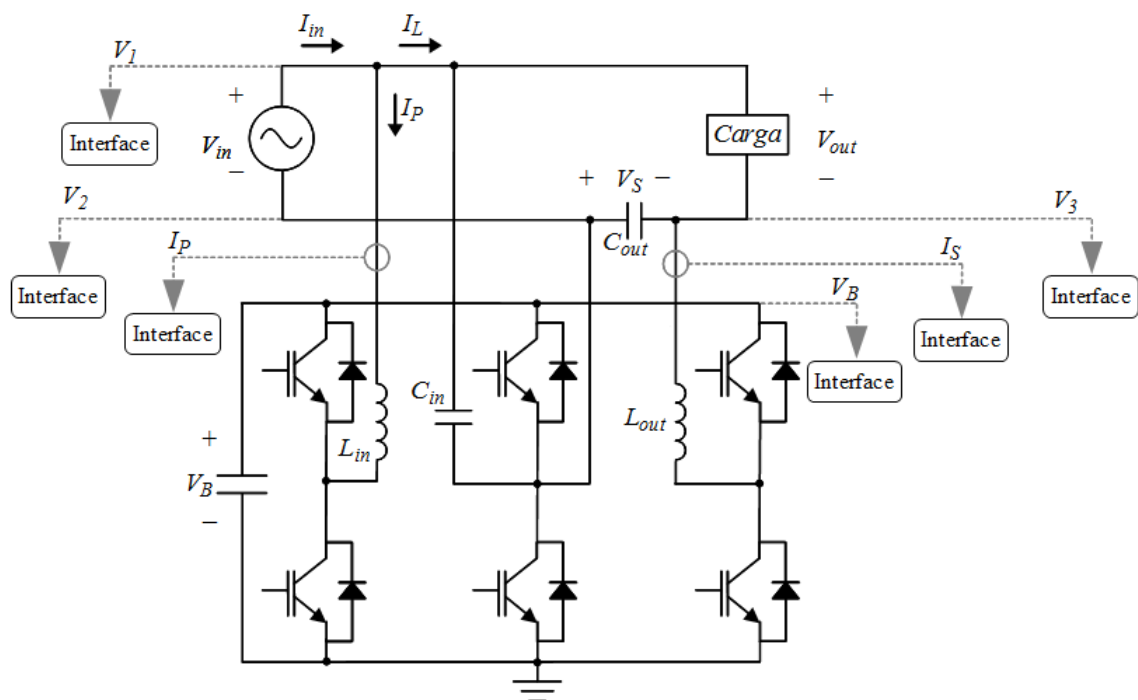


Figura 39 - Sinais amostrados no circuito do filtro ativo.

As tensões CA foram adquiridas de forma diferencial. Há três pontos de amostragem ( $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ ) e com eles é possível obter os sinais de tensão CA importantes para o filtro ativo:

$$V_{in} = V_1 - V_2 \quad (36)$$

$$V_S = V_2 - V_3 \quad (37)$$

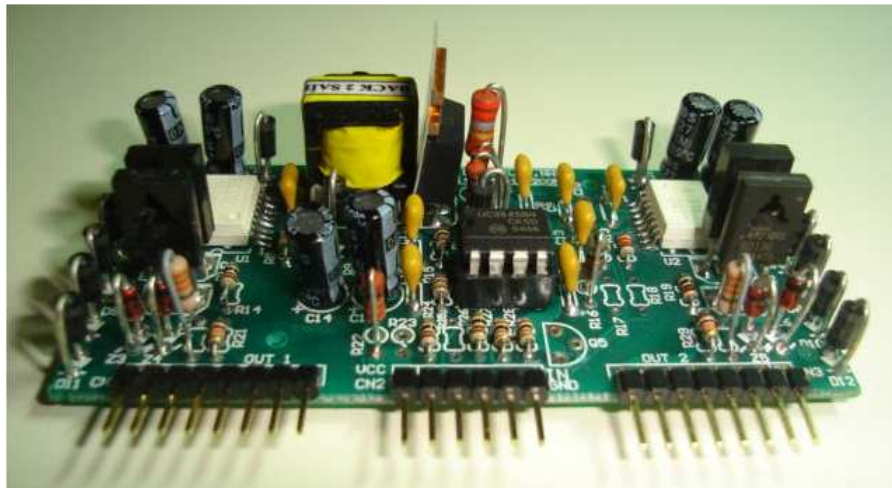
$$V_{\text{out}} = V_1 - V_3 = V_{\text{in}} + V_S \quad (38)$$

Além das tensões CA, também é feita a aquisição da tensão do barramento  $V_B$ , da corrente de compensação  $I_P$  e da corrente da carga  $I_L$ . A amostragem da corrente é feita através de sensores de efeito hall. Os sensores hall utilizados em ambas as aquisições foram o ACS758, que medem até  $\pm 200$  A.

O bloco de interface são divisores resistivos, que adaptam o nível de tensão para um valor de 0 V a 3,3 V, aceito pelo AD do *DSP*.

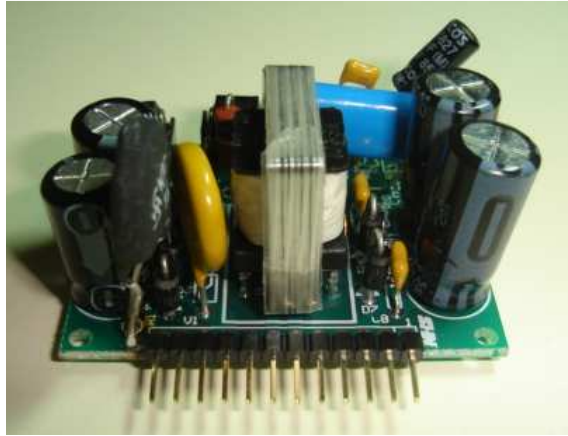
#### 4.3.8 Fotos do protótipo

A seguir são apresentadas algumas fotos do protótipo montado. A Figura 40 apresenta a placa de *driver*, utilizada para acionar cada um dos braços do conversor.



**Figura 40 - Placa de driver utilizada no acionamento do conversor.**

Na Figura 41 a fonte auxiliar utilizada pode ser vista.



**Figura 41 - Placa da fonte auxiliar.**

A Figura 42 e a Figura 43 apresentam um módulo monofásico do filtro ativo proposto montado. É possível ver as placas de *driver* montadas para o acionamento dos braços, o DSP, o banco de capacitores do barramento, a fonte auxiliar, os sensores de corrente e os filtros LC da saída dos conversores, entre os outros elementos do circuito do filtro.

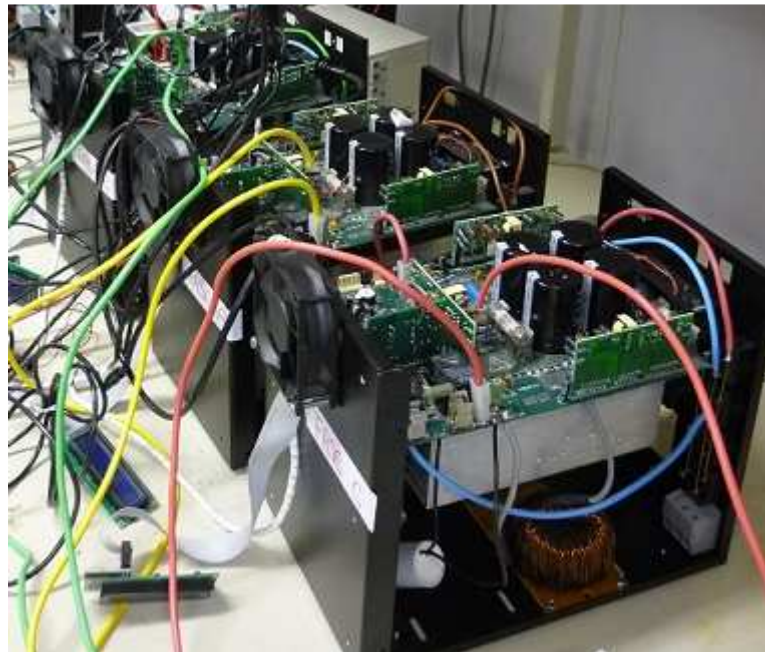


**Figura 42 - Um módulo monofásico do filtro ativo.**



**Figura 43 - Um módulo monofásico do filtro ativo.**

A Figura 44 apresenta três módulos monofásicos conectados para uma ligação trifásica.



**Figura 44 - Três módulos monofásicos conectados.**

#### 4.4 CONTROLE DIGITAL

O controle digital se faz cada vez mais presente em todas as áreas, principalmente em implementações como as de filtros ativos, nas quais o desempenho está estritamente ligado a eficiência do algoritmo de controle.

Cada módulo monofásico do filtro ativo desenvolvido é controlado por um Processador Digital de Sinais (*DSP*). A técnica de modulação utilizada para o acionamento das chaves dos conversores é modulação por largura de pulso (*PWM*) a três níveis, já que a mesma apresenta uma menor distorção harmônica na forma de onda produzida pelo filtro, quando comparada a modulação a dois níveis. Outra vantagem da modulação a três níveis é no que tange ao dimensionamento dos filtros passivos da saída dos conversores. A frequência entre os terminais do conversor ponte completa chaveado a três níveis é o dobro da frequência de chaveamento, assim os elementos passivos podem ter seu tamanho reduzido. A estratégia de controle adotada é a por valores médios instantâneos, em que a frequência de comutação é fixa, sendo definida pela frequência da triangular do *PWM*.

A seguir o *DSP* utilizado é apresentado, bem como todas as estruturas de controle, como a sincronização com a rede elétrica e os controladores utilizados em ambos os conversores do filtro.

##### 4.4.1 DSP 56F8323

A partir da metade do século XX houve um grande avanço na pesquisa dos semicondutores e dos circuitos integrados programáveis. Desde então, o progresso na fabricação de microcontroladores, microprocessadores e ambientes de programação têm sido considerável.

A utilização de microcontroladores aumentou significativamente desde o seu surgimento. Com o avanço na microeletrônica digital foram desenvolvidos os processadores digitais de sinais (*DSPs*), que apresentam maior poder de processamento e são voltados para aplicações que demandam a implementação de algoritmos complexos.

Dessa forma, os *DSPs* são projetados de acordo com as operações que são frequentemente utilizadas no processamento digital de sinais, logo eles são indicados para

realizar o controle digital de equipamentos como o filtro ativo, no qual algoritmos de controle e de tratamento de sinais são necessários.

O controle digital aplicado aos filtros ativos é de grande importância para o bom desempenho do mesmo, logo a escolha do processador a ser utilizado para desempenhar a tarefa é relevante.

Os *DSPs* são dispositivos programáveis, que possuem seu próprio código de instruções. As operações matemáticas nos *DSPs* são aperfeiçoadas de tal forma que a maior parte das instruções é executada em apenas um ciclo de operação. Essas operações são usadas frequentemente nos algoritmos de processamento digital de sinais, como nos filtros digitais, na transformada rápida de Fourier e nos controladores digitais (RIBEIRO, 2003, p. 104).

Para a implementação do controle digital de cada módulo monofásico foi escolhido um *DSP* da Freescale Semiconductor, o DSP 56F8323. Ele foi escolhido por apresentar o nível de processamento necessário e por possuir o conjunto de periféricos necessário para o bom desempenho do filtro ativo. O *DSP* é o elemento responsável pela aquisição e tratamento de sinais e pelos cálculos e controle do filtro ativo.

O 56F8323 é um membro da família de Controladores Digitais de Sinais baseada no núcleo 56800E. A Freescale denomina o 56F8323 como um Controlador Digital de Sinais, que é o dispositivo que combina o poder de processamento de um *DSP* com a funcionalidade de um microcontrolador. O 56F8323 tem 64 pinos com funções diversas, como exibe Figura 45.



**Figura 45 - O DSP 56F8323.**

O 56F8323 é um processador com arquitetura Harvard que opera em 16 bits e em ponto fixo. A frequência do núcleo é de 60 MHz, o que resulta em 60 MIPS. Ele conta com



32KB de memória flash programável, 8KB de memória RAM de dados e 8KB de memória flash de dados.

Além da capacidade de processamento ideal, o 56F8323 apresenta um conjunto de periféricos que atende todas as necessidades para o controle do filtro ativo. Os principais periféricos utilizados no desenvolvimento do filtro ativo são:

- Um modulador por largura de pulso com seis saídas *PWM* e com três entradas de erro, permitindo a inserção de tempo morto e suportando tanto o modo dente de serra quanto o modo triangular. As seis saídas *PWM* são utilizadas para o acionamento das seis chaves de cada módulo monofásico;
- Sete canais de entrada para o conversor analógico/digital (*ADC*) de 12 bits, os quais são suficientes para a amostragem dos sinais elétricos do filtro ativo que serão controlados pelo *DSP*;
- Interfaces de comunicação serial (*SCI – Serial Communication Interfaces*), que são utilizadas para a comunicação entre os módulos monofásicos, quando os mesmos estão operando no modo trifásico;
- Pinos de entrada/saída para uso genérico;
- Quatro temporizadores (*timers*) de 16 bits.

Na implementação do filtro ativo serão utilizadas as seis saídas do módulo *PWM* para acionar as chaves do conversor, sendo que as saídas *PWM* são usadas como três pares complementares para comandar cada braço do conversor do filtro. O valor carregado no *PWM* será baseado no algoritmo de controle implementado no *DSP*, que por sua vez tomará a decisão baseada na amostragem feita pelo *ADC* dos sinais elétricos a serem controlados.

Para a programação do 56F8323 é utilizado o ambiente de desenvolvimento *CodeWarrior*®, disponibilizado pela *Freescale*™. O programa de controle do filtro ativo é realizado na linguagem *Assembly*, própria do processador 56F8323.

#### 4.4.2 Firmware

O *firmware* foi desenvolvido na linguagem *Assembly* do *DSP* utilizado, utilizando como principal ferramenta o compilador *CodeWarrior*, disponibilizado pela *Freescale*.

Na inicialização do DSP configuram-se todos os registradores necessários e os periféricos e interrupções que serão utilizados. Logo, tem-se a configuração do modulador PWM e do ADC, além dos outros periféricos e interrupções. Também há a definição das variáveis e das constantes que serão utilizadas ao longo do *firmware*, como por exemplo, a tabela senoidal que é referência para o controle.

Existem algumas rotinas que são responsáveis pela monitoração dos valores manipulados pelo filtro ativo. Entre elas estão as rotinas de monitoração do barramento, onde o valor da tensão no elo CC é supervisionado e, de acordo com o seu estado, ações são programadas, como o acionamento do relé de entrada e a atuação do controle. Há também a monitoração dos parâmetros da tensão de entrada, com a definição se o seu valor se encontra dentro dos limites pré-determinados. As rotinas de monitoração também são responsáveis por verificar se os valores das variáveis monitoradas são idéias para que os controladores comecem a operar.

A principal interrupção utilizada é a de *Reload* do *PWM*, que acontece a cada  $1/24$  s. Nela estão as principais ações do filtro ativo, desde a leitura do conversor AD até a atualização do modulador *PWM*. Nessa interrupção o *firmware* recebe os valores de entrada do *ADC* e através deste toma decisões baseadas nos algoritmos de controle. Os resultados provenientes do conversor AD são utilizados para o cálculo dos valores médios e eficazes necessários para a realização da monitoração e do controle do filtro ativo. Se as variáveis monitoradas estiverem dentro de valores pré-estabelecidos (tensão de entrada dentro da faixa determinada, PLL sincronizado, tensão do barramento em um valor mínimo), então é tomada a decisão de rodar o laço de controle. Os valores da razão cíclica são calculados pelos controladores e então as saídas do modulador *PWM* que acionam os IGBTs são atualizadas. O algoritmo de sincronismo e os algoritmos de controle são executados toda interrupção do *PWM*.

Outra interrupção utilizada é a da interrupção do *fault* do *PWM*, que é chamada apenas quando houver um sinal externo de hardware, proveniente da placa *driver*.

Há também as rotinas de comunicação entre os módulos (rotina de transmissão e rotina de recepção), que é realizada através do periférico da *SCI* do *DSP*, que é utilizada quando o filtro ativo está no modo trifásico.

A Figura 46 apresenta um fluxograma simplificado da interrupção do PWM, onde as principais decisões e cálculos são feitos. Quando os cálculos da interrupção do PWM terminam e o Reload do PWM ainda não está setado, as outras rotinas de monitoração são

calculadas, a partir de um nível de prioridade, de acordo com sua importância para o filtro ativo.

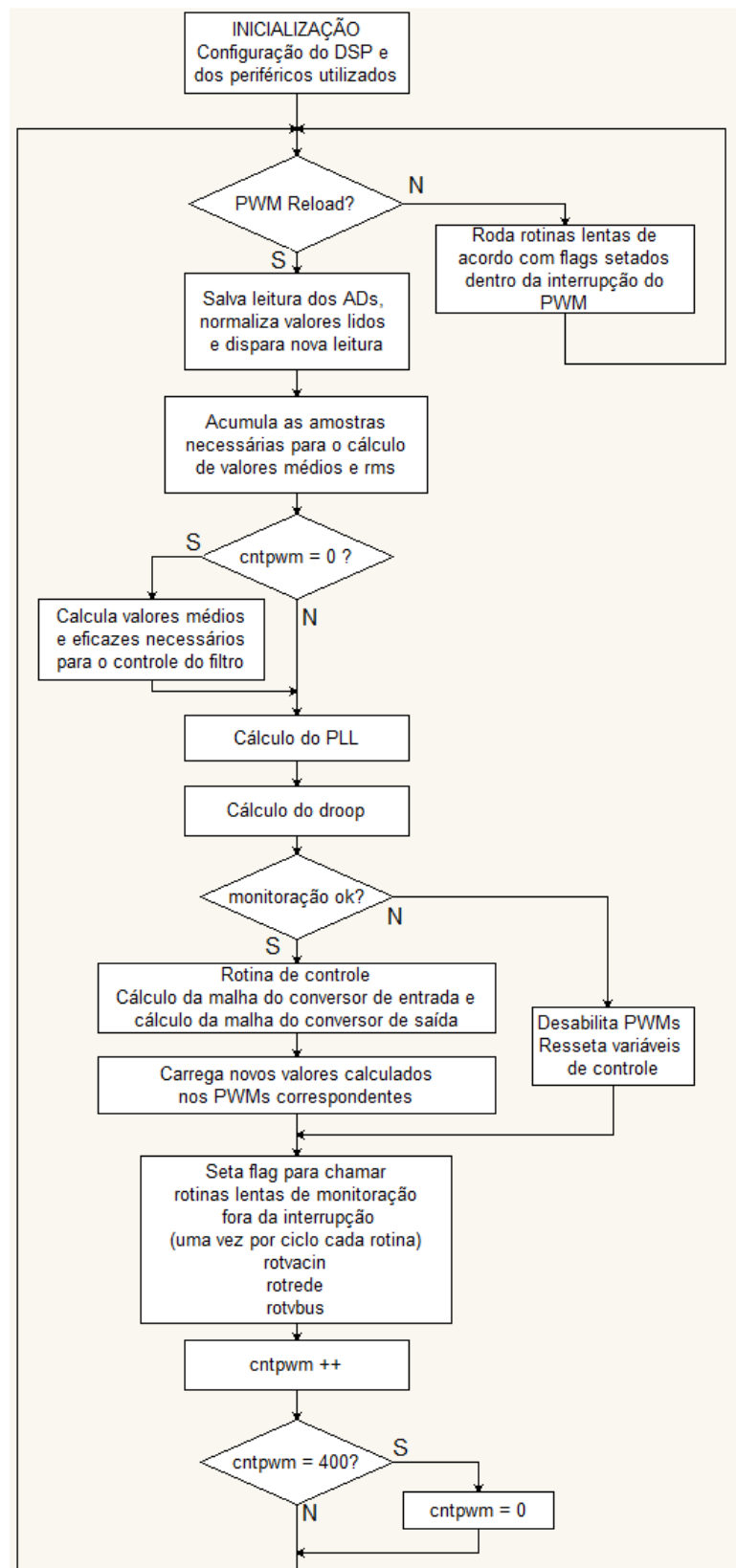


Figura 46 - Fluxograma simplificado da interrupção do PWM.

#### 4.4.3 O braço comum

Como visto anteriormente, o sinal de comando do braço comum deve ser fixo e conhecido para que ele seja compartilhado pelos conversores de entrada e de saída operando independentemente. Assim, o braço comum recebe o chaveamento de uma senóide invertida, sendo que dessa forma tanto o braço de entrada como o braço de saída tem capacidade de realizar suas respectivas funções.

Para otimizar o funcionamento do filtro ativo, a senóide invertida chaveada no braço comum tem sua amplitude alterada de acordo com a tensão de entrada. O conversor de entrada está em paralelo com a rede elétrica, logo o produto resultante do chaveamento do conversor de entrada (diferença entre o sinal chaveado no braço IN e o sinal no braço COM) idealmente deve ser igual à tensão da rede.

A Figura 47 simplifica o entendimento do chaveamento para cada um dos três braços. Nela, o filtro ativo recebe uma tensão de 100 V eficazes na entrada, dessa forma tem que corrigir 27 V eficazes na saída. O braço comum (COM) recebe o chaveamento de uma senóide invertida com uma amplitude baixa, dessa forma o braço de entrada (IN) tem fundo de escala, dentro dos 300 V do barramento, para que a diferença entre ele e o braço comum seja igual à tensão da rede.

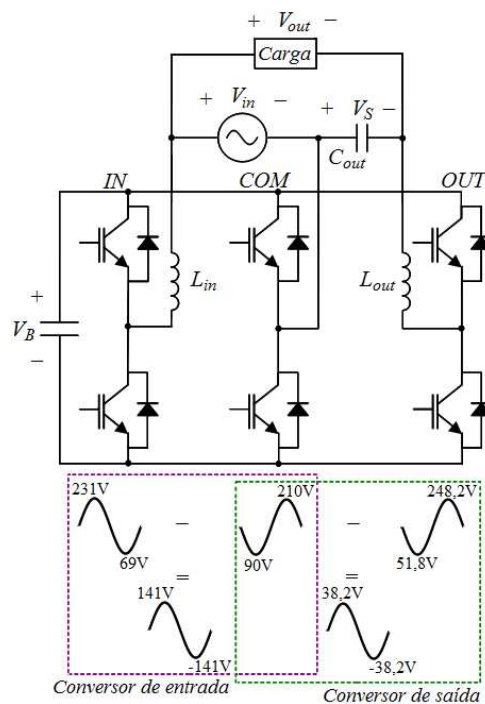


Figura 47 - Chaveamento do filtro ativo de três braços.

Da mesma forma o braço de saída (OUT) consegue gerar a tensão necessária para que a diferença entre o braço COM e ele seja suficiente para gerar a tensão de correção ( $V_S$ ) para que a tensão de saída ( $V_{out}$ ) esteja dentro do valor de 127 V eficazes especificado. Como se pode ver na Figura 47, a soma da tensão da rede com a tensão  $V_S$  é cerca de 179 V de pico (127 V eficazes).

Conforme o valor eficaz da tensão da rede aumenta, a amplitude da senóide invertida chaveada no braço COM também aumenta. Dessa forma, há mais fundo de escala para os braços IN e OUT operarem.

A variação na amplitude do sinal de comando do braço comum permite ampla correção de tensão sem a necessidade da ampliação do valor da tensão do barramento. Evita-se assim o uso de IGBTs e capacitores que suportem maior nível de tensão, otimizando o sistema.

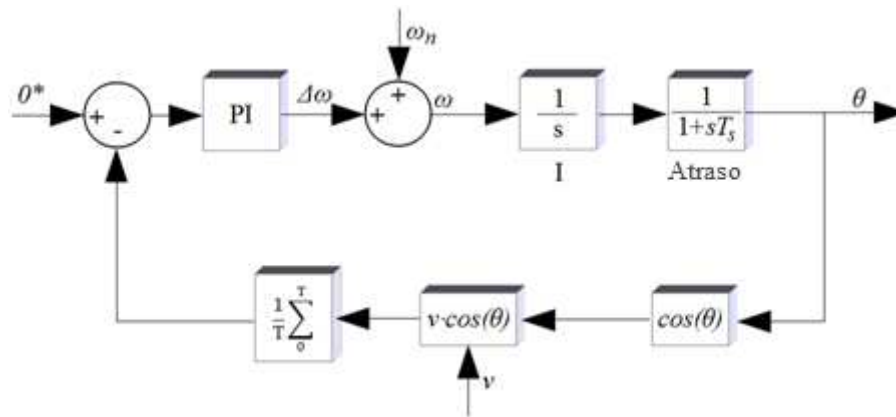
#### 4.4.4 Sincronismo

Assim como a maioria das aplicações de conversores conectados à rede elétrica, o filtro ativo deve estar sincronizado com a mesma. Para que os princípios de compensação de corrente e de tensão funcionem corretamente, é necessário que a tensão e a corrente geradas pelo filtro a fim de compensar os distúrbios da rede a que estão conectados estejam em fase e apresentem a mesma frequência da mesma.

Para tanto, um algoritmo de sincronismo, um *PLL* (*Phase Locked Loop*), foi implementado para realizar essa função no filtro ativo proposto. Cada módulo monofásico é autônomo e cada um possui um DSP como elemento de controle, dessa forma o *PLL* foi implementado em cada módulo monofásico. Quando em formação trifásica, os *PLLs* de cada módulo continuam sendo independentes, cada módulo sendo responsável pelo sincronismo com a tensão da fase a que estão ligados, sem interferência nos sincronismos dos outros módulos.

A estrutura do *PLL* utilizada é baseada nas propriedades de ortogonalidade e no produto interno entre duas funções, que garante que a média do produto interno entre duas funções ortogonais é nulo.

A aplicação do *PLL* ao filtro ativo foi baseada no trabalho de Marafão et al (2004) e o diagrama em blocos do *PLL* proposto é exibido na Figura 48.



**Figura 48 - Diagrama do PLL implementado.**

Como visto anteriormente, a média do produto interno entre duas funções ortogonais é nulo. No caso de sinais periódicos, como é o caso das funções trigonométricas, essa condição de ortogonalidade é aplicada ao período  $T$  das funções (MARAFÃO et al., 2004). Dessa forma, a média da multiplicação entre a tensão da rede elétrica e uma tabela cossenoidal armazenada digitalmente no DSP irá convergir para zero quando a estrutura estiver sincronizada.

Como a Figura 48 exhibe, uma média móvel é aplicada ao resultado do produto interno entre a tensão da rede e o cosseno armazenado digitalmente. O resultado da média móvel é então comparado com uma referência nula e resultado é um sinal de erro, que então é aplicado a um controlador Proporcional Integral (PI).

A média móvel deve ser aplicada a uma janela deslizante e com número de pontos variável em função do valor da frequência estimada pelo *PLL* ( $\omega$ ). Isto pode ser feito através do ajuste do tamanho da janela da média móvel ou da adequação da frequência de amostragem do sinal a ser sincronizado. Na implementação prática, o número de amostras por período é mantido constante, logo o tamanho da janela da média móvel também é constante. Assim, o período de amostragem é ajustado pelo *PLL* até que o cosseno armazenado digitalmente sincronize com a amostra da tensão da rede.

Como a frequência nominal da rede elétrica é conhecida, um *feed-forward* ( $\omega_n$ ) é incluído para um melhor desempenho dinâmico. O integrador (I) representa a planta do sistema e a função atraso é incluída ao modelo para representar o processo de amostragem ( $T_s$  é o período de amostragem). A tensão de entrada e o cosseno armazenado digitalmente são normalizados para o mesmo fundo de escala, escolhido em 16384, metade do fundo de escala da representação digital do *DSP* em 15 bits. A tensão de entrada é amostrada e então dividida

pelo seu valor eficaz multiplicado por raiz de dois, e então dividida por dois, para apresentar o valor máximo de 16384. Essa medida é tomada para que a variação na amplitude da tensão amostrada influencie no resultado do *PLL*.

O controlador PI é necessário para que o *PLL* seja capaz de ajustar a fase e a frequência simultaneamente. Segundo Ortmann (2008, p. 60), é possível projetar um circuito PLL sem o controlador PI, porém ele sincronizará apenas com uma frequência previamente estabelecida. Se a frequência do sinal que o *PLL* deve sincronizar for diferente da estabelecida, a saída do PLL apresentará uma diferença de fase entre os sinais de entrada e de saída.

Em aplicações como os filtros ativos o tempo que o *PLL* leva para determinar o sincronismo não é um parâmetro prioritário, já que o filtro ativo tem um processo inicial de energização e independente do *PLL* (ORTMANN, 2008, p. 60). Dessa forma, o projeto do controlador PI foi feito priorizando evitar a entrada de ruídos e oscilações no sistema.

Segundo Marafão (2004, p. 114), a estrutura do *PLL* apresentada na Figura 48, pode ser simplificada para o diagrama da Figura 49, considerando que a frequência de amostragem do sinal é bem mais elevada do que a faixa de frequências onde o *PLL* irá atuar. Isto é possível levando em consideração que pequenas variações do argumento  $\theta$  resultam em uma aproximação  $\text{sen}(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$ . Ainda de acordo com Marafão (2004, p. 114), o sistema de terceira ordem de malha fechada ainda pode ser simplificado desconsiderando o pólo relativo ao atraso introduzido pela amostragem, visto que ele está relativamente distante da origem e dos outros dois pólos do sistema.

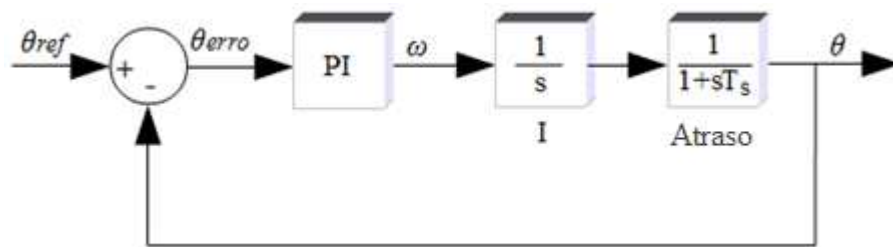


Figura 49 - Diagrama do PLL simplificado.

Assim, a função de transferência em malha fechada simplificada do sistema é apresentada na Equação (39).

$$\text{FTMF}_{\text{PLL}}(s) = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \quad (39)$$

Pode-se perceber que a função de transferência apresenta a forma canônica de sistemas de segunda ordem, dessa forma, o projeto do controlador PI foi feito pelo Método Canônico para sistemas de 2ª Ordem, apresentado em (MARAFÃO, 2004, p. 115).

Os ganhos do controlador PI podem ser ajustados de acordo com as Equações (40) e (41), onde  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $\omega_n$  a frequência de cruzamento em malha fechada.

$$K_P = 2\zeta\omega_n \quad (40)$$

$$K_I = \omega_n^2 \quad (41)$$

#### 4.4.5 Controlador Repetitivo

O repetitivo é um controlador que apresenta bom desempenho para a correção de distúrbios periódicos, como é o caso dos harmônicos, devido ao fato de utilizar informações de ciclos anteriores para definir sua atuação.

O controlador repetitivo é baseado no princípio do modelo interno (BUSO; MATTAVELLI, 2006, p. 129) e apresenta uma maior complexidade do que controladores clássicos, como o Proporcional Integral (PI), mas com o avanço dos processadores sua implementação digital se torna tangível.

A proposta inicial do controlador repetitivo apresenta ganho infinito nas frequências que são múltiplas a frequência fundamental. Devido a isso, a estrutura também apresenta problemas de estabilidade do sistema, já que a amplificação de componentes de alta frequência reduz a margem de fase do controlador (BUSO; MATTAVELLI, 2006, p. 131).

Devido a isso, várias disposições complementares tem sido propostas na aplicação dos controladores repetitivos, como filtros para atenuar as altas frequências provenientes do erro de entrada do controlador.

De acordo com Michels (2006, p. 55), o controlador repetitivo se apresenta principalmente em dois tipos de configuração, a prototipada ou *prototype repetitive controller* e a de ação auxiliar repetitiva, também conhecida como *plug-in*. A configuração protitipada insere o controlador repetitivo na própria malha de realimentação, em cascata com outro

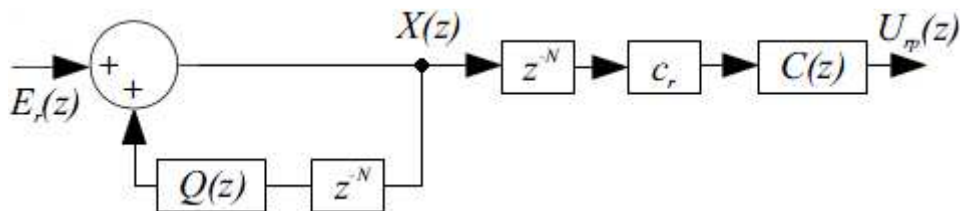


controlador. A configuração *plug-in* basicamente trabalha em paralelo com outro controlador que tenha uma ação instantânea.

Tipicamente o controlador repetitivo é empregado em conexão paralela com um controlador convencional, como um controlador puramente proporcional. Há casos também em que o controlador repetitivo é utilizado diretamente como o controlador principal, sem a inclusão de um controlador de ação instantânea.

Dos vários tipos de controladores repetitivos aplicados a conversores de potência, os mais utilizados são os do tipo “*plug-in*”, especificamente os do tipo filtro Q (ANDRADE, 2005, p. 7). Ele é o mais utilizado devido a sua rápida convergência e implementação simples.

A Figura 50 exibe o diagrama em blocos do controlador repetitivo tipo filtro Q.



**Figura 50 - Diagrama em blocos do controlador repetitivo.**

Fonte: Andrade (2005, p. 8).

A função de transferência para o repetitivo é apresentada na Equação (42).

$$\frac{U_{RP}(z)}{E(z)} = \frac{c_r z^{-N} C(z)}{1 - Q(z) z^{-N}} \quad (42)$$

O filtro  $C(z)$  é utilizado para garantir o ganho unitário e a defasagem zero entre os sinais periódicos da entrada e da saída do controlador (MORAIS, 2007, p. 137). Idealmente  $C(z)$  é o modelo inverso da planta, mas essa estrutura não é utilizada já que impossibilita a estabilidade em alguns casos. Na prática  $C(z)$  é utilizado de forma que alcance um ganho próximo a unidade e um deslocamento de fase praticamente nulo, como apresentado na Equação (43) (MICHELS; GRÜNDLING; PINHEIRO, 2004).

$$C(z) = z^d \quad (43)$$

Através de  $z^d$ , que é um filtro não-causal, é possível se obter um deslocamento de fase aproximadamente nulo entre os sinais de entrada e saída do controlador. A estrutura  $z^{-N}$

é um atraso de um ciclo do sinal de referência e é incluída na estrutura para tornar a ação de  $C(z)$  causal (MICHELS; GRÜNDLING; PINHEIRO, 2004).

O ganho  $c_r$  pode ser considerado parte do filtro  $C(z)$  e é o ganho do controlador repetitivo. Ele é um compromisso entre a performance do controlador e a sua estabilidade.

O filtro  $Q(z^{-1})$  é empregado com o objetivo de atenuar a integração do erro e ele pode ser implementado como uma constante  $q_r$  ou como um filtro passa baixa sem deslocamento de fase.

De acordo com Michels e Gründling (2004), caso a escolha para  $q_r$  seja uma constante, ela deve estar entre 0,95 e 0,99, sendo este valor um compromisso entre a eficiência do controlador e a estabilidade do sistema. O uso da constante irá atenuar todas as frequências da integração do erro da mesma forma.

A escolha de um filtro passa baixas sem atraso de fase tem a vantagem do erro ser atenuado apenas nas altas frequências, que são as que influem na estabilidade do sistema. A estrutura do filtro passa baixa sem atraso de fase é mostrada na Equação (44).

$$Q(z) = \frac{\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{2\alpha_1 + \alpha_0} \quad (44)$$

Quanto ao projeto do filtro passa baixa algumas regras devem ser levadas em consideração, como  $0 < \alpha_1 < 1$  e  $0 < \alpha_0 < 1$  e, para garantir que o filtro tenha uma característica passa baixa,  $\alpha_0 > 2\alpha_1$ , enquanto que para garantir um ganho unitário nas baixas frequências,  $\alpha_0 + 2\alpha_1 = 1$ . O filtro passa baixa sem atraso de fase tipicamente utilizado é o exibido na Equação (45).

$$Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1} \quad (45)$$

Caso a escolha seja pela constante  $q_r$ , a lei de controle do repetitivo a ser implementada é a exibida na Equação (46).

$$u_{RP}(k) = c_r e(k + d - N) + q_r u_{RP}(k - N) \quad (46)$$

No caso da aplicação do repetitivo utilizar um filtro passa baixa sem deslocamento de fase, como o apresentado na Equação (45), a lei do controlador repetitivo se torna a exibida na Equação (47).

$$u_{RP}(k) = c_r e(k + d - N) + 0,25u_{RP}(k + 1 - N) + 0,5u_{RP}(k - N) + 0,25u_{RP}(k - 1 - N) \quad (47)$$

A aplicação do controlador repetitivo está sujeita a procedimentos de tentativa e erro, já que existem várias combinações dos filtros apresentados até aqui.

Em princípio o controlador repetitivo foi implementado no conversor série, responsável pela correção da tensão. A corrente do conversor paralelo inicialmente foi controlada por um controlador Proporcional Integral (PI). A fim de melhorar o desempenho da porção paralela do filtro, um controlador repetitivo também foi implementado no controle da corrente do conversor paralelo, com o objetivo de melhorar os resultados apresentados pelo PI. Para um melhor entendimento do controlador repetitivo, um fluxograma é apresentado na secção 4.4.7, que explica a malha de controle para a porção série do filtro ativo.

#### 4.4.6 Estratégias de controle para a parte paralela do filtro ativo

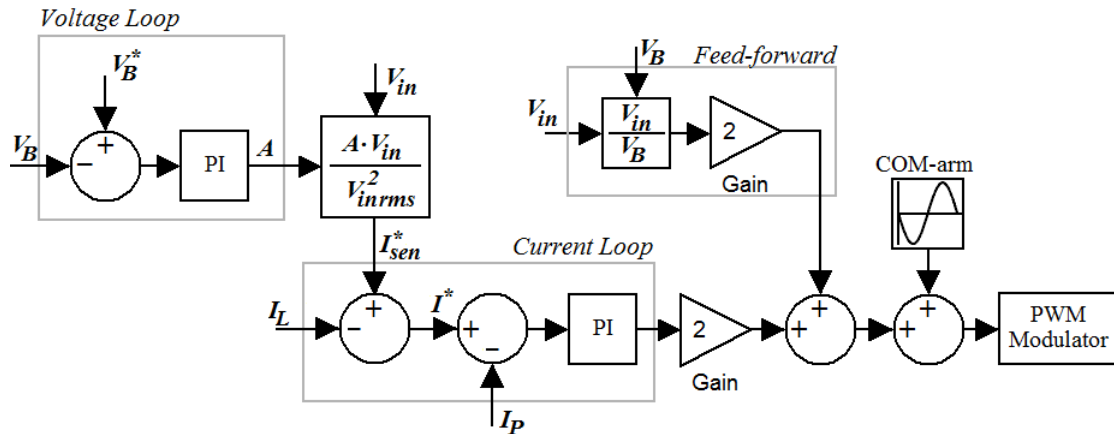
O conversor de entrada deve gerar e manter a tensão CC  $V_B$  do barramento e corrigir a corrente da carga conectada ao filtro, de forma que o conjunto formado pela carga e pelo filtro ativo seja visto como uma resistência pelo sistema elétrico.

Assim, a estrutura de controle utiliza uma malha interna para controlar a corrente e uma malha externa para o controle da tensão do barramento. A Figura 51 apresenta o diagrama de controle do conversor de entrada.

O método utilizado é o mesmo empregado em pré-reguladores *boost* aplicados para a correção do fator de potência. O controle usa o método convencional de correção de fator de potência (*PFC – Power Factor Corrector*), no qual uma referência de corrente com o mesmo formato da tensão de entrada é obtida através do resultado da malha de tensão do barramento.

Os sinais amostrados pelo conversor AD do *DSP* utilizados para o controle do conversor de entrada ( $V_B$ ,  $V_{in}$ ,  $I_L$  e  $I_P$ ) são normalizados para a faixa de representação digital do *DSP*. Como o *DSP* utilizado é de 16 bits, 15 bits são utilizados para representar a magnitude do valor amostrado e o décimo sexto bit é utilizado para representar o sinal

(positivo ou negativo) da amostra. Para o *DSP 56F8323* essa faixa de representação digital vai de 0 a 32767 para sinais positivos, o que representa valores de 0 a 1. Isso significa que os sinais de corrente e de tensão amostrados são automaticamente salvos em valores por unidade (*pu*) normalizados para os seus respectivos valores máximos (CHOUDHURY, 2005).



**Figura 51 - Controle do conversor da porção paralela do filtro ativo utilizando um controlador PI na malha de corrente.**

Primeiramente a malha de tensão compara a tensão amostrada do barramento  $V_B$  a uma referência de tensão  $V_B^*$  e o erro é aplicado a um controlador PI. O resultado da malha de tensão é então utilizado para o cálculo da referência de corrente. A referência de corrente é calculada como na Equação (48), onde  $A$  é a saída da malha de tensão.

$$I_{sen}^* = \frac{(A \cdot V_{in})}{V_{inrms}^2} \quad (48)$$

A referência de corrente é calculada através de três variáveis: o resultado da malha de tensão do barramento ( $A$ ), a tensão instantânea na entrada do filtro ( $V_{in}$ ) e a tensão eficaz na entrada do filtro ( $V_{inrms}$ ). Dessa forma, se o resultado do PI de tensão aumentar, significa que o erro do PI aumentou, ou seja, o erro na tensão do barramento está maior. Logo, a referência de corrente aumenta, a fim de suprir a perda que o barramento apresenta. A multiplicação pela tensão instantânea é responsável por definir a forma de onda da referência de corrente, para que ela seja igual à forma de onda da tensão de entrada. A divisão pela tensão eficaz atua como uma parcela *feed-forward* para a referência de corrente. Assim, caso a tensão de entrada caia, a referência de corrente aumenta, sem que a malha de tensão do barramento precise interferir. O valor de  $V_{inrms}^2$  para a máxima tensão de entrada que pode ser

medida pelo AD é normalizado para 32767, que é a máxima representação digital do DSP. Assim, a amplitude da referência de corrente devido a variações na tensão de entrada é ajustada pelo *feed-forward*.

De acordo com a tensão no barramento CC e na entrada o controle estima  $I_{sen}^*$ , que representa a corrente ideal na entrada de todo o conjunto (filtro ativo e carga). Como a corrente ideal da entrada é a corrente da carga mais a corrente drenada pela porção paralela do filtro, é calculada uma referência ( $I^*$ ) para a corrente drenada pelo filtro subtraindo a corrente da carga  $I_L$  da corrente ideal  $I_{sen}^*$ . Dessa maneira, obtem-se a referência  $I^*$  para a corrente que deve ser drenada pelo filtro para corrigir a corrente da carga  $I_L$ . A referência de corrente  $I^*$  é comparada a amostragem da corrente do filtro  $I_p$  e o erro é aplicado a um controlador PI de corrente.

Há também uma porção *feed-forward* aplicada ao resultado do controlador da entrada, que é a relação instantânea entre a tensão de entrada  $V_{in}$  e a tensão no barramento  $V_B$ . Como o resultado do controlador é aplicado somente ao braço IN e o braço COM é fixo, o sinal de comando do braço COM é adicionado ao resultado do controle, para resultar na ação que o controle deve exercer no braço IN. Tanto o resultado do controle como a porção *feed-forward* tem seus resultados dobrados para serem aplicados, devido ao fato do controle atuar em apenas um dos braços da ponte completa do conversor de entrada.

A seguir serão detalhados os projetos dos controladores de tensão e de corrente.

#### 4.4.5.1 Malha de controle da corrente no indutor de entrada

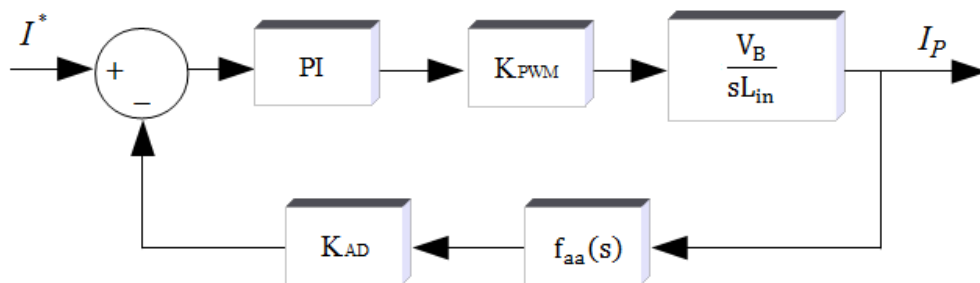
Como visto, o resultado da malha de tensão é aplicado a Equação (48) para o cálculo de uma referência de corrente que tenha o formato da tensão da entrada do filtro ( $I_{sen}^*$ ), que seria a corrente ideal drenada da rede elétrica pelo conjunto filtro ativo mais carga, de forma que o fator de potência seja o mais próximo da unidade e a corrente apresente uma linearidade com a forma de onda da tensão da rede.

Como a corrente de entrada é o resultado da soma da corrente da carga mais a corrente drenada pelo filtro, através da corrente de referência  $I_{sen}^*$  e da amostra da corrente da carga  $I_L$  é calculada a referência de corrente ( $I^*$ ) para a corrente que deve ser suprida pelo filtro ativo a fim de corrigir a corrente total drenada da rede.

A referência de corrente  $I^*$  é comparada a amostra da corrente no indutor de entrada ( $I_P$ ) e então o erro é aplicado a um controlador PI. Para o projeto do controlador PI é necessário o conhecimento da função de transferência da planta. Desconsiderando o efeito da amostragem é possível representar o sistema como um modelo de primeira ordem, no qual a tensão do barramento  $V_B$  é considerada constante. Dessa forma, a Equação (49) mostra a função de transferência da planta, que é a relação entre a corrente no indutor e a razão cíclica.

$$G_i(s) = \frac{\Delta I_P(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_B}{sL_{in}} \quad (49)$$

A Figura 52 apresenta o digrama em blocos do controle da corrente do filtro ativo, sendo que o atraso computacional e os efeitos da amostragem foram desconsiderados. O valor  $K_{AD}$  representa o ganho do conversor AD junto com o ganho utilizado para a normalização da amostra da corrente. Foi estipulada uma máxima corrente  $I_P$  de 60A e esse valor é normalizado para valer o fundo de escala da representação digital no DSP (32767). Logo, o ganho  $K_{AD}$  equivale a 546,12.



**Figura 52 - Diagrama do controle corrente do filtro com PI.**

Além do ganho da amostragem, a função de transferência do filtro *anti-aliasing* é considerada. O filtro utilizado é um RC na entrada da amostra de corrente no DSP, e a sua função é filtrar a ondulação de 48 kHz e outras altas frequências existentes na corrente, que podem causar *aliasing*. Dessa forma, o projeto do filtro foi feito de forma que o capacitor utilizado não inserisse muito atraso de fase na planta, logo foi utilizado um capacitor de 10 nF e a frequência de corte do filtro foi definida em 16 kHz, resultado em um resistor de aproximadamente 1 kΩ. Assim, a função de transferência do filtro *anti-aliasing* é apresentada na Equação (50).

$$f_{aa}(s) = \frac{1}{1 + s10^{-6}} \quad (50)$$

O ganho  $K_{PWM}$  equivale ao ganho do modulador *PWM* do DSP. O *DSP* 56F8323 apresenta sua representação digital em números que variam de -32768 a 32767 e o *PWM* aceita números de 0 a 1250, logo há um ganho de 1250/65535. Há também a necessidade de se dividir o resultado pelo fundo de escala do modulador *PWM* (1250) para a razão cíclica correspondente ser encontrada. Logo, o ganho  $K_{PWM}$  é igual a 1/65535.

No bloco que representa a planta,  $V_B$  é a tensão do barramento (300 V) e  $L_{in}$  é o indutor (que tem o valor de 300  $\mu$ H).

A função de transferência do compensador PI é apresentada na Equação (48), onde  $K_p$  representa o ganho proporcional,  $K_i$  o ganho integral,  $K_C$  é o valor do ganho do compensador e  $z_C$  é a frequência do zero do compensador.

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_C \frac{s + z_C}{s} \quad (51)$$

O compensador PI é projetado para ter uma frequência de cruzamento  $f_C$  de 5 kHz, que é selecionada para garantir um controle satisfatório da corrente no indutor e ao mesmo tempo permitir o projeto no domínio do tempo. O zero do compensador é alocado em uma frequência de uma década abaixo da frequência de cruzamento, ou seja,  $f_z$  é 500 Hz, com o objetivo de se obter uma margem de fase próxima de 70 graus, devido aos efeitos inseridos pelo atraso da amostragem e pela discretização, que não foram considerados para o projeto do controlador PI. Como na frequência de cruzamento o módulo da função de transferência em malha aberta do sistema é igual à unidade, pode-se calcular o ganho  $K_C$  do controlador PI de corrente, através do desenvolvimento da Equação (52), onde  $\omega_C$  é a frequência de cruzamento em rad/s, que é igual a  $2\pi f_C$  e  $z_C$  é a frequência do zero, também em rad/s, logo é igual a  $2\pi f_z$ .

$$\left| K_C \frac{j\omega_C + z_C}{j\omega_C} \cdot K_{PWM} \frac{V_B}{j\omega_C L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega_C 10^{-6}} \cdot K_{AD} \right| = 1 \quad (52)$$

$$\left| \frac{K_C j\omega_C V_B K_{AD} K_{PWM} + K_C z_C V_B K_{AD} K_{PWM}}{-\omega_C^2 L - j\omega_C^3 L 10^{-6}} \right| = 1 \quad (53)$$

$$\sqrt{\frac{K_C^2 \omega_C^2 V_B^2 K_{AD}^2 K_{PWM}^2 + K_C^2 z_C^2 V_B^2 K_{AD}^2 K_{PWM}^2}{\omega_C^4 L^2 + \omega_C^6 L^2 10^{-12}}} = 1 \quad (54)$$

$$\sqrt{\frac{(z_C^2 + \omega_C^2)(K_C V_B K_{AD} K_{PWM})^2}{\omega_C^4 L^2 (1 + \omega_C^2 10^{-12})}} = 1 \quad (55)$$

$$\frac{K_C V_B K_{AD} K_{PWM} \sqrt{(z_C^2 + \omega_C^2)}}{\omega_C^2 L \sqrt{1 + \omega_C^2 10^{-12}}} = 1 \quad (56)$$

Isolando  $K_C$ , tem-se a Equação (57):

$$K_C = \frac{\omega_C^2 L \sqrt{1 + \omega_C^2 10^{-12}}}{V_B K_{AD} K_{PWM} \sqrt{(z_C^2 + \omega_C^2)}} \quad (57)$$

Substituindo os valores, o ganho projetado para o PI de corrente resultou em 3,77. Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  são obtidos através das Equações (58) e (59). Dessa forma o ganho proporcional  $K_p$  vale 3,77 e o ganho integral  $K_i$  é 12353.

$$K_p = K_C \quad (58)$$

$$K_i = K_C z_C \quad (59)$$

Dessa forma, o controlador PI de corrente utilizado é apresentado na Equação (60).

$$PI(s) = 3,77 + \frac{11843}{s} \quad (60)$$

O diagrama de Bode de fase e de magnitude do sistema é apresentado na Figura 53.

A margem de fase apresenta o valor de 66,8 graus, próximo dos 70 graus desejados e a frequência de corte é de 31400 rad/s, que é equivalente a cerca de 5 kHz.



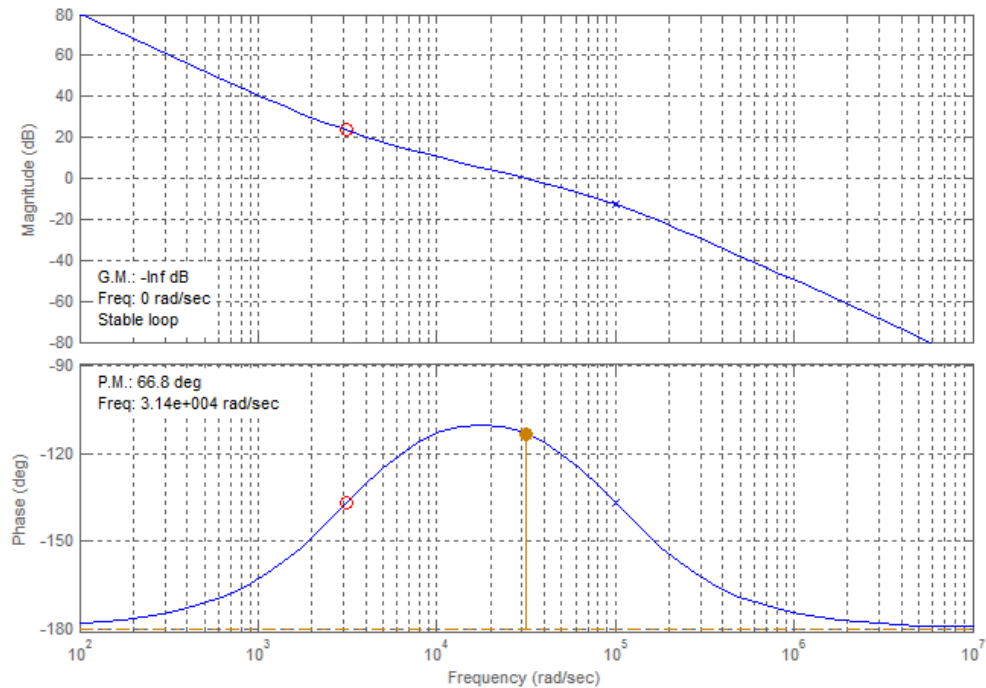


Figura 53 - Gráfico de Bode para o controlador de corrente.

A resposta ao degrau do sistema com o controlador PI projetado é apresentada na Figura 54. Pode-se perceber que não há oscilações e nem um sobre-sinal acentuado.

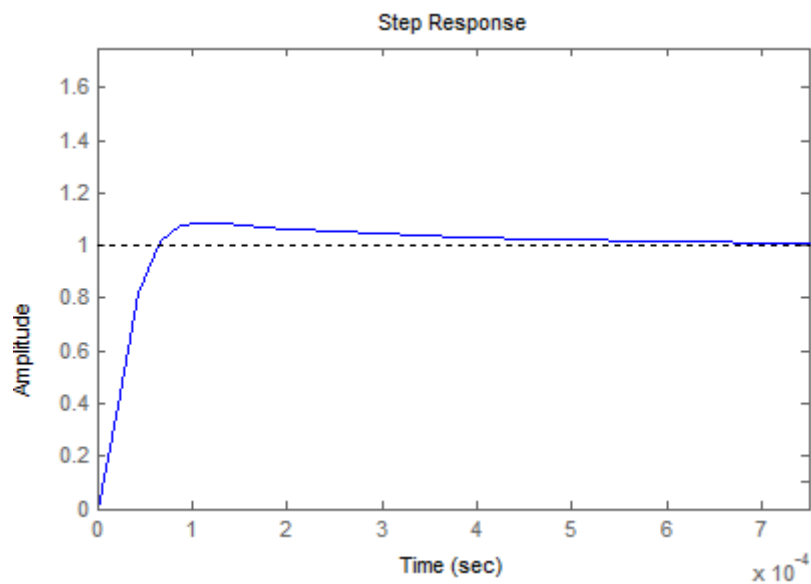


Figura 54 - Resposta do degrau da malha de corrente com o controlador PI.

O próximo passo é a discretização do controlador. Existem vários métodos de discretização, como o *Backward*, o *Forward* e o Bilinear Tustin. Segundo Ortmann (2008, p. 184) na escolha do método utilizado é importante levar em conta a distorção que o mesmo

provoca na resposta em frequência do controlador projetado. O método Bilinear Tustin é o apresenta melhor vantagem nesse quesito, dessa forma ele é o utilizado para a discretização do PI.

O método Bilinear Tustin consiste na substituição da variável complexa  $s$  da função de transferência no domínio do tempo contínuo pela relação da Equação (61), onde  $T_S$  é o período de amostragem, ou seja,  $1/24000$ .

$$s = \frac{2}{T_S} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (61)$$

Dessa forma, a função de transferência discreta do controlador PI projetado é apresentada na Equação (62).

$$PI(z) = \frac{4,017z - 3,523}{z - 1} \quad (62)$$

Sabe-se que a função de transferência é a relação entre a saída e a entrada de um sistema. No controlador PI a entrada é o erro da variável a ser controlada ( $e(z)$ ) e a saída é o resultado do controlador, representado por  $U_{pi}(z)$ . Logo, pode-se representar a Equação (62) como na Equação (63).

$$\frac{U_{pi}(z)}{e(z)} = \frac{4,017z - 3,523}{z - 1} \quad (63)$$

A Equação (63) é desenvolvida a fim de se encontrar a equação a diferenças, para a implementação no algoritmo de controle do DSP, resultando em (64).

$$U_{pi}(k) = U_{pi}(k - 1) + 4,017e(k) - 3,523e(k - 1) \quad (64)$$

Apesar da corrente após a compensação apresentar um comportamento muito melhor do que o da corrente da carga, os resultados utilizando o PI na malha de controle não foram considerados satisfatórios. Segundo Buso e Mattavelli (2006, p. 145), a implementação de um controlador PI simples é normalmente capaz de oferecer apenas uma capacidade limitada de compensação harmônica, o que é muitas vezes não é suficiente.

Logo, foi implementado um controlador repetitivo no lugar do controlador PI de corrente, como mostra a Figura 55. O repetitivo é ideal para a correção de distúrbios periódicos, como os harmônicos. Ele apresenta uma compensação lenta, geralmente exigindo vários períodos da frequência fundamental para chegar ao estado de regime, dessa forma, um controlador proporcional simples é colocado em paralelo com o repetitivo.

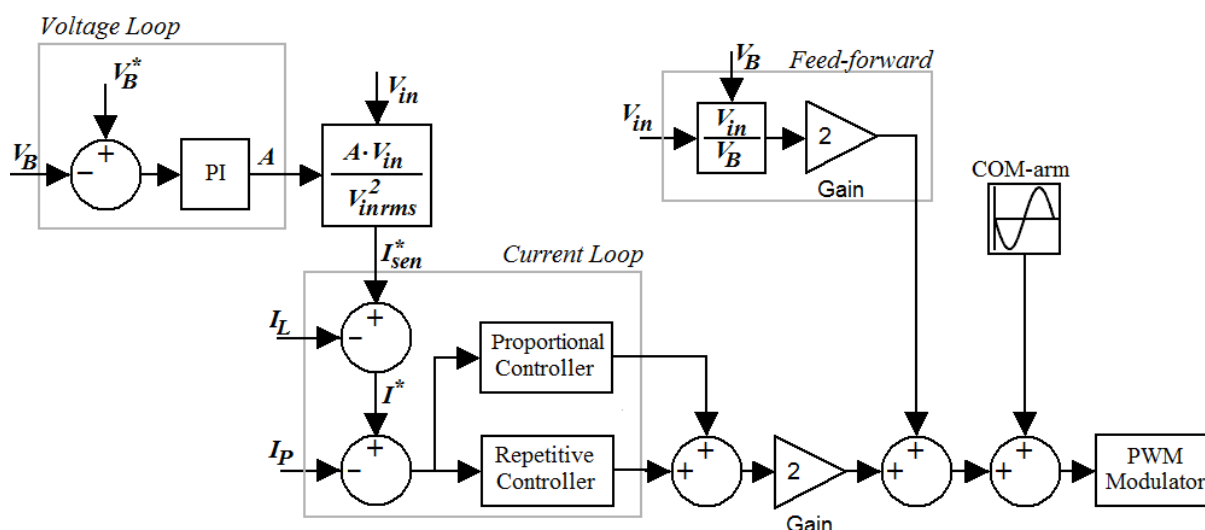


Figura 55 - Controle do conversor da porção paralela do filtro ativo utilizando um controlador repetitivo na malha de corrente.

A estrutura do repetitivo em paralelo com um proporcional em paralelo é utilizada por Marafão (2004, p. 179), de forma que o proporcional agrega resposta dinâmica ao sistema. Segundo Marafão, o ganho proporcional pode ser dimensionado da mesma forma que o obtido do projeto de um controlador PI.

O controlador repetitivo utilizado na malha de controle da corrente drenada pelo filtro utiliza o filtro passa baixa sem atraso de fase, como o apresentado na Equação (45).

O ajuste dos outros parâmetros do controlador repetitivo (o valor de  $d$  e do ganho  $c_r$ ) foram determinados experimentalmente, como base na análise da estabilidade do sistema.

#### 4.4.5.2 Malha de controle da tensão do barramento

O diagrama em blocos simplificado para a malha de tensão do barramento pode ser visto na Figura 56. Como pode ser observado, a malha de tensão é externa à malha de corrente e age diretamente no cálculo da referência de corrente para a malha de corrente. Dessa forma,

a malha de tensão deve ter um comportamento lento, evitando assim a inserção de distorções na referência de corrente.

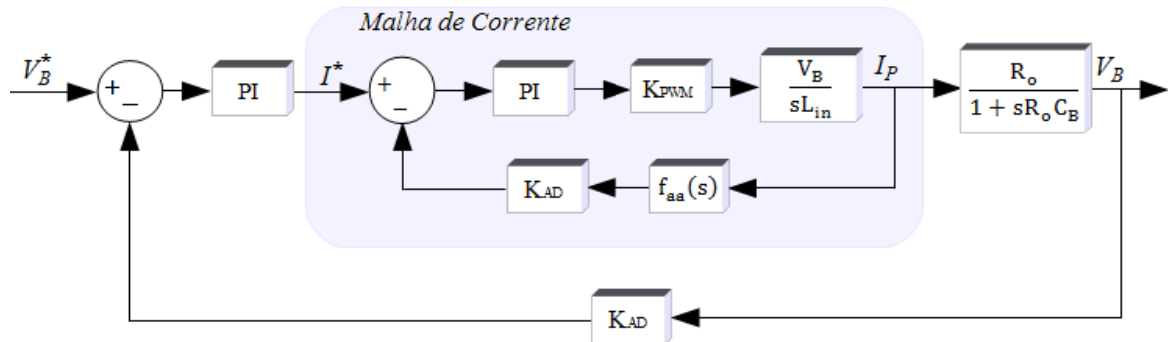


Figura 56 - Diagrama de blocos para a malha de tensão.

A da função de transferência que representa a planta e que determina a relação da tensão de saída em relação à corrente no indutor, apresentada na Equação (65). Nela,  $R_o$  representa a máxima carga que é drenada do barramento pela porção série do filtro ativo.

$$G_v(s) = \frac{V_B(s)}{I_P(s)} = \frac{R_o}{1 + sR_o C_B} \quad (65)$$

Na planta, o cálculo de  $R_o$  foi feito para o pior caso, que acontece quando a porção série está entregando mais potência. Dessa forma é utilizada a mesma potência de 450 W utilizada na seção 4.3.1 para o cálculo do capacitor do barramento. Conhecendo o valor de 300 V da tensão do barramento e a potência máxima manipulada, o valor de  $R_o$  resulta em 200  $\Omega$ . O capacitor do barramento  $C_B$  vale 1,8 mF. O ganho  $K_{AD}$  é ganho da normalização do AD. No DSP 300 V de tensão no barramento equivalem a 30000 pesos, logo o ganho  $K_{AD}$  é igual a 100.

A malha de corrente pode ser representada apenas pelo ganho da normalização do amostrador de corrente. Segundo Lindeke (2003, p. 68), essa consideração se torna válida devido à diferença de velocidade entre as duas malhas. Como a dinâmica da malha de tensão é lenta, os efeitos do atraso computacional e o filtro *anti-aliasing* também podem ser desprezados para o cálculo da mesma.

Dessa forma, o módulo da função de transferência de laço aberto para o controle da tensão do barramento em unitário na frequência de cruzamento desejada, como apresenta a Equação (66).

$$\left| K_C \frac{s + z_C}{s} \cdot \frac{1}{K_{ADi}} \cdot \frac{R_o}{1 + sR_oC_B} \cdot K_{ADv} \right| = 1 \quad (66)$$

Desenvolvendo a Equação (66) para uma frequência de cruzamento de 20 Hz (125,66 rad/s), com o zero alocado abaixo da frequência de cruzamento, em 5 Hz (6,283 rad/s) para garantir a margem de fase, o ganho  $K_C$  pode ser isolado e resulta em 1.252. Utilizando o mesmo procedimento de cálculo do PI de corrente, o PI de tensão resulta na Equação (67).

$$PI(s) = 1,252 + \frac{39,331}{s} \quad (67)$$

O diagrama de Bode da malha de tensão com o compensador projetado pode ser visto na Figura 57.

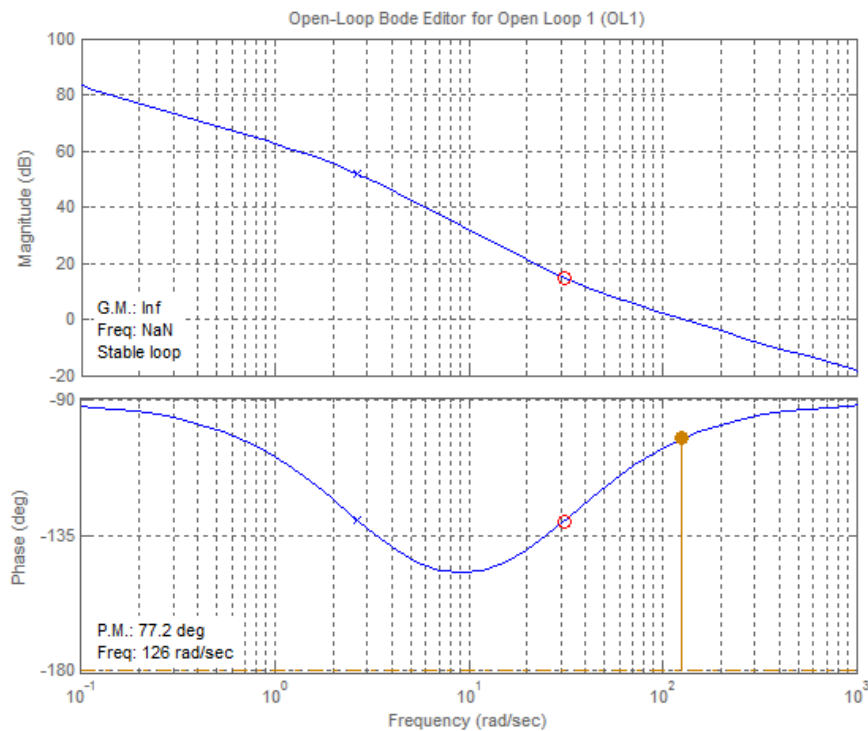
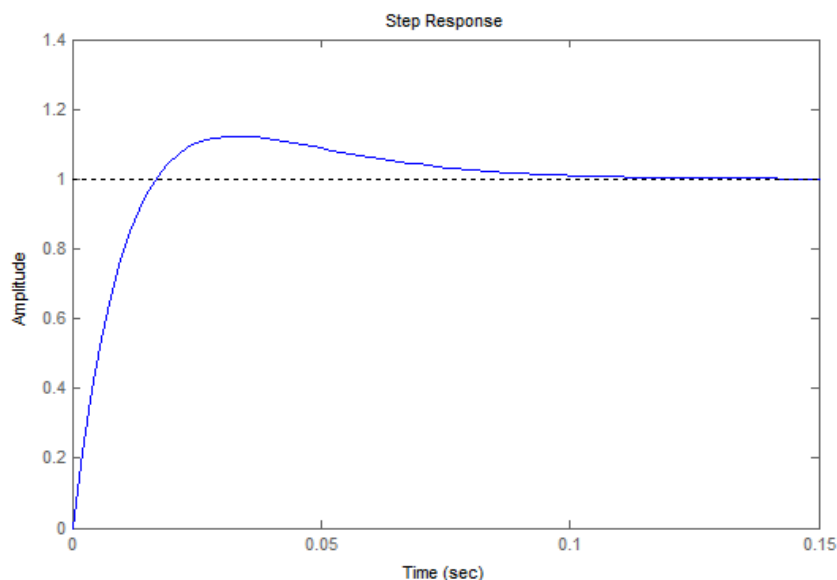


Figura 57 - Gráfico de Bode para o controlador de tensão.

A resposta ao degrau do sistema com o controlador PI projetado é apresentada na Figura 58. Pode-se perceber que não há oscilações e nem um sobre-sinal acentuado. O tempo de acomodação é maior que o PI de corrente, visto que o controlador é projetado para ter uma resposta mais lenta do que a malha de corrente, justamente para não interferir nela através do cálculo da referência de corrente.



**Figura 58 - Resposta do degrau da malha de tensão com o controlador PI.**

Utilizando o método Bilinear Tustin para a discretização, a função de transferência discreta do controlador PI projetado é apresentada na Equação (68).

$$PI(z) = \frac{U_{pi}(z)}{e(z)} = \frac{1,2520z - 1,2503}{z - 1} \quad (68)$$

A equação a diferenças implementada no DSP é apresentada na Equação (69).

$$U_{pi}(k) = U_{pi}(k - 1) + 1,2520e(k) - 1,2503e(k - 1) \quad (69)$$

Apesar da malha de tensão ter uma frequência de corte baixa, distorções provenientes da amostra da tensão do barramento podem causar distorções na corrente de entrada. Entre as soluções possíveis, foi implementado um filtro de média móvel na amostra da tensão do barramento, o que ajuda a eliminar o ripple de baixa frequência que pode surgir na saída do controlador de tensão, consequentemente evitando que ele possa surgir na referência de corrente.

#### 4.4.7 Estratégias de controle para a parte série do filtro

O conversor de saída tem o objetivo de corrigir a tensão de entrada do filtro  $V_{in}$ , que pode apresentar conteúdo harmônico e pode estar com seu nível acima ou abaixo da tensão especificada, disponibilizando uma tensão estabilizada e sem harmônicos  $V_{out}$  para a carga.

O controlador do conversor da saída irá agir no braço OUT para controlar a tensão no capacitor  $C_S$ , que se encontra em série com a rede elétrica. Assim, o conversor irá gerar no capacitor  $C_S$  uma tensão que anule o conteúdo harmônico da tensão da rede e repare o seu nível de tensão.

A estratégia de controle da tensão de saída é exibida na Figura 59.

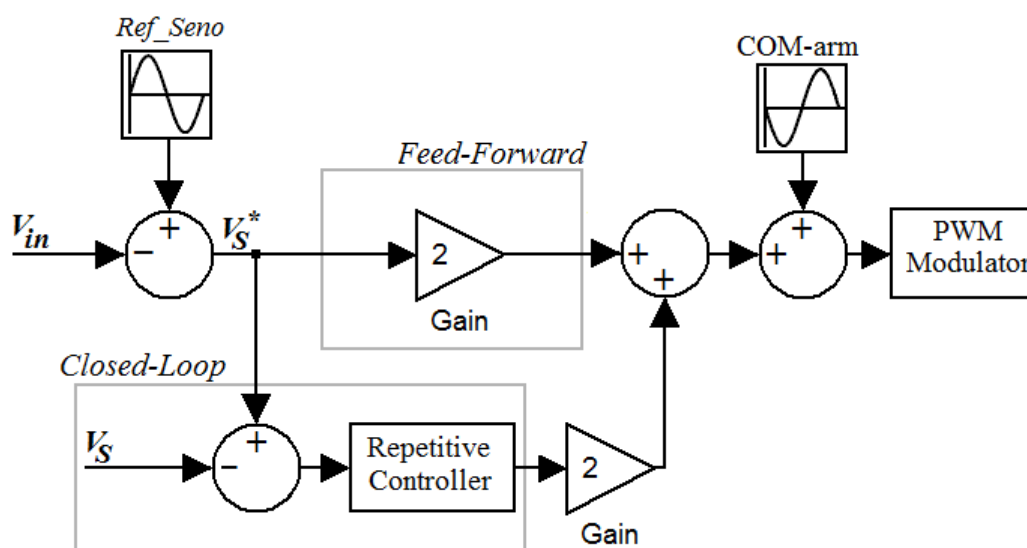


Figura 59 - Controle do conversor da porção série do filtro ativo.

A amostra da tensão a ser corrigida  $V_{in}$ , é comparada a uma referência senoidal ( $Ref\_Seno$ ), resultando em  $V_S^*$ . A referência  $Ref\_Seno$  é uma tabela senoidal armazenada digitalmente no DSP de 400 pontos. A variável  $V_S^*$  contém a informação do conteúdo a ser corrigido da rede, logo é a referência para a malha de tensão no capacitor  $C_S$ , que está em série com a rede. Além de ser referência para a malha fechada do controle,  $V_S^*$  também é utilizada como um *feed-forward* (ou alimentação avante), já que representa a tensão desejada no capacitor.

A variável  $V_S^*$  é comparada a amostragem da tensão no capacitor  $C_S$  e o erro é a entrada de um controlador repetitivo, cuja saída é somada a porção *feed-forward*.

Como a tensão no capacitor  $C_S$  é igual à diferença entre as tensões do braço OUT e do braço COM, e como o controle é aplicado apenas ao braço OUT, o sinal de comando do braço COM (uma senóide invertida) é somado ao resultado do controle, para a ação de controle ser apropriada ao que está sendo chaveado no outro braço da ponte completa que constitui o conversor série.

Tanto a parte *feed-forward* como o resultado do controlador repetitivo devem ser dobrados, devido ao fato do controle agir em apenas um dos braços da ponte completa do conversor.

O controlador repetitivo utilizado na malha de controle da tensão no capacitor  $C_S$  foi empregado como o controlador principal, isto é, sem o uso de outro controlador. Os resultados apresentados foram julgados satisfatórios, embora a dinâmica do sistema tenha sido desconsiderada. O controlador repetitivo foi implementado utilizando o filtro passa baixa sem atraso de fase, mostrado anteriormente na Equação (45) e os demais parâmetros foram obtidos através da simulação e da análise experimental.

Para uma melhor visualização, a Figura 60 apresenta o fluxograma do controlador repetitivo.  $Q(z)$  é o filtro passa-baixas sem atraso de fase, que pode ser uma constante ou o filtro definido anteriormente na Equação (45). A variável  $N$  é o filtro não-causal da Equação (43), que garante defasagem nula entre os sinais da entrada e da saída do controlador repetitivo. No fluxograma, fica claro que os vetores do erro ( $errorep[]$ ) e o vetor do repetitivo ( $Vrep[]$ ) são atualizados somente depois do cálculo do passo do controle, de forma que estão sempre atrasados em um ciclo.



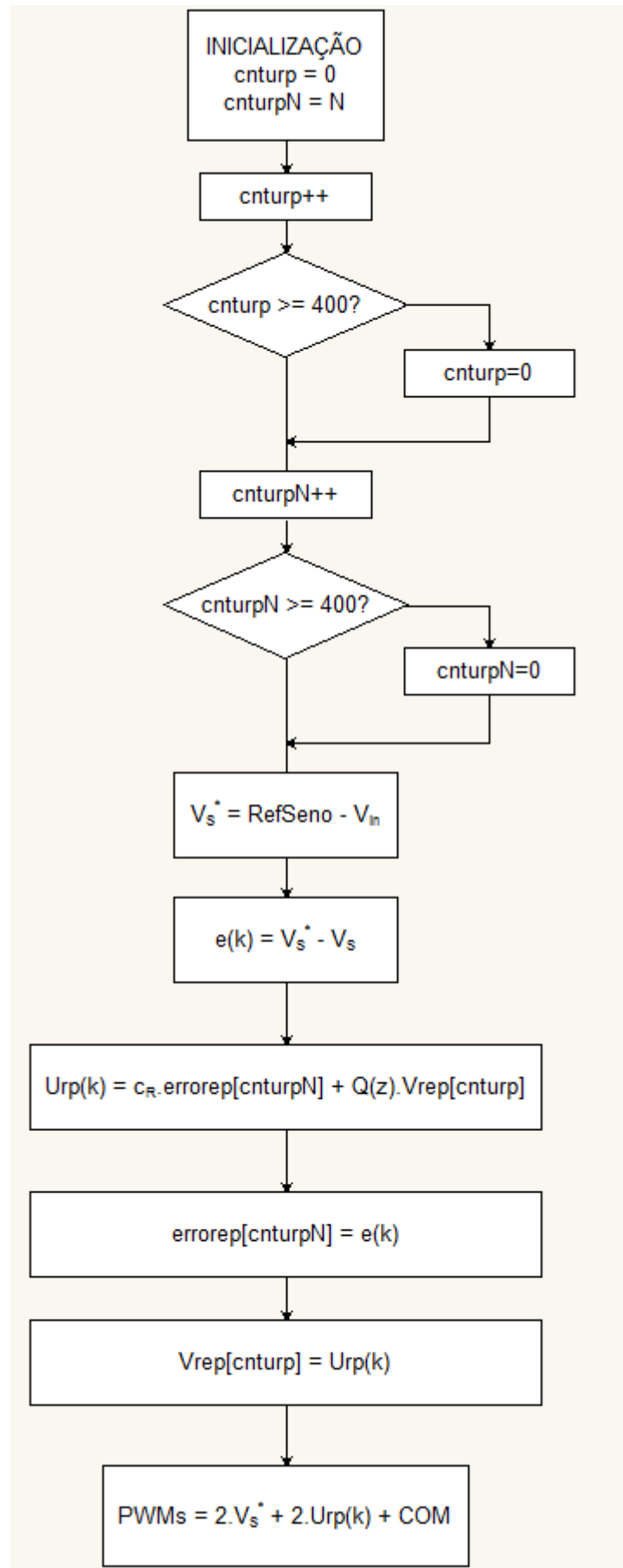


Figura 60 – Fluxograma do controlador repetitivo da tensão série

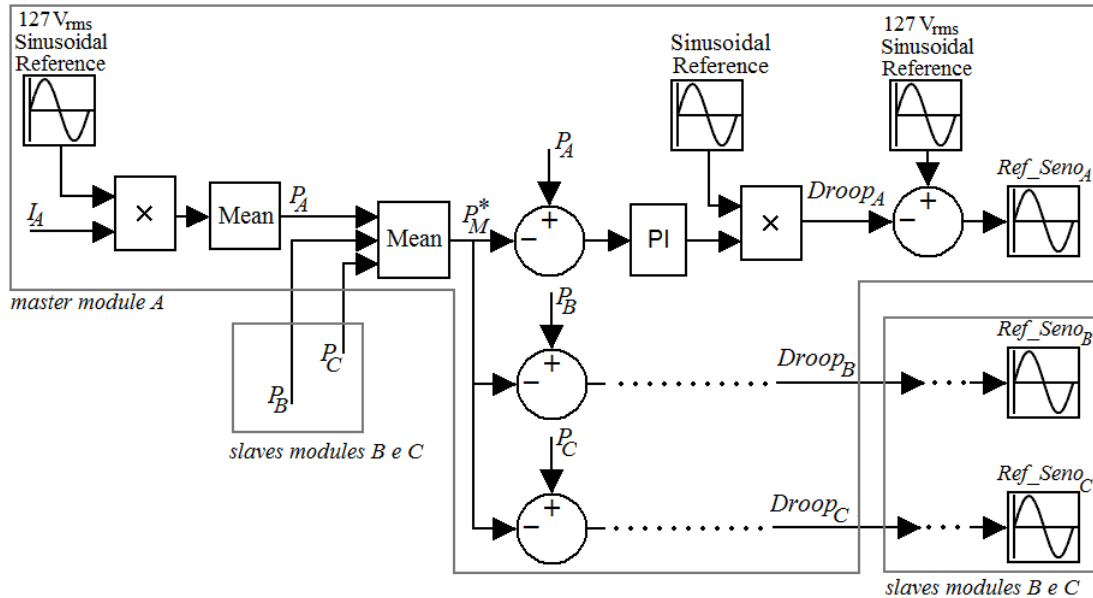
#### 4.4.8 *Droop*

Como já visto, o filtro ativo trifásico é composto pela junção de três módulos monofásicos. Na configuração trifásica, o filtro pode alimentar várias cargas monofásicas, ligadas de forma aleatória em sua saída, e também pode alimentar cargas trifásicas.

Os sistemas raramente têm tensões equilibradas nas três fases, as cargas trifásicas conectadas ao filtro podem apresentar desequilíbrio e os circuitos de amostragem dos valores elétricos usados para controlar o filtro ativo podem ter erros e desvios. As situações citadas anteriormente podem fazer com que ocorram desequilíbrios na alimentação de uma carga trifásica.

Por estas razões, foi implementado um controle com a comunicação entre os módulos monofásicos, a fim de equilibrar as correntes da carga, quando a carga é uma carga trifásica.

O esquema do *droop* é mostrado na Figura 61. Cada módulo monofásico calcula a média da multiplicação da sua corrente de saída por uma senóide armazenada no DSP. Essa média representa a potência de saída de cada módulo, representadas na Figura 61 por  $P_A$ ,  $P_B$  e  $P_C$ . Um dos módulos é escolhido como mestre (no caso o módulo representado por A) e entre os outros dois módulos escravos (B e C) enviam o valor de  $P_x$  ( $x = A, B$  ou  $C$ ) para o módulo mestre através da comunicação serial entre os DSPs de cada módulo. O módulo mestre recebe os valores de  $P_B$  e  $P_C$  e, junto com o seu próprio valor  $P_A$ , faz uma média dos valores, que resulta em  $P_M^*$ . O valor de  $P_M^*$  representa a potência que cada módulo deveria suprir em uma condição de equilíbrio;  $P_M^*$  é a referência para a o valor de potência que cada módulo deve entregar para que a carga apresente equilíbrio na saída do filtro.



**Figura 61 - Método de *droop* utilizado no filtro ativo alimentando cargas trifásicas.**

Assim  $P_M^*$  é comparado com os valores de  $P_x$  e então o erro para cada módulo é aplicado a um compensador PI. A saída do controlador PI é enviada para os módulos escravos e é representada por  $Droop_x$ . O valor de  $Droop_x$  é multiplicado por uma senóide para se tornar um valor CA e então esse valor é subtraído da tabela senoidal, que é referência para o controle de saída (Ref\_Seno na Figura 59).

Dessa forma, o módulo que estiver entregando mais potência irá reduzir a referência de controle através da ação do *droop* e então a corrente drenada por ele irá diminuir, fazendo com que as correntes da saída tendam a se tornar equilibradas.

#### 4.5 SIMULAÇÃO

Com o intuito de testar principalmente a lógica do controle a ser implementada no DSP foram feitas simulações utilizando o Simulink, do Matlab. A Figura 62 apresenta o circuito de potência de um módulo monofásico simulado.

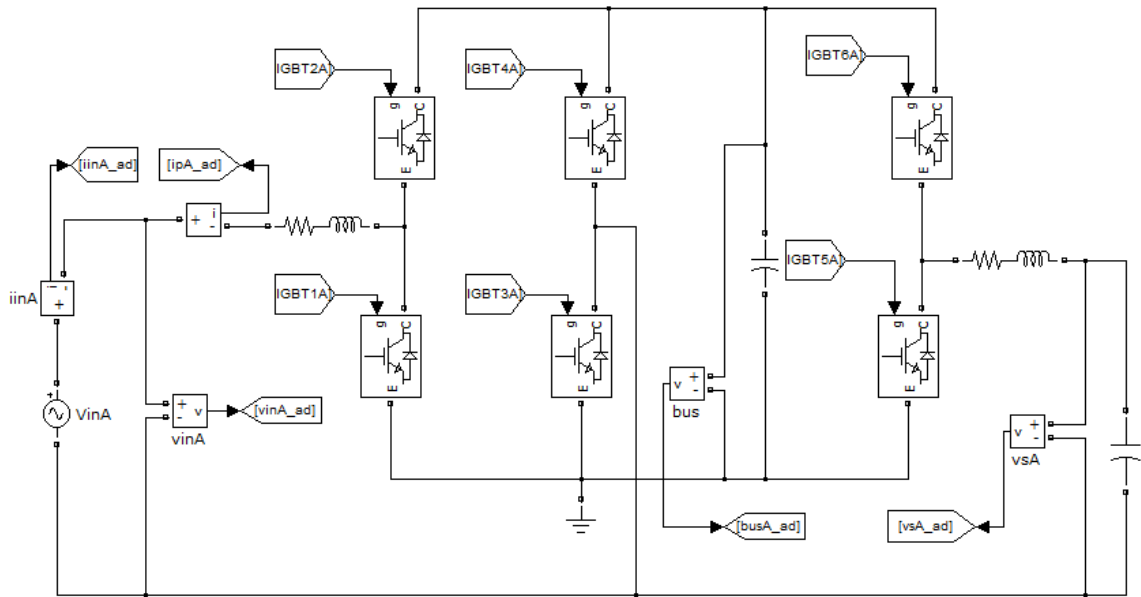


Figura 62 - Circuito de potência de um módulo simulado.

Os sinais necessários para o controle do filtro ativo são adquiridos e passam pelo processo de “amostragem” na simulação. A Figura 63 exemplifica a amostragem de alguns dos sinais.

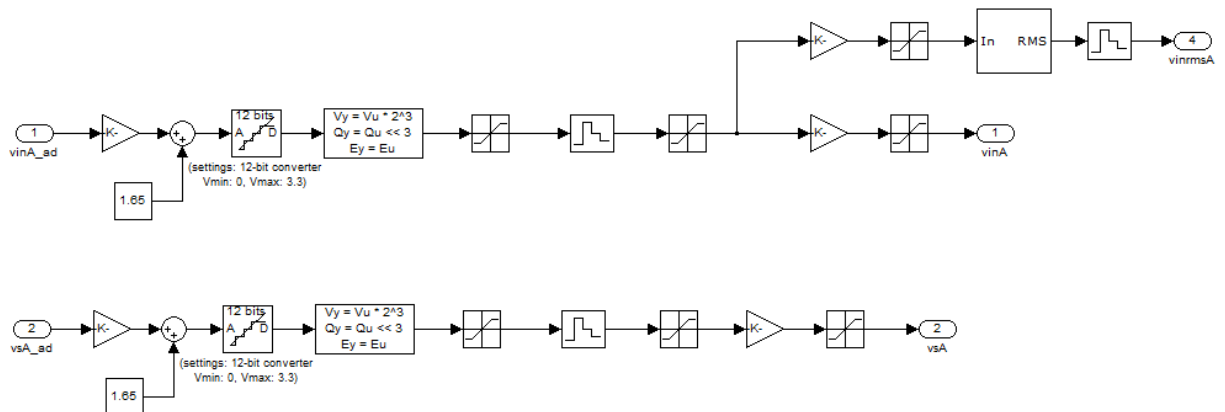
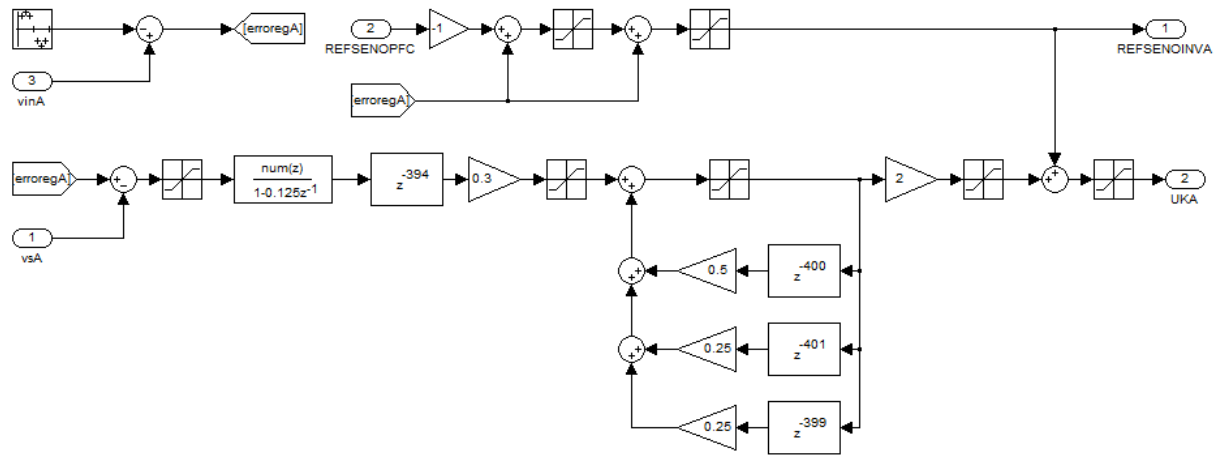


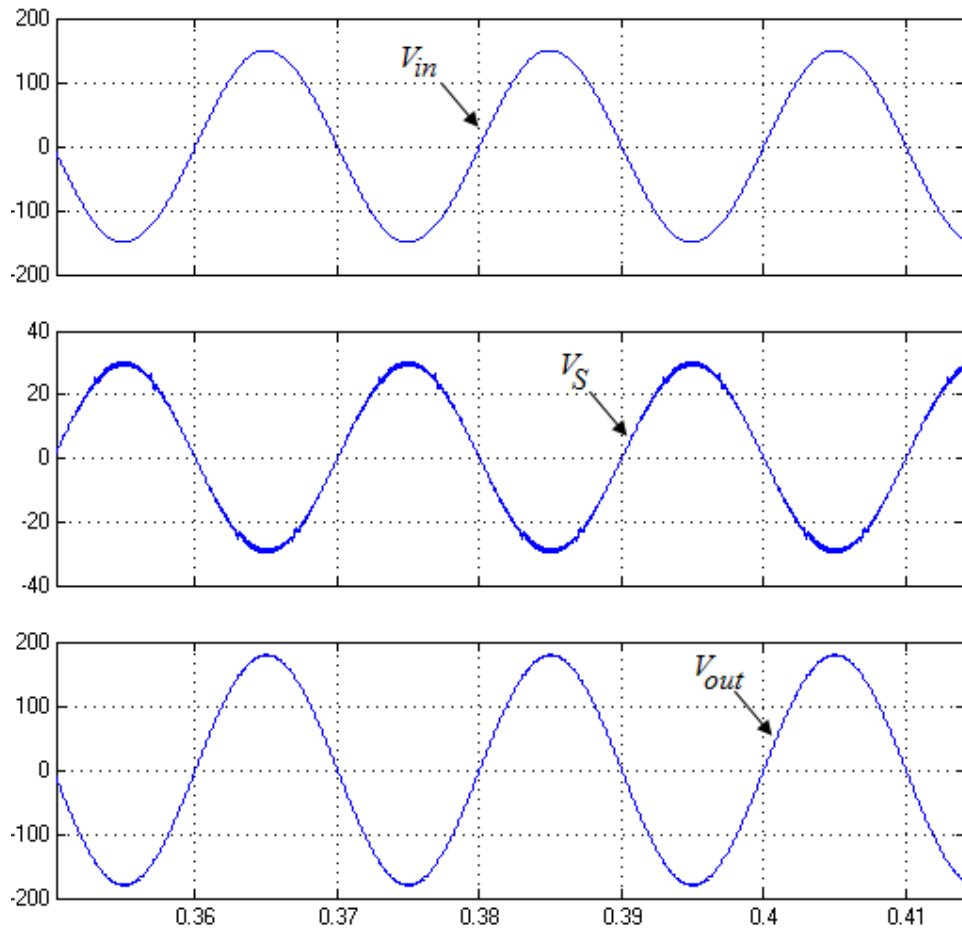
Figura 63 - Processo de amostragem das grandezas elétricas na simulação.

Há também os blocos dos controladores da entrada e da saída. A Figura 64 apresenta como exemplo o controlador da parte série do filtro, com o compensador repetitivo e o laço *feed-forward*.



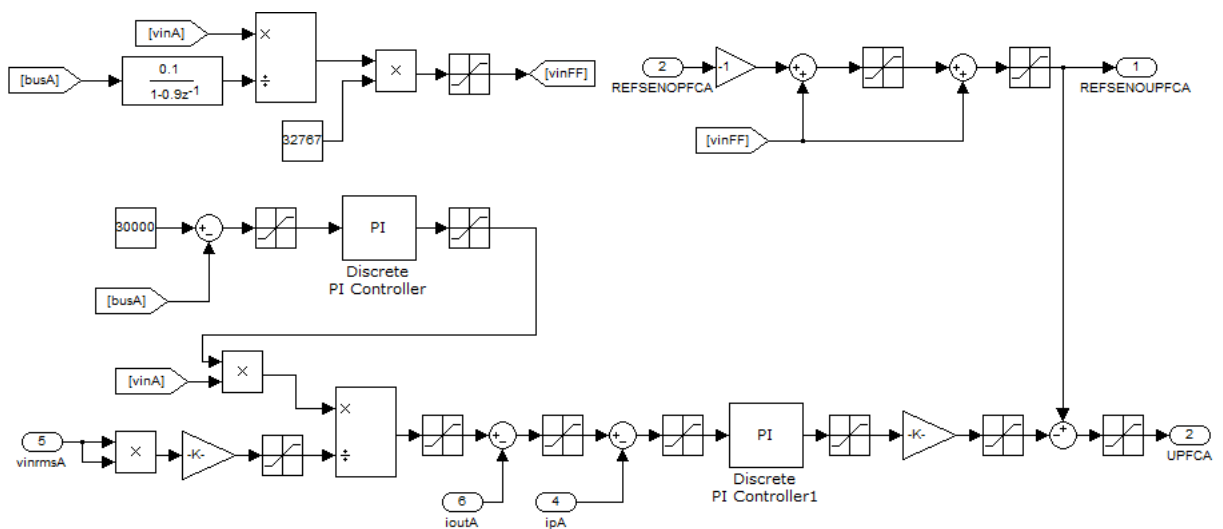
**Figura 64 - Lógica de controle da parte série do filtro ativo na simulação.**

A simulação foi feita com a lógica de controle da entrada utilizando o controlador PI na malha de corrente. No primeiro caso simulado, a tensão de entrada do filtro está abaixo do valor esperado (106 V eficazes) e a carga a ele conectada é um retificador monofásico com filtro capacitivo. A Figura 65 mostra o resultado da simulação para o conversor série, sendo, de baixo para cima, a tensão de entrada, a tensão no capacitor série gerada pelo filtro e a tensão total na saída disponibilizada pela carga. Nota-se que o filtro compensa o valor da tensão, entregando para a carga a tensão estabilizada em 127 V eficazes



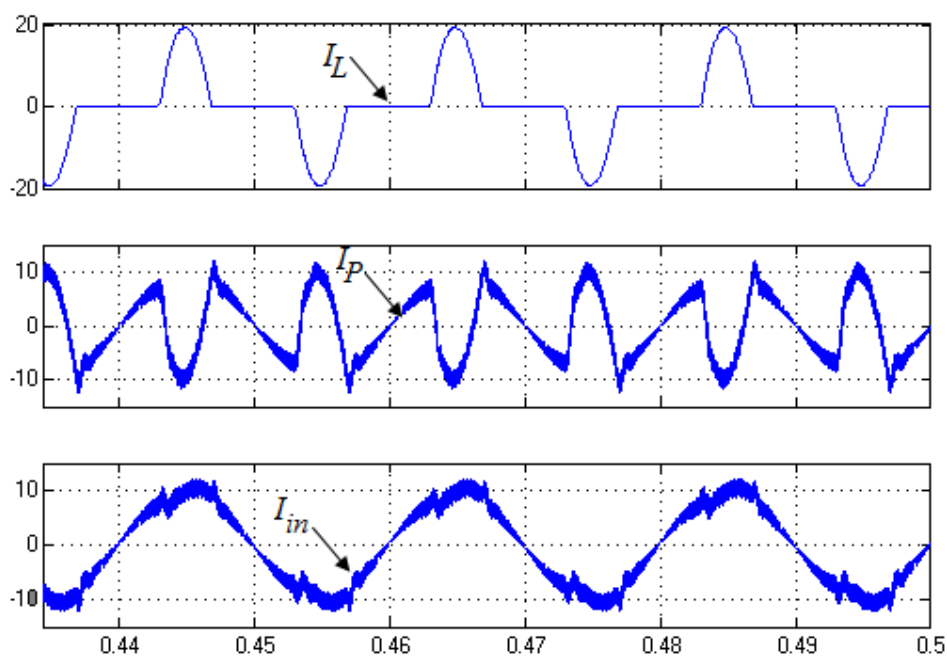
**Figura 65 - Simulação para o conversor série, com a tensão abaixo da nominal, tensão de entrada ( $V_{in}$ ), tensão de compensação série ( $V_s$ ) e tensão total de saída ( $V_{out}$ ).**

A Figura 66 apresenta o controlador da parte paralela do filtro ativo na simulação, com os compensadores PI do laço de tensão e de corrente, bem como o laço *feed-forward*.



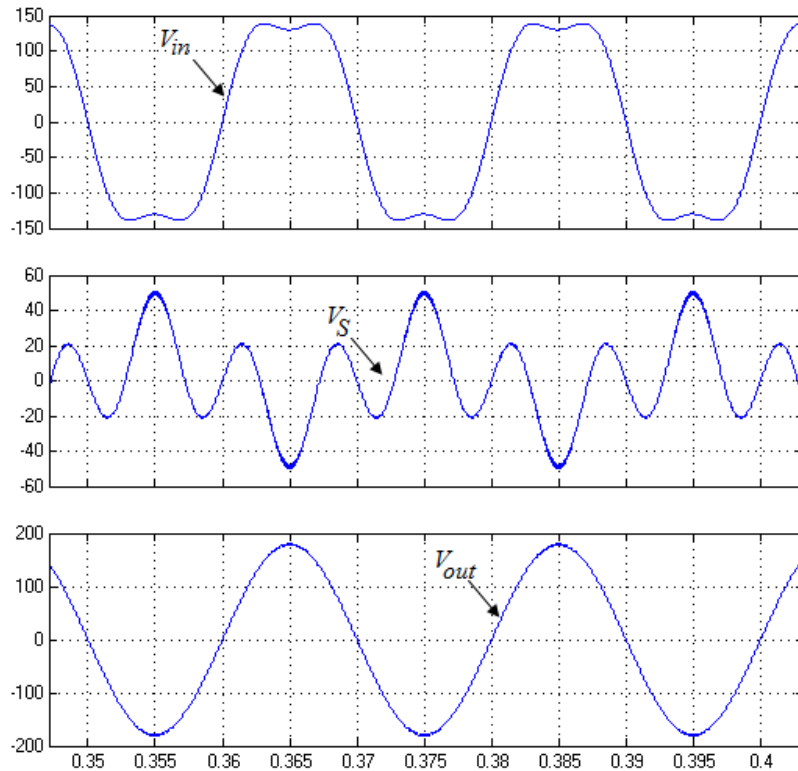
**Figura 66 - Lógica de controle da parte paralela do filtro ativo na simulação.**

A Figura 67 apresenta as formas de onda simuladas para a carga que está sendo alimentada pelo filtro ativo. De baixo para cima tem-se a corrente da carga, a corrente de compensação paralela  $I_P$  e a corrente total drenada da rede. Pode-se perceber uma grande melhoria na corrente do conjunto filtro ativo mais carga em relação apenas à corrente da carga.



**Figura 67 - Formas de onda simuladas para o do conversor paralelo, corrente da carga ( $I_L$ ), corrente de compensação paralela ( $I_P$ ) e corrente total de entrada ( $I_{in}$ ).**

Um segundo teste foi feito adicionando uma componente de terceira ordem à tensão de entrada, ainda com o valor eficaz abaixo do nominal. A componente de terceira ordem corresponde a cerca de 20% do valor da componente fundamental da entrada. A Figura 68 apresenta os resultados do conversor série para essa situação.

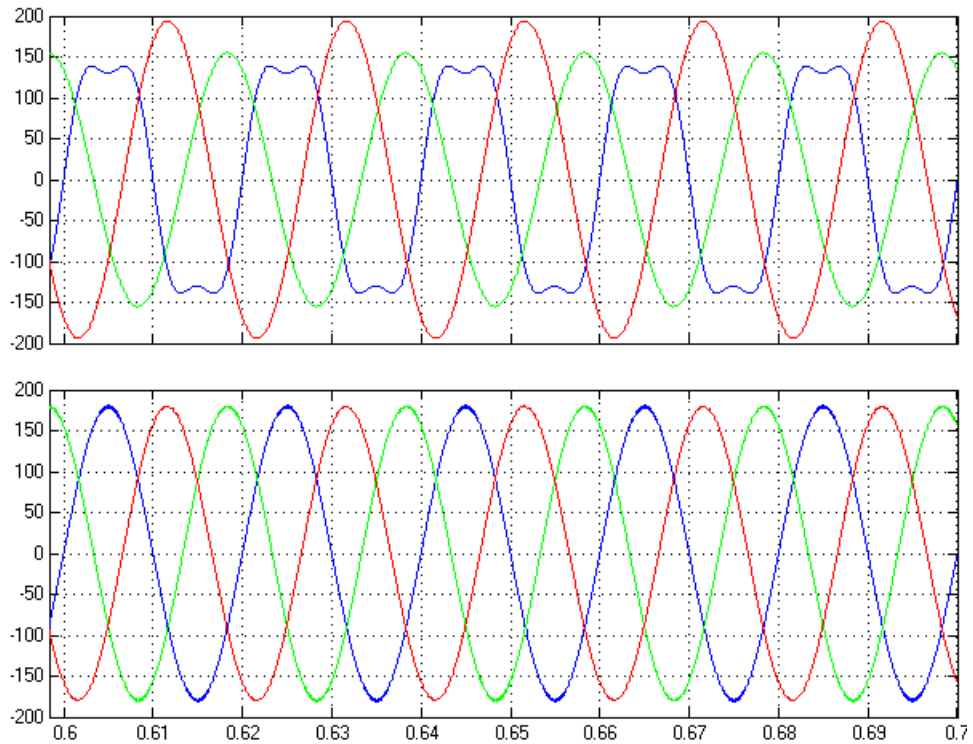


**Figura 68 - Simulação para o conversor série, com tensão harmônica.**

Nota-se que o conversor série gera tanto o terceiro harmônico quanto a diferença de tensão na frequência fundamental, compensando a tensão de entrada. As formas de onda de corrente do conversor paralelo foram iguais as correntes apresentadas no primeiro caso.

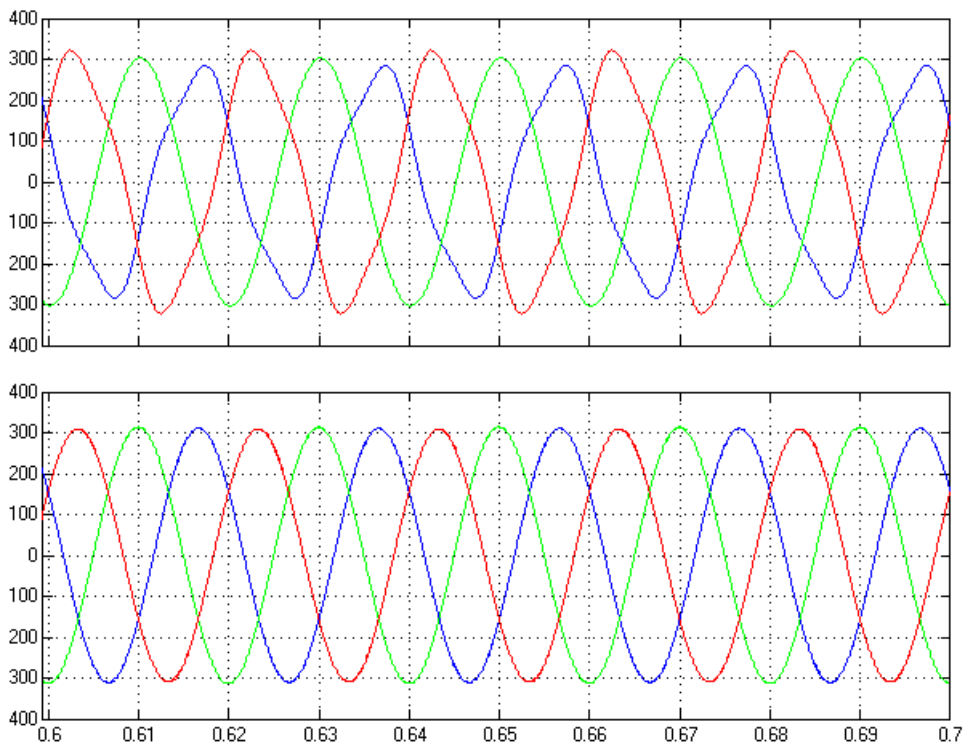
Também foi simulada a condição trifásica, através da conexão de três dos módulos monofásicos. A Figura 69 apresenta um dos casos simulados, no qual cada tensão de fase apresenta um comportamento (sobretensão, subtensão e terceiro harmônico) e também exibe as tensões de fase corrigidas pelo filtro ativo.





**Figura 69 - Simulação da compensação de tensão trifásica.**

Para o mesmo caso, a Figura 70 exibe as tensões de linha, antes e após a correção ativa.



**Figura 70 - Tensões de linha antes e após a correção.**

A carga utilizada na simulação trifásica foi um retificador trifásico com filtro capacitivo, com o da Figura 71.

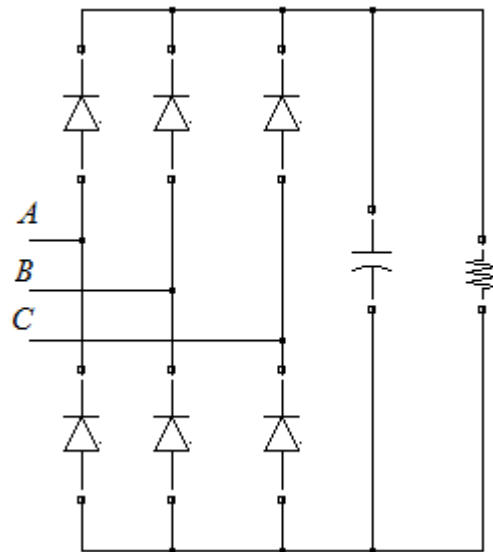


Figura 71 - Carga trifásica utilizada na simulação.

A compensação de corrente para um dos módulos realizada pelo conversor série pode ser vista na Figura 72.

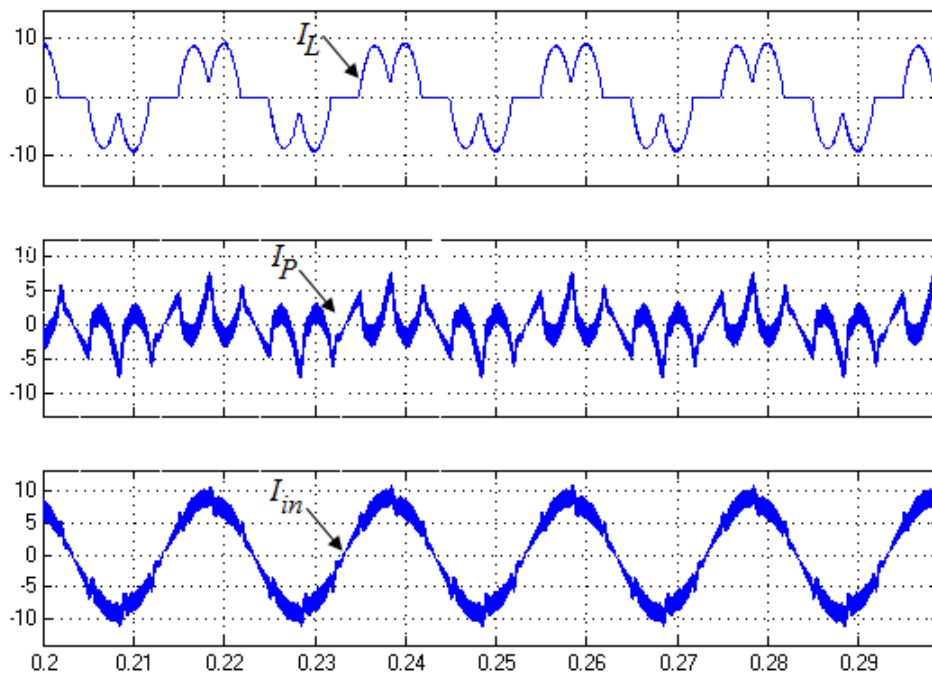


Figura 72 - Compensação de corrente em um dos módulos em operação trifásica.

## 4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram detalhados os principais procedimentos, cálculos e métodos utilizados na implementação do filtro ativo universal.

Inicialmente foi apresentada a descrição e os cálculos dos principais componentes de *hardware* do filtro ativo, bem como os circuitos auxiliares utilizados.

Em seguida foram expostas as técnicas utilizadas para o controle do filtro ativo, como o sincronismo e a lógica de controle aplicada a cada conversor, bem como o detalhamento dos compensadores utilizados em cada caso. Também foi feita uma abordagem sobre o *DSP* utilizado, bem como uma breve descrição do *firmware* implementado.

A simulação realizada para ajustar parâmetros e validar o funcionamento do filtro ativo proposto também foi apresentada.

Com a montagem dos protótipos realizada e o *firmware* de controle do filtro ativo desenvolvido, iniciou-se a fase de testes do filtro ativo, cujos resultados são apresentados no próximo capítulo.

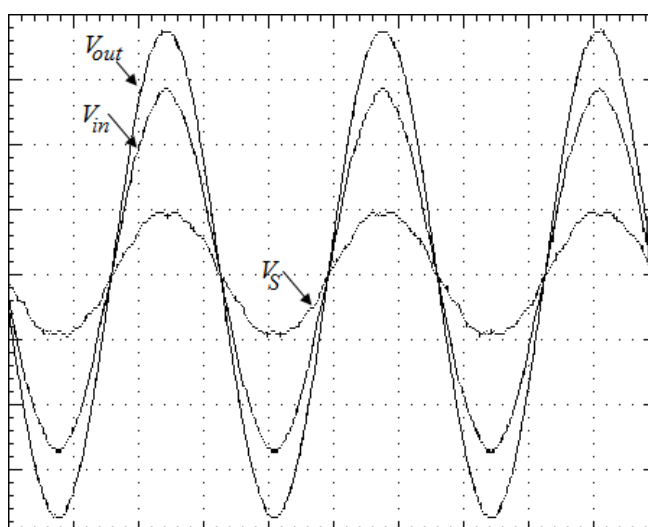
## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos a partir do protótipo do filtro ativo proposto. Os testes foram focados nos dois principais objetivos do filtro ativo: a correção da corrente da carga e da tensão da fonte. As formas de onda foram adquiridas a partir do *software Wavestar*, disponibilizado pela *Tektronix*. Através do *Wavestar* foram feitos os cálculos de potência e das taxas de distorção harmônica das formas de onda de tensão e de corrente, com e sem a correção ativa.

### 5.1 RESULTADOS MONOFÁSICOS

Inicialmente, serão mostrados os resultados obtidos com um módulo monofásico. Os resultados mostrados a seguir foram adquiridos de um dos módulos suprindo uma carga linear de aproximadamente 1000 W.

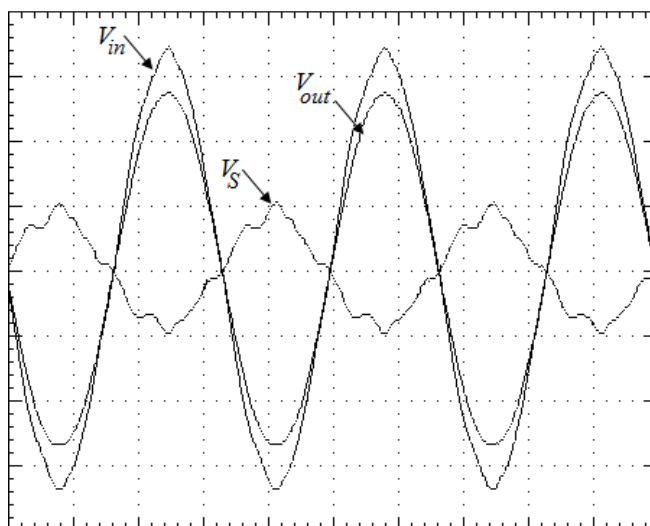
A Figura 73 apresenta um caso de subtensão na entrada do filtro ativo. Dessa forma, o filtro deve produzir a tensão necessária no capacitor  $C_S$  para estabilizar a tensão de saída disponibilizada para a carga. Além do nível de tensão, o filtro também corrige a distorção harmônica presente na tensão de entrada.



**Figura 73** – Caso de subtensão na entrada,  $V_{in}$  (50V/div),  $V_{out}$  (50V/div) e  $V_S$  (50V/div), 5ms/div.

A tensão de entrada  $V_{in}$  tinha uma distorção harmônica total de 2,66%, que foi corrigida e passou a ser de 0,61% na tensão  $V_{out}$  entregue para a carga.

A Figura 74 exibe um caso em que há uma tensão elevada na entrada do filtro, logo o conversor de saída deve produzir uma tensão  $V_S$  no capacitor série  $C_S$  que, adicionada à tensão de entrada, diminua a tensão de suprimento da carga  $V_{out}$ .



**Figura 74 - Caso de sobretensão na entrada,  $V_{in}$  (70V/div),  $V_{out}$  (70V/div) e  $V_S$  (50V/div), 5ms/div.**

Com relação à distorção harmônica, a tensão de entrada  $V_{in}$  possuía uma THD de 2,17%, que após a correção ativa passou a ser de 0,8% na tensão  $V_{out}$  entregue para a carga.

Com o propósito de verificar o funcionamento da parte série do filtro ativo foi utilizado um sistema *nobreak* com a capacidade de gerar uma forma de onda com harmônicos. A Figura 75 exibe o espectro harmônico da tensão do *nobreak*, que é a tensão de entrada do filtro ativo.

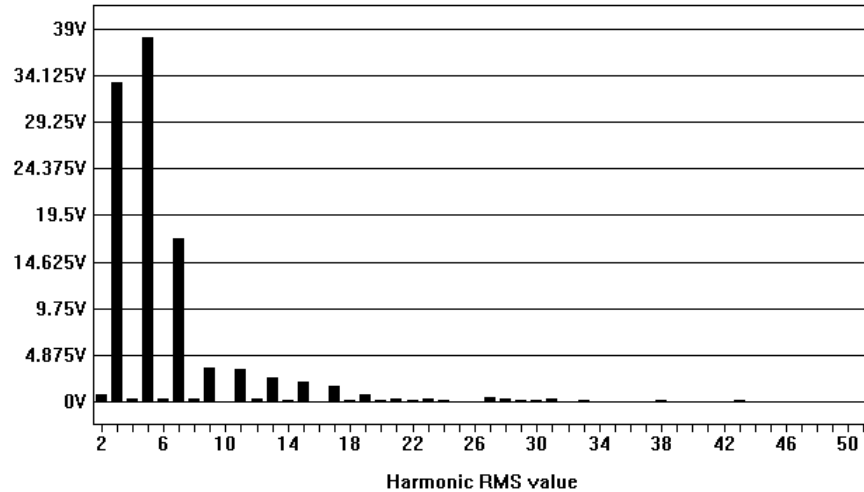


Figura 75 - Espectro harmônico da tensão  $V_{in}$ .

Como pode ser observado, o *nobreak* foi programado para que sua tensão de saída apresente, além da componente fundamental, principalmente as componentes de terceira, quinta e sétima ordem harmônica. A THD da tensão  $V_{in}$  é de 43,94%. A Figura 76 exibe a forma de onda de tensão disponibilizada pelo *nobreak* na entrada do filtro ativo e a tensão de saída corrigida.

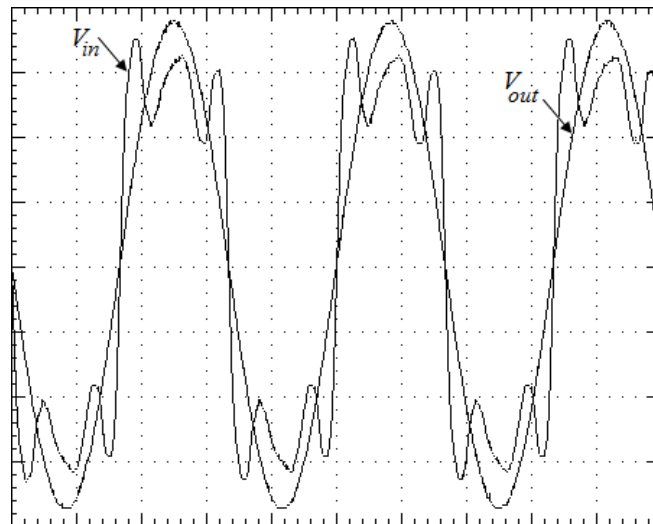
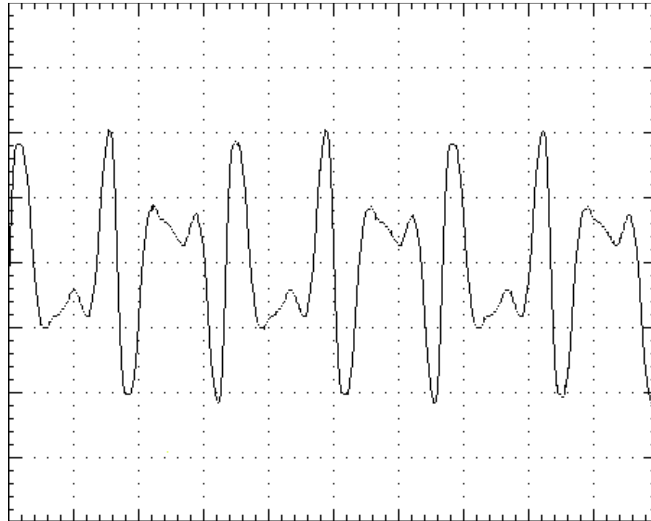
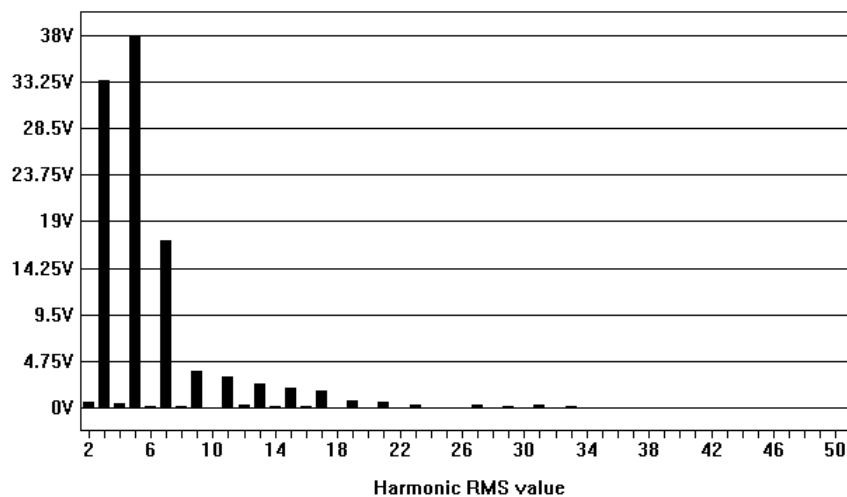


Figura 76 - Caso de tensão de entrada com alta THD,  $V_{in}$  (50V/div),  $V_{out}$  (50V/div), 5ms/div.

A tensão  $V_S$  gerada pela porção série do filtro para corrigir a tensão de entrada é apresentada na Figura 77 e o espectro harmônico de  $V_S$  é exibido na Figura 78.



**Figura 77 - Tensão no capacitor série  $V_S$  para alta THD na entrada, 50V/div, 5ms/div.**



**Figura 78 - Espectro harmônico da tensão no capacitor série  $V_S$ .**

Pode-se notar ao observar o espectro da tensão no capacitor que ela apresenta quase a mesma quantidade de harmônicos do que a tensão de entrada. Isso mostra a eficiência da filtragem, visto que o conteúdo harmônico da tensão  $V_S$  anula o conteúdo harmônico da tensão de entrada. A Figura 79 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída. É notável a diminuição nos níveis harmônicos na tensão corrigida pelo filtro. A THD, que era de 43,94% na tensão de entrada passou a ser de 0,7% na tensão de saída  $V_{out}$ .

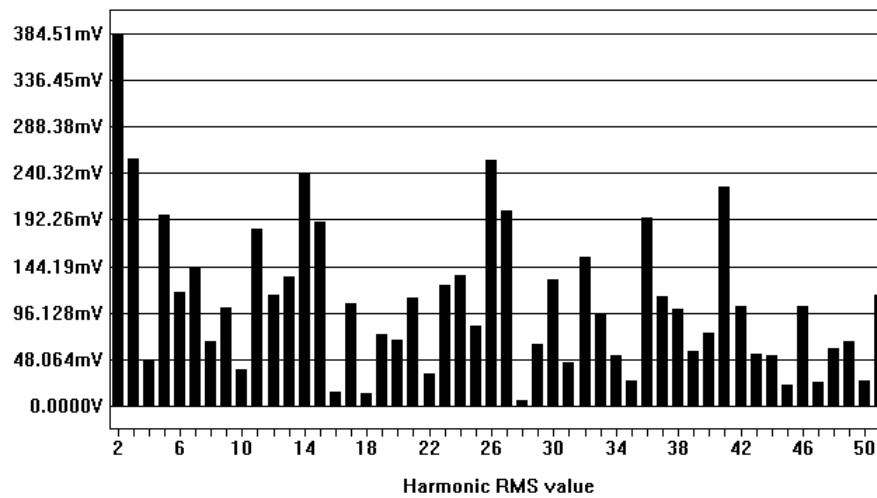


Figura 79 - Espectro harmônico da tensão de saída  $V_{out}$ .

Outro teste realizado conectou o filtro ativo à saída de um *nobreak* semi-senoidal. Um *nobreak* semi-senoidal apresenta uma forma de onda como a da Figura 80.

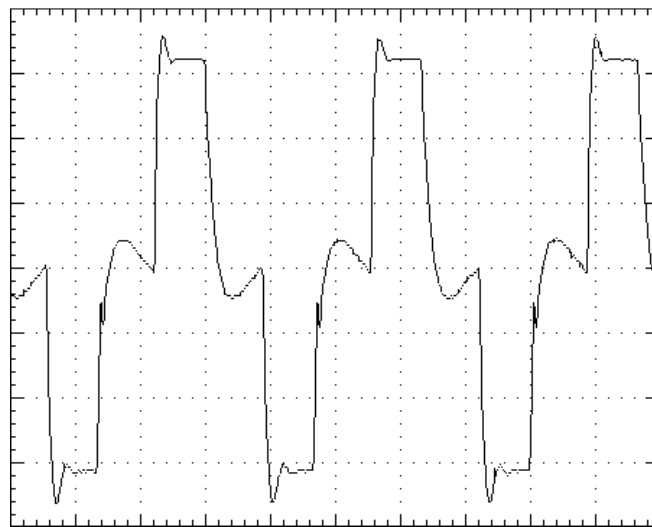
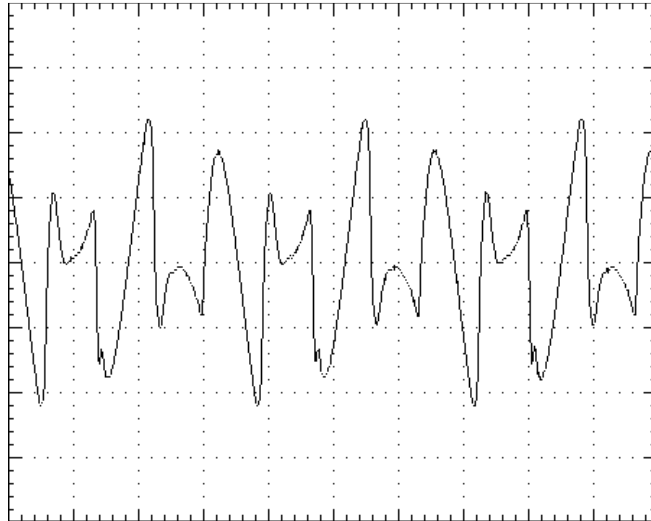


Figura 80 - Tensão de saída de um *nobreak* semi-senoidal  $V_{in}$ , 60V/div, 5ms/div.

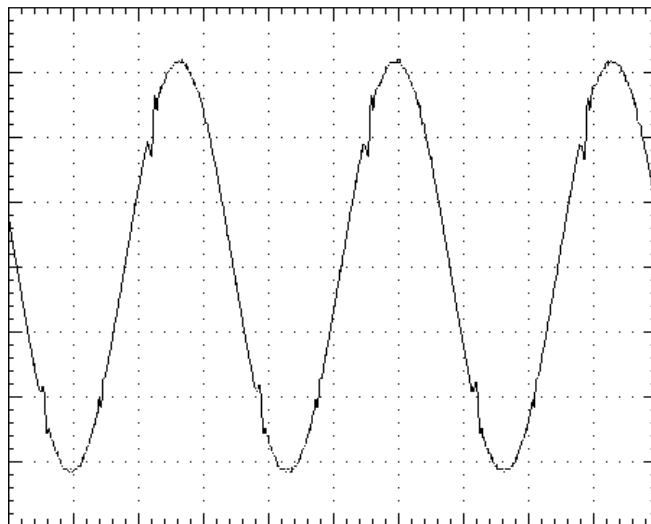
A THD da tensão é de 45,63% e a tensão apresenta uma derivada alta de tensão, que não é facilmente corrigível, já que a tensão no capacitor série produzida pelo filtro (Figura 81) deve apresentar a mesma derivada.





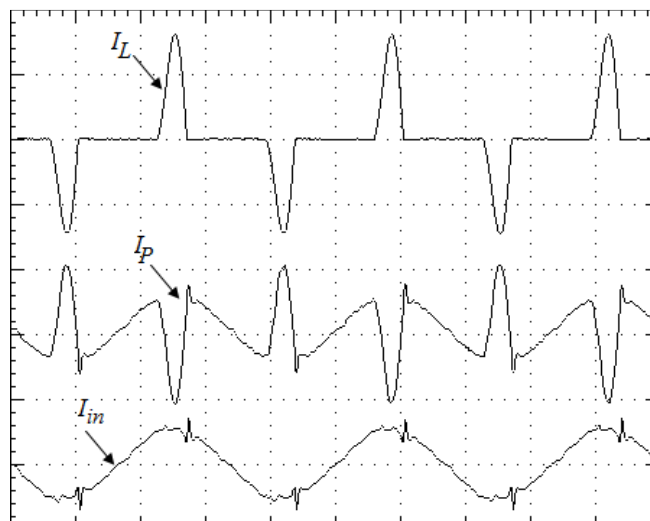
**Figura 81 - Tensão no capacitor série  $V_s$ , 50V/div, 5ms/div.**

A tensão corrigida pelo filtro e entregue pela carga é exibida na Figura 82. Pode-se notar que o filtro ativo teve mais dificuldades em corrigir a tensão como a da saída de um *nobreak* semi-senoidal. Contudo, a THD da tensão entregue para a carga é de 1,83%, dentro das principais regulamentações existentes.



**Figura 82 - Tensão de saída  $V_{out}$ , 60V/div, 5ms/div.**

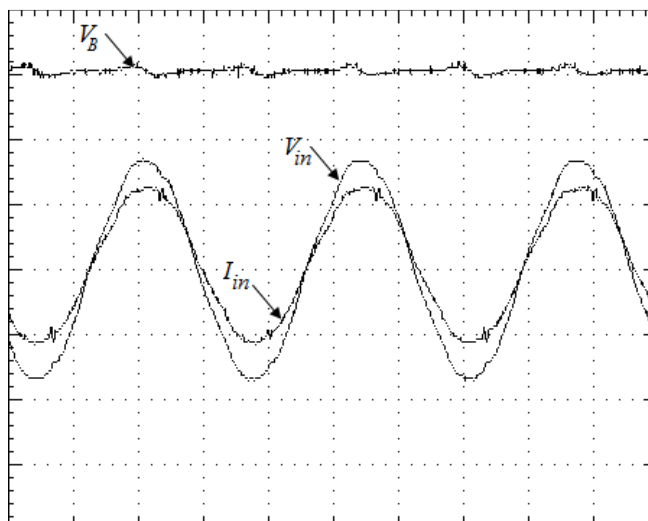
A Figura 83 apresenta as formas de onda para as correntes do filtro ativo, usando o controlador PI na malha de corrente.



**Figura 83 - Formas de onda de corrente do filtro ativo com o controlador PI, 20A/div, 5ms/div.**

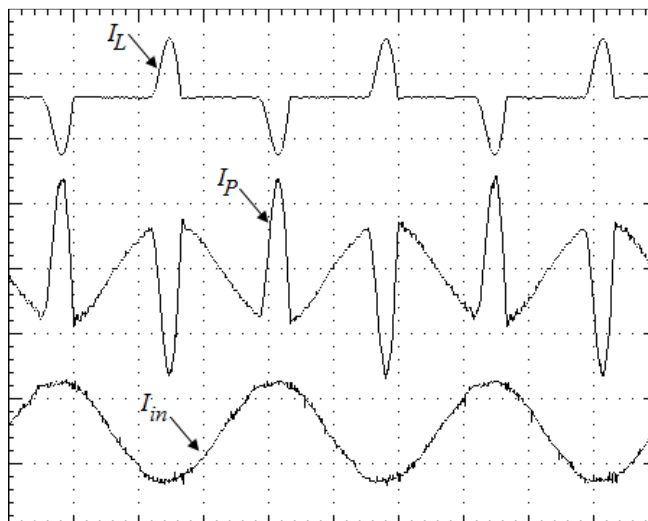
O teste foi feito com uma carga não-linear na saída – um retificador monofásico com filtro capacitivo. A potência da carga é de aproximadamente 1,5 kVA, a THD da corrente é de 125% e o seu fator de potência é de cerca de 0,65. A corrente  $I_P$  é a corrente drenada pelo filtro ativo a fim de compensar a corrente da carga  $I_L$ , fazendo com que a corrente total drenada da rede  $I_{in}$  seja o mais próxima do formato de onda da tensão de alimentação  $V_{in}$ . Após a correção do filtro, o fator de potência na entrada é de 0,988 e a THD da corrente de entrada é de 10,4%.

A Figura 84 apresenta a tensão  $V_B$  no barramento, a tensão de entrada  $V_{in}$  e a corrente de entrada  $I_{in}$ , já corrigida. Pode-se notar a ondulação no barramento, dentro de valores aceitáveis.



**Figura 84 - Tensão no barramento, tensão de entrada e corrente de entrada.  $V_{in}$  e  $V_B$  (100V/div),  $I_{in}$  (20A/div), 5ms/div.**

Com o intuito de melhorar o resultado apresentado pela malha de corrente, foi implementado um controlador repetitivo no lugar do controlador PI. A Figura 85 exibe as formas de onda de corrente com o controlador repetitivo.

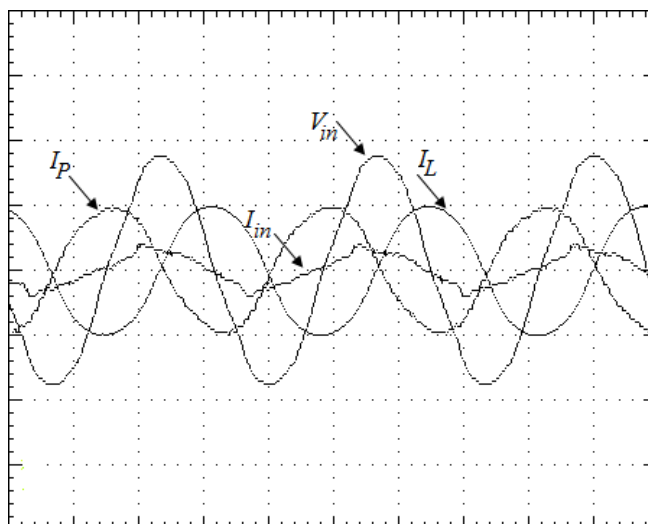


**Figura 85 - Formas de onda de corrente com o controlador repetitivo,  $I_{in}$  e  $I_P$  20A/div,  $I_L$  50A/div, 5ms/div.**

O teste foi realizado com uma carga de 1,7 kVA e o fator de potência e a THD são iguais ao teste anterior, 0,62 e 125%. A corrente da entrada  $I_{in}$  passa a apresentar uma THD de 3%, com um fator de potência 0,99, sendo que a tensão elétrica da rede apresenta uma THD de 2,6% e depois da correção apresenta uma THD de 0,85. Tanto visualmente como pela

análise das THDs nos dois testes, pode-se notar que o controlador repetitivo apresenta um melhor desempenho quando comparado ao controlador PI.

Também foi conectado um motor monofásico à saída de um dos módulos. A Figura 86 apresenta a correção de corrente com o motor a vazio.



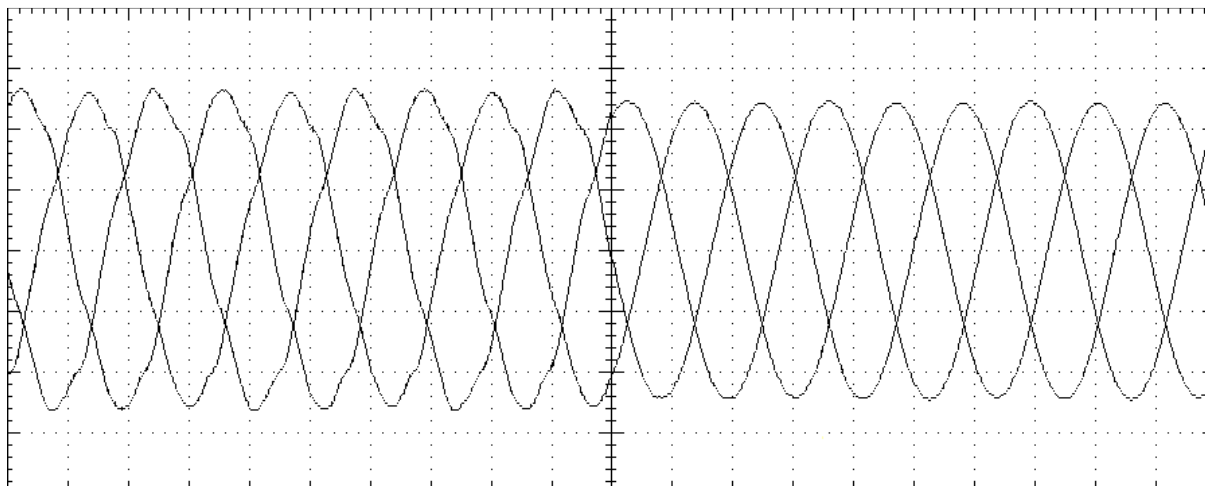
**Figura 86 - Correção de corrente para um motor a vazio.**  
100V/div, 10A/div, 5ms/div.

Como pode ser observado na Figura 86, a corrente do motor  $I_L$  é atrasada em relação à tensão de entrada, de forma que a corrente de compensação paralela  $I_P$  drenada pelo filtro é responsável pela correção da corrente total de entrada  $I_{in}$ , sendo que esta fica em fase com a tensão da rede.

## 5.2 RESULTADOS TRIFÁSICOS

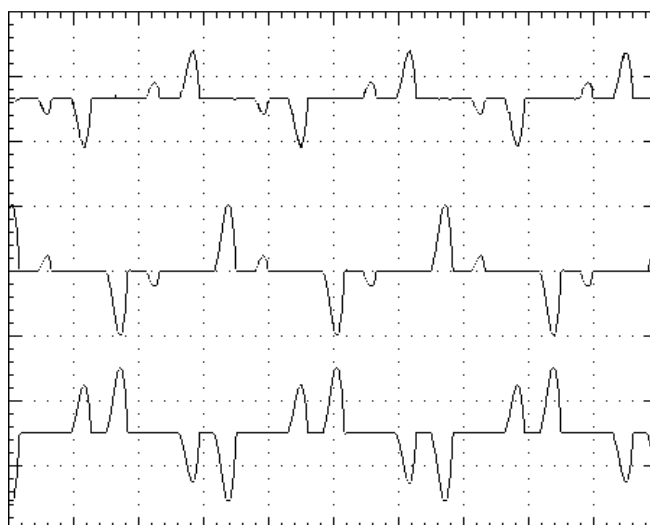
A partir da conexão de três módulos monofásicos foram recolhidos resultados trifásicos, apresentados a seguir.

A Figura 87 apresenta as tensões trifásicas de entrada do filtro ativo (à esquerda) e as tensões trifásicas de saída do filtro (à direita), após a correção.



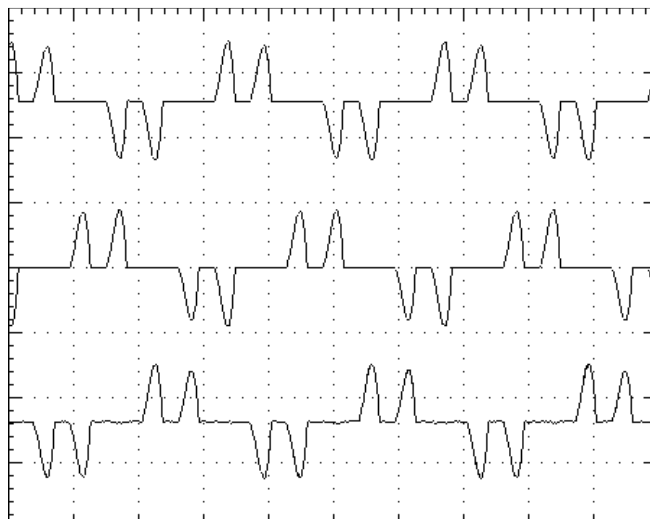
**Figura 87 - Tensões trifásicas, antes e depois da correção do filtro ativo, 70V/div, 5ms.**

A Figura 88 exibe o problema causado por um pequeno desequilíbrio nas tensões da saída, que pode ser provocado por diversos fatores.



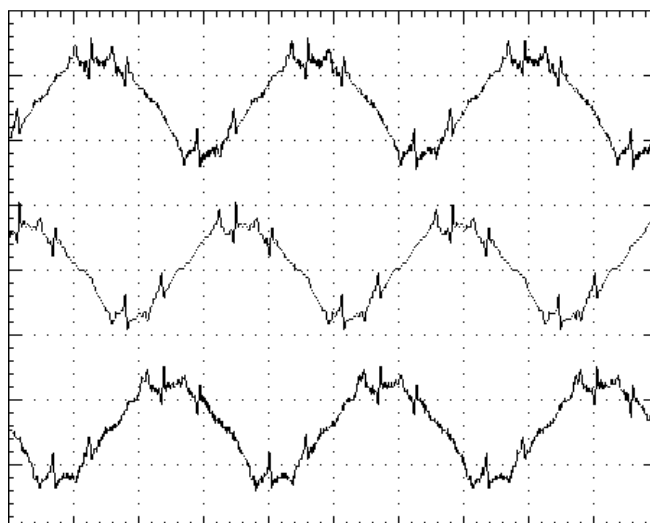
**Figura 88 - Correntes da carga desequilibradas na saída do filtro ativo, 20A/div, 5ms/div.**

A carga conectada ao filtro ativo é um retificador trifásico com filtro capacitivo de 3,5 kVA, e pequenas diferenças entre as tensões de saída do filtro podem provocar desequilíbrios como o mostrado. A Figura 89 apresenta a mesma carga conectada no filtro ativo, porém com o *droop* implementado.



**Figura 89 - Correntes equilibradas na saída do filtro ativo após a aplicação do *droop*, 20A/div, 5ms/div.**

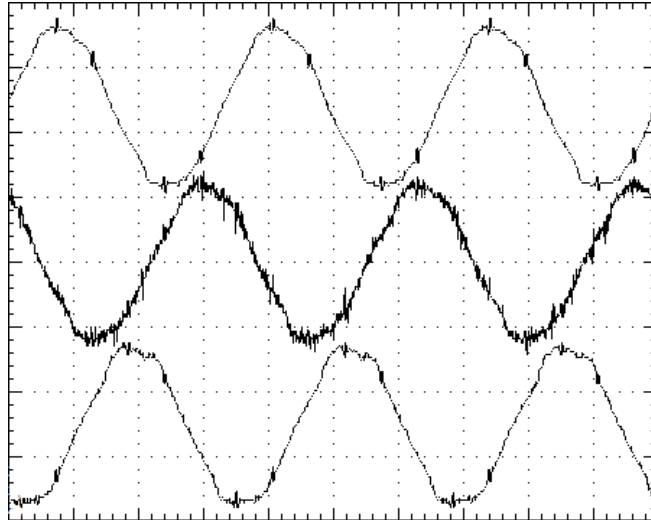
A Figura 90 exibe as correntes de entrada do filtro ativo, utilizando o controlador PI na malha de corrente, para a mesma carga trifásica apresentada nos testes anteriores. Ao serem comparadas às correntes de saída, as correntes de entrada apresentam uma melhora significativa, visto que a THD da corrente da carga é de cerca de 135% e o da corrente de entrada é em torno de 15%, com fator de potência de 0,98.



**Figura 90 - Correntes de entrada trifásicas após a correção utilizando o controlador PI, 10A/div, 5ms.**

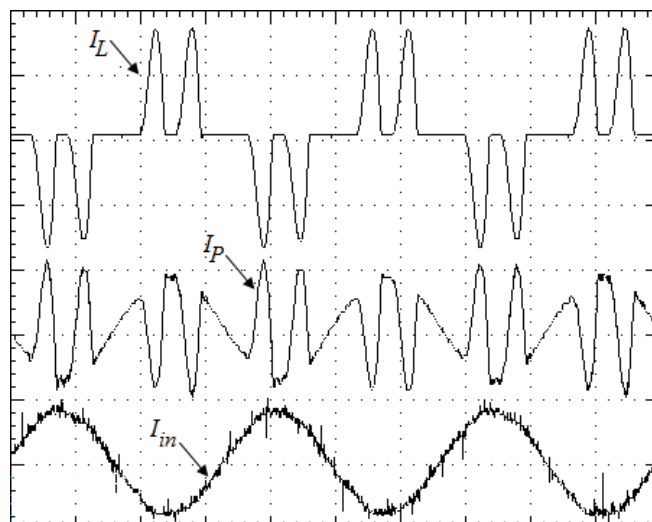
O mesmo teste é realizado para a malha de controle utilizando o controlador repetitivo, exibido na Figura 91. Mesmo visualmente é possível notar uma grande melhoria na compensação de corrente apresentada pelo filtro empregando o controlador repetitivo. A THD

das correntes de entrada ficou próximo a 3,3%, com fator de potência de 0,99, sendo que a tensão de entrada apresentava uma THD de 2,5%.



**Figura 91 - Correntes de entrada trifásicas após a correção utilizando o controlador repetitivo, 10A/div, 5ms.**

A correção de um dos módulos monofásicos, quando em operação trifásica, é apresentada na Figura 92.



**Figura 92 - Correntes em um dos módulos monofásicos em operação trifásica, 20A/div, 5ms/s.**

### 5.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados obtidos com o filtro ativo proposto. Foram apresentados os resultados para um único módulo, operando de forma monofásica, e os resultados para a conexão trifásica de três módulos.

Os resultados foram focados na correção da tensão e na correção da corrente, os dois objetivos principais da aplicação do filtro. Foram apresentados resultados para a correção da tensão com o filtro ligado a diferentes formas de onda de tensão na sua entrada.

A parte paralela do filtro foi explorada corrigindo correntes de cargas não-lineares como retificadores de tensão com filtro capacitivo. Essa é uma carga bastante usual no sistema elétrico e é uma das que apresenta pior comportamento, seja pela sua derivada de corrente, pelo seu conteúdo harmônico, pelo seu fator de crista ou pelo baixo fator apresentado.



## 6 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou um estudo sobre os harmônicos e os problemas causados por eles. Foram exibidos os principais índices que dizem respeito aos harmônicos e outras formulações que deles dependem, como o fator de potência. Uma revisão sobre os guias normativos existentes foi realizada. Também foi feita uma apresentação sobre os filtros ativos, suas principais classificações e topologias empregadas em suas aplicações.

Em seguida, o filtro ativo proposto é apresentado e o conversor de três braços utilizado em cada módulo monofásico é exibido, bem como seu funcionamento como filtro ativo universal é explicitado. A conexão de três dos módulos monofásicos para a formação de um filtro trifásico é mostrada e é feita uma breve revisão sobre a topologia de três braços.

Os principais elementos constituintes do circuito do filtro ativo são explicados e toda a lógica de operação e controle implementados no *DSP* é apresentada, como a modulação do braço comum aos dois conversores de cada módulo monofásico, a estratégia de sincronismo empregada e os controle dos conversores que formam as porções série e paralela do filtro ativo universal.

Após a montagem do protótipo foram feitos ensaios, nos quais a principal comparação era feita entre as distorções de corrente e de tensão, antes e depois da aplicação do filtro ativo, já que a correção harmônica é o principal objetivo do filtro ativo. Os resultados foram julgados satisfatórios, visto que a distorção harmônica de tensão e de corrente apresentou um valor muito abaixo do valor que apresentavam antes da utilização do filtro ativo. Os valores de distorção conseguidos também se enquadram nos valores recomendados pelos guias normativos disponíveis.

A topologia de três braços utilizada apresenta a vantagem de possuir menos componentes do que as topologias usuais para filtros ativos universais. Além disso, ela permite a operação sem transformador de acoplamento para a porção série do filtro ativo, o que traz vantagens como menor peso e, dependendo da potência, até uma redução no custo do produto final.

Por se tratar de um filtro ativo trifásico composto por três módulos monofásicos, o filtro ativo proposto pode apresentar desvantagem quando comparado a outras topologias trifásicas. Porém ele apresenta a flexibilidade de poder ser usado tanto em aplicações monofásicas quanto em operações trifásicas. Caso a flexibilidade não seja um requisito essencial, uma topologia interessante a ser pesquisada como filtro ativo universal trifásico a

quatro fios seria uma topologia que unisse os três módulos em uma única placa, nesse caso apresentando sete braços, tendo um barramento único e sendo controlada por um único *DSP*, com maior capacidade de processamento. Possivelmente essa topologia apresentaria vantagens com relação aos três módulos monofásicos para o uso em casos trifásicos, já que haveria uma economia em circuitos de acionamento, as grandezas elétricas e o controle das três fases estariam em um único *DSP* e o controle do fluxo de potência também estaria em um barramento único. Entretanto, a topologia perderia a flexibilidade apresentada pela modularidade do projeto proposto.

O controlador repetitivo, inicialmente implementado no controlador da tensão da porção série do filtro ativo, posteriormente também foi implementado no controlador de corrente da porção paralela do filtro ativo, visto que o compensador PI não apresentou um resultado plenamente satisfatório. O repetitivo de corrente foi empregado em paralelo com um compensador proporcional, para aumentar a dinâmica do sistema, já que a resposta do repetitivo é lenta. O funcionamento dos controladores repetitivos, tanto o de corrente quanto o de tensão, foi julgado bom, visto que os resultados das distorções harmônicas foram evidentemente melhores do que os apresentados antes do uso do filtro ativo.

Como sugestão para trabalhos futuros estão a topologia de sete braços já mencionado e o melhor aprofundamento na utilização do controlador repetitivo na malha de corrente, como a utilização de outros controladores auxiliares além do proporcional.

## REFERÊNCIAS

AFONSO, João L.; SILVA, Henrique J. R. da; MARTINS, Júlio S. Active Filters for Power Quality Improvement. **IEEE Power Tech'2001**. Porto, Portugal, p. 10-13, set. 2001.

AKAGI, Hirofumi. Trends in active power line conditioners. **IEEE Transactions on Power Electronics**. v. 9, n.3, p. 263-268, maio 1994.

AKAGI, Hirofumi. The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning. **EPE'05**, Dresden, Germany, Set. 2005.

AKAGI, Hirofumi. Modern active filters and traditional passive filters. **Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences**, v. 54, n. 3, p. 255-269, 2006.

ALMEIDA, José E. L. de. **Utilização de lâmpadas fluorescentes compactas (LFCs) associadas a outras cargas não-lineares - seus impactos em um sistema de distribuição**. 2004. 131 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2004.

ANDO, I. et al. Development of a high efficiency UPS having active filter ability composed of a three arms bridge. **23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997 (IECON 97)**. New Orleans, LA, USA. v. 2. p. 804 - 809, nov. 1997.

ANDRADE, Bruno G de. **Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS**. 2005. 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2005.

ANEEL. **PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**. 2010.

AREDES, Maurício. **Active Power Line Conditioners**. 1996. 155 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Technischen Universität Berlin, Berlin, 1996.

ARRILLAGA, Jos; WATSON, Neville R. **Power Systems Harmonics**. Wiley, 2. ed. 2003.

BAEK, J. W. et al. A study on a single-phase module UPS using a three-arms converter and inverter. **28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON 02)**. v. 2, p. 1282 - 1287, nov. 2002.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência – Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis - SC, 2002.

BRONZEADO, H. S. et al. Uma Proposta de Nomenclatura Nacional de Termos e Definições Associados à Qualidade de Energia Elétrica. **II SBQEE**. São Lourenço MG, 1997.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital Control in Power Electronics**. 1. ed. Morgan & Claypool, 2006.

CAMARGO, Robinson F. de. **Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência**. 2002. 290 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.

CHANG, J. M.; CHANG, W. N.; CHIANG, S. J. Multilevel single-phase rectifier-inverter with cascaded connection of two three-arm converters. **IEE Proceedings: Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 719-725, set. 2006.

CHANG, J. M.; CHANG, W. N.; CHIANG, S. J. Single-Phase Grid-Connected PV System using Three-Arm Rectifier-Inverter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 42, n. 1, p. 211 - 219, jan. 2006a.

CHANG, Jhy M.; CHANG, Wei N.; CHIANG, Hsuang C. Design and implementation of single-phase three-arm rectifier-inverter with one diode-arm. **Journal of the Chinese Institute of Engineers**, v. 32, n. 2, p. 293-298, 2009.

CHIANG, S. J.; LEE, T. S.; CHANG, J. M. Design and implementation of a single-phase three-arms rectifier-inverter. **IEE Proceedings – Electric Power Applications**, v. 147, n. 5, p. 379-384, set. 2000.

CHIANG, S. J.; YEN, C. Y.; CHANG, K. T. A Multimodule Parallelable Series-Connected PWM Voltage Regulator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 3, p. 506-516, jun. 2001.

CHOI, JIN-HA et al. High-performance online UPS using three-leg-type converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, p. 889 - 897, jun. 2005.

CHOUDHURY, Shamim. **Average Current Mode Controlled Power Factor Correction Converter using TMS320LF2407A - Application Report SPRA902A**. TEXAS INSTRUMENTS. 2005.

DIVAN, D. M. A New Topology for Single Phase UPS Systems. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. San Diego, CA , USA, v. 1, p. 931-936, out. 1989.

DUGAN, Roger C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. McGraw-Hill, 2. ed., 2002.

EAKBURANAWAT, Jensak et al. A Simple Control Scheme of Single Phase Universal Active Filter for Power Quality Improvement. **TENCON 2004**. v. 3, p. 248 - 251, nov. 2004.

EMADI, Ali; NASIRI, Abdolhosein; BEKIAROV, Stoyan B. **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters**. Chicago: CRC Press, 2005.

FERRACCI, Philippe. Power Quality. **Cahier Technique n° 199, Collection Technique, Scheneider Electric**, out. 2001.

FIORINA, Jean N.; BETTEGA, Eric. Active Harmonic Conditioners and Unity Power Factor Rectifiers. **Cahier Technique n° 183, Collection Technique, Scheneider Electric**, jun. 1999.

HIRAO, N. et al. Analytical Considerations on Power Loss in a Three-Arm-Type Uninterruptible Power Supply. **29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. Fukuoka , Japan. p. 1886 - 1891, 1998.

**IEEE Std 519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. 1992.

JACOBINA, C. B. et al. Single-Phase Universal Active Filter Without Transformer. **Applied Power Electronics Conference, APEC 2007**. Anaheim, CA, USA. p. 698 - 703, 2007.

KAMRAN, Farrukh; HABETLER, Thomas G. Combined Deadbeat Control of a Series-Parallel Converter Combination Used as a Universal Power Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 1, p. 160 - 168, jan. 1998.

KUSKO, Alexander; THOMPSON, Marc T. **Power Quality in Electrical Systems**. 1. ed. New York, 2007.

LIN, B. R.; CHEN, D. J. Implementation of a single-phase three-leg AC/AC converter with neutral-point diode-clamped scheme. **IEE Proceedings – Electric Power Applications**, v. 149, n. 6, p. 423 -432, nov. 2002.

LINDEKE, Dirk. **Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1 kVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital**. 2003. 197 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

MAKESCHIN, Konrad; DAVID, Arnaud; BARBI, Ivo. **Study of a single-phase sinusoidal inverter for nonlinear loads**. 2002.

MARAFÃO, Fernando P. **Análise e Controle de Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais**. 2004. 259 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2004.

MARAFÃO, Fernando P. et al. A software-based PLL model: analysis and applications. **XV Congresso Brasileiro de Automática - CBA**. Gramado - RS. 2004.

MELO, Priscila F. D.; SANTOS, Bruno A. V. D.; DANELUZ, Willi U. **Projeto e Implementação de um Filtro Ativo Série Monofásico para Correção de Distorção Harmônica de Tensão Controlado por Processador Digital de Sinais**. 2007. 155 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2007.

MICHELS, Leandro. **Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída**. 2006. 235 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MICHELS, Leandro; GRÜNDLING, Hilton A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos aplicados em inversores para fontes ininterruptas de energia. **XV Congresso Brasileiro de Automática - CBA**, v. 1, 2004.

MICHELS, Leandro; GRÜNDLING, Hilton A.; PINHEIRO, Humberto. Design of plug-in repetitive controllers for single-phase PWM inverters. **IEEE Industry Applications Annual Conference**. p. 163 – 170, out. 2004.

MORAIS, Lenin M. F. **Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas HPS**. 2007. 254 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2007.

NUNES, Renato V. **Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP**.

2007. 162 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2007.

NUNEZ, C. et al. Voltage disturbances and unbalance compensation by the use of a 3-phase series active filter. **Power Electronics Specialists Conference, 2001**. Vancouver, BC, Canada, v. 2, p. 571 - 576, jun. 2001.

OMORI, Júlio S. **Aplicação de Filtro Ativo Trifásico em Sistemas de Distribuição de Baixa Tensão**. 2007. 227 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2007.

ONS. **Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes**. 2009.

ORTMANN, Marcio S. **Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação**. 2008. 241 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

PARK, HAN-WOONG et al. A Novel High-Performance Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 48, n. 3, p. 554-562, jun. 2001.

PARK, SUNG-JUN; PARK, HAN-WOONG; BAE, JONG-IL. Development of a High Performance Single-phase Voltage Regulator Composed of 3 Arms Bridge. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Bled, Slovenia. p. 700 - 705, 1999.

PINHEIRO, Humberto; BLUME, Rogério; JAIN, Praveen. Comparison of SV Modulation Methods for Single Phase On-Line Three-Leg UPS. **IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation**. Nagoya. p. 679-686. 2000.

PINHEIRO, Ricardo F. et al. A Revision of the State of the Art in Active Filters. **COBEP 1999**. Foz do Iguaçu. p. 857-862. 1999.

PIRES, Igor A. **Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletroeletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica**. 2006. 173 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2006.

PORT, Rafael J. **Uma Análise Aplicada sobre Medição e Faturamento de Potências e Energias não Reativas**. 2006. 200 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2006.

PROCEL. **Conservação de energia: eficiência energética de equipamentos e instalações**. 3. ed. Eletrobrás, Procel Educação, Universidade Federal de Itajubá, 2006.

QUINN, Conor A.; MOHAN, Ned. Active Filtering of Harmonic Currents in Three-phase, Four-Wire Systems with Three-phase and Single-phase Non-Linear Loads. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Boston, MA, p. 829 - 836, feb. 1992.

RASHID, Muhhamad H. **Power Electronics Handbook**. Academic Press, 2001.

RAVAGNANI, Lídia L. **Sistemas Híbridos para Mitigação de Harmônicos: Modelagem e Estudos Experimentais**. 2008. 192 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", Ilha Solteira, 2008.

RIBEIRO, Enio R. **Filtros Ativos Série para a Compensação Harmônica de Tensão**. 2003. 224 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

RODRIGUES, Rodrigo D. P. **Reconhecimento de Cargas Elétricas Monofásicas não-lineares através de Decomposição Wavelet e Redes Neurais Artificiais**. 2009. 220 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2009.

ROSA, Francisco C. D. L. **Harmonics and Power Systems**. CRC Press LLC, 2006.

SANKARAN, C. **Power Quality**. CRC Press LLC, 1. ed. 2001.

SINCY, George; AGARWAL, Vivek. A DSP-Based Control Algorithm for Series Active Filter for Optimized Compensation Under Nonsinusoidal and Unbalanced Voltage Conditions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 302-310, jan. 2007.

SOUZA, Fabiana P. de. **Correção do Fator de Potência para instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos**. 2000. 226 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.

UEMATSU, Takeshi et al. A study of the high performance single-phase UPS. **Power Electronics Specialists Conference, 1998**. Fukuoka, Japão. p. 1872 - 1878. 1998.

WU, JINN-CHANG et al. Three-Arm AC Automatic Voltage Regulator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010.



YEH, CHIA-CHOU; MANJREKAR, MADHAV D. A reconfigurable uninterruptible power supply system for multiple power quality applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1361 - 1372 , jul. 2007.