

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LEONARDO BRUNO GARCIA CAMPANHOL

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO UTILIZANDO
INVERSORES MONOFÁSICOS *FULL-BRIDGE* APLICADO EM
SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO-FIOS**

DISSERTAÇÃO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2012

LEONARDO BRUNO GARCIA CAMPANHOL

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO UTILIZANDO
INVERSORES MONOFÁSICOS *FULL-BRIDGE* APLICADO EM
SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO-FIOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

Co-orientador: Prof. Dr. Alessandro Goedel.



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Cornélio Procópio
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO UTILIZANDO INVERSORES MONOFÁSICOS
FULL-BRIDGE APLICADO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO-FIOS

por

Leonardo Bruno Garcia Campanhol

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Cornélio Procópio, 30/08/2012.

Alessandro Goedel, Prof. Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Prof. Dr.
Orientador

Azauri Albano de Oliveira Júnior, Prof. Dr.

Carlos Henrique Illa Font, Prof. Dr.

“A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa”

Dedico este trabalho a toda a minha família, em especial aos meus pais Bruno Antonio Campanhol e Eunice Catarina Santa Garcia Campanhol, e a todos os meus amigos, por sempre me apoiarem no decorrer deste curso.

AGRADECIMENTOS

A Deus por estar sempre me guiando e dando forças para continuar.

Aos maiores guerreiros que já conheci, meus pais Eunice Catarina Santa Garcia Campanhol e Bruno Antonio Campanhol.

A minha família pelo grande apoio e dedicação para realização deste sonho.

A minha namorada Daniele Fernandes pelo apoio e compreensão.

Ao meu orientador, o Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pelos conselhos técnicos e pessoais, e pela grande orientação durante o decorrer do curso e no desenvolvimento deste trabalho. Meu sincero agradecimento.

Ao meu co-orientador, o Prof. Dr. Alessandro Goedtel, pela colaboração e contribuição para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Azauri Albano de Oliveira Júnior e Carlos Henrique Illa Font, participantes da banca de avaliação.

A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR - câmpus Cornélio Procópio, em especial ao Prof. Dr. Bruno Augusto Angélico, pelas discussões relacionadas ao desenvolvimento do trabalho.

Aos companheiros de curso, os alunos Tiago Henrique dos Santos, Felipe Postali, Edson Junior Acordi, Rodrigo Barriviera, Demerval Mizuyama, Celso Kawamura, Marcelo Dias Pedroso, William Salviano Gongora, Paulo Bronieira, Hugo Dias e João Paulo Lima, aos alunos Vinicius Dário Bacon e Clayton Graciola, bolsistas de iniciação científica, e ao professor Rodrigo Augusto Modesto, membro do grupo de pesquisa.

A secretária Márcia Andrea de Oliveira, pelo apoio em assuntos relacionados a questões administrativas.

A todos os professores com quem já tive aula, por todo o conhecimento passado.

A CAPES pela ajuda de custo através da bolsa de estudo de demanda social.

Ao Campus Cornélio Procópio, pela liberação do espaço, ferramentas e materiais necessários para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

A fé e a razão são as duas asas com as quais o espírito humano alça voo para contemplar a verdade.
Papa João Paulo II.

RESUMO

CAMPANHOL, Leonardo Bruno Garcia. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos *full-bridge* aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios**. 2012. 147 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2012.

Este trabalho apresenta o estudo, projeto e implementação digital usando DSP de um Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) trifásico com potência de 4,5kVA, sendo este implementado utilizando três topologias de inversores monofásicos em ponte completa compartilhando o mesmo barramento de tensão CC. O FAPP é utilizado em sistemas trifásicos a quatro-fios para supressão de harmônicos de corrente, compensação de reativos e compensação de desbalanços das correntes de carga. Dentre as características mais relevantes desta topologia de FAPP, pode-se citar: possibilidade de controle de corrente independente entre as fases; tensão reduzida no barramento CC; isolamento galvânica entre o FAPP e a rede elétrica; e modularidade. Os algoritmos adotados para obtenção das correntes de referência de compensação são fundamentados no método de controle baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF). Estes podem ser empregados em sistemas monofásicos bastando, para isso, a criação de um sistema trifásico fictício. Desse modo, em um sistema trifásico a quatro-fios, cada uma das correntes de fase pode ser controlada de forma independente. Duas estratégias distintas de operação do FAPP são implementadas. Na primeira delas, chamada de Controle de Corrente Independente por Fase (CCIF), o FAPP atua na supressão de correntes harmônicas da carga e compensação de potência reativa. Neste caso, as correntes da rede serão senoidais, no entanto desequilibradas. Na segunda estratégia, além de atuar na supressão de harmônicas da carga e compensação de potência reativa, o FAPP também atua na Compensação dos Desequilíbrios das Correntes de Carga (CDCC). Assim, as correntes da rede, além de senoidais, serão equilibradas. Análises matemáticas são realizadas de forma a obter o modelo matemático que representa o sistema físico do FAPP. Além disso, é apresentada uma metodologia de projeto para a obtenção dos ganhos dos controladores das malhas de corrente e de tensão do barramento CC. Resultados de simulação e experimentais são apresentados de forma a validar o desenvolvimento teórico realizado e avaliar o desempenho do FAPP.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência Paralelo. *Full-Bridge*. Harmônicos. Qualidade da Energia.

ABSTRACT

CAMPANHOL, Leonardo Bruno Garcia. **Shunt active power filter utilizing single-phase full-bridge converters applied to three-phase four-wire systems**. 2012. 147 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2012.

This work deals with the study, design and digital implementation by means of digital signal processor (DSP) of a 4.5kVA three-phase shunt active power filter (SAPF), which is implemented by using three single-phase full-bridge converters sharing the same dc-bus voltage. The SAPF is applied to three-phase four-wire systems performing harmonic current suppression, reactive power compensation and load unbalance compensation. The main characteristics of the SAPF topology can be related: possibility of independent current control; low DC-link voltage; galvanic isolation between the SAPF and the grid utility; and possibility of modular implementation. The algorithms adopted for obtaining the current references are based on the synchronous reference frame (SRF) control method. They can be employed in single-phase systems by creating a fictitious three-phase system. Thereby, in a three-phase four-wire system, it is possible the controlling of each phase current independently. Two different operation strategies of the SAPF are implemented. In the first one, which is called Independent Phase-Current Control (IPCC), the SAPF performs harmonic current suppression and reactive power compensation. In this case, the source current will become sinusoidal although unbalanced. In the second strategy, besides acting in the harmonic current suppression and reactive power compensation, the SAPF performs Load Unbalance Compensation (LUnC). In this case, the source currents will become sinusoidal and balanced. Mathematical analyses are carried out in order to obtain the mathematical model which represents the physical system of the SAPF. Additionally, a design methodology is presented, which is used to obtain the controller gains of both current and dc-bus voltage loops. Simulation and experimental results will be presented in order to validate the presented theoretical development and evaluate the performance of the SAPF.

Keywords: Shunt Active Power Filter. Full-Bridge. Harmonics. Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Cargas lineares e não-lineares conectadas ao PAC.....	19
Figura 2.1 – Princípio de compensação de um FAPP.	35
Figura 2.2 – FAPP monofásico <i>half-bridge</i>	37
Figura 2.3 – FAPP monofásico <i>full-bridge</i>	38
Figura 2.4 – FAPP conectado no lado CC da carga	39
Figura 2.5 – FAPP trifásico a três-fios.	40
Figura 2.6 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia S-C	41
Figura 2.7 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.....	42
Figura 2.8 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia NPC.....	43
Figura 2.9 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia 3F-B.	44
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do FAPP.	47
Figura 3.2 – FAPP topologia <i>Three Full-Bridge</i>	48
Figura 3.3 – Modulação PWM.	49
Figura 3.4 – Diagrama de blocos do algoritmo SRF trifásico.	50
Figura 3.5 – Diagrama de blocos do algoritmo SRF monofásico.	52
Figura 3.6 – Algoritmo de compensação monofásico.	54
Figura 3.7 – Algoritmo de compensação do desequilíbrio de corrente entre as fases.....	55
Figura 3.8 – Diagrama de blocos do sistema PLL monofásico.	57
Figura 3.9 – Circuito do conversor monofásico <i>full-bridge</i>	59
Figura 3.10 – Circuito equivalente considerando a impedância de dispersão do transformador de isolamento.	59
Figura 3.11 – Circuito equivalente do conversor <i>full-bridge</i>	60
Figura 3.12 – Modelo do conversor monofásico <i>full-bridge</i>	61
Figura 3.13 – Diagrama em blocos da malha de controle de corrente do FAPP.....	62
Figura 3.14 – Diagrama em blocos da malha de controle de tensão do barramento CC.....	67
Figura 4.1 – Plano complexo com as coordenadas de G_p	71
Figura 4.2 – Plano complexo com as coordenadas de C	72
Figura 4.3 – Diagrama em blocos da função de transferência G_{MAC}	75
Figura 4.4 – Diagrama em blocos da função de transferência G_{MAPI}	76
Figura 4.5 – Resposta em frequência das funções G_p , G_{MAC} e G_{MAPI}	77
Figura 4.6 – Resposta em frequência da malha de corrente com o controlador PI.	78

Figura 4.7 – Diagrama em blocos da função de transferência $GMACcc$	80
Figura 4.8 – Diagrama em blocos da função de transferência $GMAPIcc$	80
Figura 4.9 – Resposta em frequência das funções $Gpcc$, $GMACcc$ e $GMAPIcc$	81
Figura 4.10 – Resposta em frequência da função em malha fechada do barramento CC.	82
Figura 4.11 – Planos complexos com as coordenadas de CPI e CPD	86
Figura 4.12 – Diagrama em blocos da função de transferência $GMACPICPD$	90
Figura 4.13 – Diagrama em blocos da função de transferência $GMAPID$	90
Figura 4.14 – Resposta em frequência das funções Gp , $GMACPICPD$ e $GMAPID$	91
Figura 4.15 – Resposta em frequência da malha de corrente com o controlador PID.	92
Figura 5.1 – Diagrama em blocos da simulação do FAPP.....	97
Figura 5.2 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 1).....	98
Figura 5.3 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 2).....	99
Figura 5.4 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 3).....	100
Figura 5.5 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 1).....	101
Figura 5.6 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 2).....	102
Figura 5.7 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 3).....	103
Figura 5.8 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 4).....	104
Figura 5.9 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 5).....	104
Figura 6.1 – Diagrama em blocos do protótipo do FAPP.	107
Figura 6.2 – Correntes e tensões do sistema para carga 1 (20A-200V/div; 5ms/div).....	109
Figura 6.3 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 1).....	110
Figura 6.4 – Correntes e tensões do sistema para carga 2 (20A-200V/div; 5ms/div).....	111
Figura 6.5 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 2).....	112
Figura 6.6 – Correntes e tensões do sistema para carga 3 (20A-200V/div; 5ms/div).....	113
Figura 6.7 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 3).....	114
Figura 6.8 – Correntes e tensões do sistema para carga 1 (20A-200V/div; 5ms/div).....	115
Figura 6.9 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 1).....	116
Figura 6.10 – Correntes e tensões do sistema para carga 2 (20A-200V/div; 5ms/div).....	117
Figura 6.11 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 2).....	118

Figura 6.12 – Correntes e tensões do sistema para carga 3 (20A-200V/div; 5ms/div).....	119
Figura 6.13 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 3).....	120
Figura 6.14 – Correntes e tensões do sistema para carga 4 (20A-200V/div; 5ms/div).....	121
Figura 6.15 – Correntes e tensões do sistema para carga 5 (20A-200V/div; 5ms/div).....	121
Figura 6.16 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 4).....	122
Figura 6.17 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 5).....	123
Figura 6.18 – Correntes da rede na transição do modo de operação (20A/div; 10ms/div)	124
Figura 6.19 – Correntes da rede na transição de entrada e saída de operação (20A/div; 10ms/div)	124
Figura 6.20 – Etapa de pré-carga do barramento CC do FAPP (30V-5A/div; 1s/div).....	125
Figura 6.21 – Tensão do barramento CC e correntes da rede para entrada de carga	126
Figura 6.22 – Tensão do barramento CC e correntes da rede para saída de carga	127
Figura 6.23 – Tensão do barramento CC e correntes da rede para saída e entrada de carga .	128
Figura 6.24 – Correntes i_{La} e i_{sa} sem L_{La} entre a rede e a carga (20A/div; 2,5ms/div).....	129
Figura 6.25 – Correntes i_{La} e i_{sa} com L_{La} entre a rede e a carga (20A/div; 2,5ms/div)	130

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração (PRODIST, 2012)....	30
Tabela 2.2 – Limites para harmônicos de corrente.....	33
Tabela 2.3 – Máxima Distorção das Harmônicas de Corrente em % (IL).	34
Tabela 2.4 – Máxima Distorção Harmônica em % da Tensão na Frequência Fundamental....	34
Tabela 4.1 – Especificações para projeto dos controladores PI de corrente.....	74
Tabela 4.2 – Ganhos dos controladores PI das malhas de corrente.....	77
Tabela 4.3 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão.	79
Tabela 4.4 – Ganhos do controlador PI da malha de tensão.....	82
Tabela 4.5 – Especificações para projeto dos controladores PID de corrente.....	88
Tabela 4.6 – Ganhos dos controladores PID das malhas de corrente.....	92
Tabela 5.1 - Parâmetros de simulação.	96
Tabela 5.2 - Parâmetros das cargas simuladas.	96
Tabela 6.1 - Parâmetros do protótipo implementado.	108
Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas em experimento prático.	108
Tabela 6.3 – TDH das correntes da carga e da rede sem L_{La}	129
Tabela 6.4 – TDH das correntes da carga e da rede com L_{La}	130

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3F-B	<i>Three Full-Bridge</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CCIF	Controle de Corrente Independente por Fase
CDCC	Compensação dos Desequilíbrios das Correntes de Carga
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAP	Filtro Ativo de Potência
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
F-B	<i>Full-Bridge</i>
FD	Fator de Deslocamento
F-L	<i>Four-Legs</i>
FP	Fator de Potência
FPA	Filtro Passa Alta
FPB	Filtro Passa Baixa
FPP	Filtro Passivo de Potência
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IPCC	<i>Independent Phase-Current Control</i>
LUnC	<i>Load Unbalance Compensation</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
SAPF	<i>Shunt Active Power Filter</i>
S-C	<i>Split-Capacitor</i>

SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOBLOS

C_{cc}	Capacitância do barramento CC
d	Razão cíclica
f	Frequência da rede elétrica
f_{caa}	Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>
f_{ch}	Frequência de chaveamento
f_o	Frequência de ondulação da tensão do barramento CC
i_{α}	Corrente instantânea no eixo α
i'_{α}	Corrente instantânea fictícia no eixo α
$i_{\alpha T}$	Corrente instantânea total no eixo α
i_{β}	Corrente instantânea no eixo β
i'_{β}	Corrente instantânea fictícia no eixo β
$i_{\beta T}$	Corrente instantânea total no eixo β
i_{bcc}	Corrente no barramento CC
i_c	Corrente de compensação
I_{cc}	Corrente de curto-circuito
i_{cc}	Corrente de saída do controlador do barramento CC
i_{ccT}	Corrente ativa total a ser drenada da rede pelo barramento CC
i_{ch}	Corrente harmônica que circula pelos conversores
i_{cm}	Corrente ativa que circula pelos conversores
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Correntes de compensação do filtro ativo paralelo das fases <i>abc</i>
$i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$	Correntes de referência de compensação do filtro ativo paralelo das fases <i>abc</i>
i_d	Corrente no eixo síncrono
$i_{d_{cc}}$	Corrente contínua no eixo síncrono
i_{d_h}	Corrente harmônica no eixo síncrono
$i_{d_{Tcc}}$	Corrente contínua total no eixo síncrono
i_{dL}	Corrente da carga no eixo síncrono
i_{dLh}	Corrente harmônica da carga no eixo síncrono
i_{dLm}	Corrente fundamental da carga no eixo síncrono
i_f	Corrente fundamental

i_h	Corrente harmônica
i_L	Corrente da carga
i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Correntes das cargas das fases abc
i_q	Corrente no eixo síncrono em quadratura
i_{qcc}	Corrente contínua no eixo síncrono em quadratura
i_{qh}	Corrente harmônica no eixo síncrono em quadratura
i_s	Corrente da rede elétrica
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Correntes da rede das fases abc
$i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$	Correntes fundamentais de referência das fases abc
K_{PWM}	Ganho do modulador PWM
L_{dt}	Indutância de dispersão do transformador de isolamento
L_{eq}	Indutância equivalente
L_L	Indutor de comutação
L_f	Indutor de filtragem
MF_d	Margem de fase desejada
n	Relação de transformação do transformador
N_p	Número de espiras do enrolamento primário do transformador
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador
p	Potência ativa instantânea
p'	Potência ativa instantânea fictícia
p^*	Potência ativa instantânea de referência
p_{cc}	Potência ativa do barramento CC
p_{cm}	Potência ativa que flui pelos conversores
p_h	Potência instantânea harmônica
p_m	Potência ativa instantânea fundamental
p_{out}	Potência ativa instantânea de saída
P_M	Potência média no barramento CC
P_{PWM}	Valor de pico da triangular do modulador PWM
p_{sc}	Potência instantânea que flui pelos conversores
R_{dt}	Resistência de dispersão do transformador de isolamento
R_{eq}	Resistência equivalente
R_{Lf}	Resistência do indutor de filtragem

$\text{sen}\theta, \text{cos}\theta$	Coordenadas do vetor unitário síncrono
t_a	Taxa de amostragem
T_s	Período de amostragem
v_{AB}	Tensão entre os terminais AB do conversor <i>full-bridge</i>
v_d	Tensão no eixo síncrono
v'_α	Tensão instantânea fictícia no eixo α
v'_β	Tensão instantânea fictícia no eixo β
V_p	Tensão no primário do transformador
V_s	Tensão no secundário do transformador
v_s	Tensão da rede elétrica
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensões da rede das fases <i>abc</i>
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_{cc}^*	Tensão de referência do barramento CC
Z_p	Impedância do enrolamento primário do transformador
Z_s	Impedância do enrolamento secundário do transformador
ω	Frequência angular da rede elétrica
ω^*	Frequência angular de referência do PLL
ω_c	Frequência de cruzamento
ω_{ff}	Frequência de <i>feed-forward</i>
ω_o	Frequência angular de ondulação da tensão do barramento CC
ε	Regulação da tensão do barramento CC
θ	Ângulo de fase da rede elétrica
θ^*	Ângulo de referência do PLL
φ_p	Ângulo de fase da planta
φ_c	Ângulo de fase do controlador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	PROBLEMA A SER PESQUISADO	22
1.2	OBJETIVOS DA PESQUISA.....	23
1.2.1	Objetivo geral	23
1.2.2	Objetivos específicos	24
1.3	CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO	24
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	25
2	A QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	27
2.1	INTRODUÇÃO	27
2.2	TERMOS RELACIONADOS À QEE CONFORME ANEEL	28
2.2.1	Tensão em regime permanente	28
2.2.2	Fator de potência.....	28
2.2.3	Desequilíbrio de tensão.....	29
2.2.4	Flutuação de tensão.....	29
2.2.5	Variação de tensão de curta duração	30
2.2.6	Variação de frequência	30
2.2.7	Harmônicos.....	31
2.3	NORMAS E RECOMENDAÇÕES RELACIONADAS AOS HARMÔNICOS DE CORRENTE NA REDE ELÉTRICA.....	31
2.3.1	Norma IEC 1000-3-2	32
2.3.2	Recomendação IEEE Std. 519-1992.....	33
2.4	ALGUMAS FORMAS DE FILTRAGEM DE HARMÔNICOS DE CORRENTE.....	35
2.4.1	Topologias de FAPP aplicados em sistemas monofásicos	36
2.4.2	Topologias de FAPP aplicados em sistemas trifásicos.....	39
2.5	CONCLUSÃO	45
3	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TOPOLOGIA <i>THREE FULL-BRIDGE</i>	46
3.1	INTRODUÇÃO	46
3.2	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO	46
3.2.1	Circuito de potência do FAPP topologia 3F-B	47
3.2.2	Modulação PWM.....	48
3.2.3	Algoritmo de geração das referências de corrente de compensação	50
3.2.3.1	Estratégia de compensação monofásica baseada no algoritmo SRF.....	52
3.2.3.2	Algoritmo de compensação aplicado no FAPP topologia 3F-B.....	53
3.2.4	Sistema PLL.....	56
3.3	MODELAGEM DO FAPP	58
3.3.1	Modelagem da malha de corrente do FAPP	58
3.3.1.1	Malha de controle de corrente do FAPP	62
3.3.2	Modelagem da malha de tensão do barramento CC do FAPP.....	63
3.3.2.1	Malha de controle da tensão do barramento CC do FAPP.....	66
3.3.2.2	Dimensionamento do capacitor do barramento CC do FAPP.....	67
3.4	CONCLUSÃO	68

4 PROJETO DOS CONTROLADORES	69
4.1 INTRODUÇÃO	69
4.2 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR PI	69
4.2.1 Projeto do controlador PI da malha de corrente do FAPP	74
4.2.2 Projeto do controlador PI da malha de tensão do barramento CC do FAPP	78
4.2.3 Discretização do controlador PI.....	83
4.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR PID	84
4.3.1 Projeto do controlador PID da malha de corrente do FAPP	88
4.3.2 Discretização do controlador PID	93
4.4 CONCLUSÃO	94
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO FAPP	95
5.1 INTRODUÇÃO	95
5.2 CARACTERÍSTICAS DOS MODOS DE OPERAÇÃO DO FAPP.....	95
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – MODO DE OPERAÇÃO CCIF.....	97
5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – MODO DE OPERAÇÃO CDCC.....	100
5.5 CONCLUSÃO	105
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO FAPP	106
6.1 INTRODUÇÃO	106
6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	106
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – MODO DE OPERAÇÃO CCIF	108
6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – MODO DE OPERAÇÃO CDCC	114
6.5 TRANSIÇÕES DE OPERAÇÃO DO FAPP	123
6.6 CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC.....	125
6.7 COMPORTAMENTO DOS CONTROLADORES PI E PID	128
6.8 CONCLUSÃO	130
7 CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	132
7.1 CONCLUSÃO	132
7.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	133
7.3 PUBLICAÇÕES RELATIVAS AO TRABALHO.....	134
REFERÊNCIAS	135
APÊNDICE A	141
APÊNDICE B.....	144
ANEXO A.....	147

1 INTRODUÇÃO

Equipamentos baseados na eletrônica de potência conectados à rede elétrica, tais como fontes chaveadas, cicloconversores, inversores para o acionamento de máquinas CA, retificadores controlados e não controlados para o acionamento de máquinas CC, dentre outros, têm sido utilizados com frequência em aplicações industriais, comerciais e residenciais. No entanto, tais cargas, cujas características são não-lineares, drenam da rede elétrica elevadas correntes harmônicas, onde estas, ao interagirem com a impedância da linha, resultam em distorções na tensão da rede, mais especificamente no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) do sistema elétrico. Tensões harmônicas são um dos principais problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) encontrados nos sistemas elétricos de potência. A Figura 1.1 ilustra este problema, sendo v_s a tensão no PAC e i_s a corrente drenada da rede.

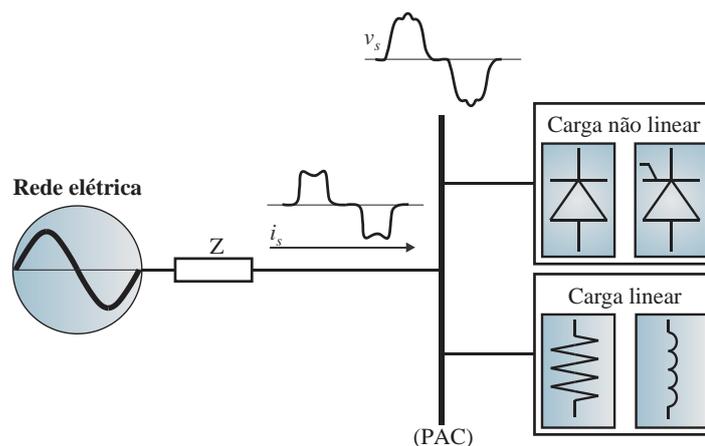


Figura 1.1 – Cargas lineares e não-lineares conectadas ao PAC.

A circulação de correntes harmônicas na rede elétrica pode causar, dentre outros, aquecimento excessivo de transformadores, aumento de ruídos na frequência audível, oscilações eletromagnéticas de torque em motores elétricos, bem como redução do Fator de Potência (FP) (DUGAN et al., 2002).

Outro problema relacionado com a QEE surge quando cargas não-lineares monofásicas são conectadas em sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios. Mesmo que estas cargas estejam perfeitamente balanceadas, há circulação de correntes harmônicas pelo condutor de neutro, devido à existência de componentes harmônicas de sequência zero e seus múltiplos. As amplitudes destas correntes podem exceder as amplitudes das correntes de fase,

causando danos ao condutor de neutro, bem como em transformadores nos quais estas cargas são conectadas (CRUZS, 1990).

Uma alternativa para redução de tais problemas é o emprego de Filtros Passivos de Potência (FPPs) (DAS; PE; MIEE, 2003). Estes são normalmente empregados em aplicações industriais para filtrar harmônicos de corrente e compensar a potência reativa na frequência fundamental. Estes filtros apresentam custos de implementação relativamente baixos, no entanto, são pesados e volumosos. Um FPP é basicamente constituído por um ou mais conjuntos de associações de componentes passivos, tais como indutores, capacitores e resistores, os quais proporcionam um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas de corrente que se deseja eliminar. No entanto, estes podem apresentar problemas de ressonância entre as impedâncias do filtro e do sistema elétrico (SILVA, 2001). Uma forma de solucionar este problema de ressonância é a utilização de filtros híbridos, sendo estes formados pelo uso em conjunto de filtros ativos de potência, série ou paralelo, com os FPPs (BHATTACHARYA et al., 1991; DAS; PE; MIEE, 2003; PENG; AKAGI; NABAE, 1993; PENG; AKAGI, 1990).

Uma importante alternativa para minimização dos problemas causados pelo emprego de cargas não-lineares é a utilização de Filtros Ativos de Potência Paralelos (FAPPs) (AREDES, 1996; AKAGI, 2005). Estes são normalmente utilizados para supressão de harmônicos de corrente, bem como para compensação da potência reativa da carga. O FAPP consiste em injetar na rede elétrica correntes de compensação de forma a cancelar as correntes harmônicas e/ou compensar os reativos da carga. Várias estratégias têm sido utilizadas para a obtenção das correntes de referência de compensação a serem utilizadas pelos FAPPs, tal como a estratégia baseada na teoria da potência reativa instantânea (teoria $p-q$) (AKAGI; NABAE, 1993; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; AREDES; WATANABE, 1995; HERRERA; SALMERÓN, 2007), e estratégias baseada no sistema de eixos de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*) (BHATTACHARYA et al., 1991; BHATTACHARYA et al., 1996; SILVA et al., 2002), dentre outras.

Diversas topologias de FAPPs têm sido propostas na literatura, as quais são aplicadas tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos a três e a quatro-fios (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010). Para aplicações em sistemas trifásicos a quatro-fios, quatro principais topologias de inversores são descritas na literatura, sendo estas a topologia *split-capacitor* (MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007; GRIÑÓ et al., 2007; HADDAD et al., 1997; AREDES; WATANABE, 1995), *neutral point clamped* (VODYAKHO et al., 2008; DAI; WONG; HAN, 2006),

four-legs (PREGITZER et al., 2006; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; QUINN; MOHAN, 1992; PAKDEL; FARZANEH-FARD, 2006) e *three single-phase full-bridge* (CHEN; LIN; HUANG, 1994; SRIANTHUMRONG; FUJITA; AKAGI, 2002; KHADKIKAR; CHANDRA, 2008).

Neste trabalho é abordado o estudo, projeto e implementação de um FAPP, sendo este implementado utilizando três inversores monofásicos em ponte completa (*Full-Bridge – F-B*), ligados a um barramento de tensão comum. Esta estrutura de FAPP será chamada *Three Full-Bridge (3F-B)*. Este é aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios para supressão de harmônicos de corrente, compensação de reativos e compensação de desbalanços de corrente entre as fases. Em KHADKIKAR; CHANDRA (2008), algoritmos baseados na teoria *pq* foram utilizados para obtenção das correntes de referência de compensação de cada uma das fases de um FAPP utilizando a topologia 3F-B. Porém, estes algoritmos são fortemente influenciados pela presença de harmônicos e/ou desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, podendo ocasionar distorções nas correntes de referência a serem geradas por estes algoritmos (MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007).

Portanto, para contornar este problema, são utilizados neste trabalho algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrona (algoritmos SRF) (SILVA et al., 2002; BHATTACHARYA; CHENG; DIVAN, 1997; SILVA et al., 2005), para geração das correntes de referência de compensação do FAPP. Os algoritmos adotados para obtenção das correntes de referência de compensação são fundamentados no método de controle baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF). Estes podem ser empregados em sistemas monofásicos bastando, para isso, a criação de um sistema trifásico fictício. Desse modo, em um sistema trifásico a quatro-fios, cada uma das correntes de fase pode ser controlada de forma independente.

Duas estratégias de compensação de corrente são implementadas, sendo elas Controle de Corrente Independente por Fase (CCIF) e Compensação de Desbalanços das Correntes de Carga (CDCC). Na estratégia CCIF, o FAPP atua na supressão de correntes harmônicas da carga e compensação de potência reativa, sem considerar possíveis desequilíbrios de corrente entre as fases. Desse modo, o FAPP realiza a compensação dos harmônicos de corrente e reativos da carga, mas não realizada a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero. Neste caso as correntes compensadas da rede serão senoidais, no entanto desequilibradas. Já na CDCC, o FAPP atua na supressão de correntes harmônicas da carga, compensação de potência reativa, bem como na compensação de desequilíbrios de corrente entre as fases. Neste caso as correntes

compensadas da rede serão senoidais e equilibradas, haja visto que as componentes fundamentais de sequência negativa e zero são consideradas no algoritmo de compensação.

Análises matemáticas do FAPP são realizadas de forma a apresentar o método utilizado para obtenção da função de transferência que representa o seu sistema físico. Também será apresentada uma metodologia de projeto para a obtenção dos ganhos dos controladores das malhas de corrente e de tensão do barramento CC.

Resultados de simulações e experimentais são apresentados no intuito de comprovar o desenvolvimento teórico, bem como avaliar o desempenho do FAPP na supressão de harmônicos, compensação de reativos e desbalanços de corrente entre as fases.

1.1 PROBLEMA A SER PESQUISADO

Como citado anteriormente, com o avanço da eletrônica de potência, o emprego de cargas com características não-lineares vem aumentando significativamente, implicando que correntes harmônicas sejam drenadas da rede em níveis cada vez maiores. A interação destas correntes com a impedância da linha ocasiona a distorção da tensão no PAC. Tensões harmônicas são um dos principais problemas de QEE encontrados nos sistemas elétricos de potência. Adicionalmente, as correntes harmônicas contribuem para a redução do fator de potência da rede. Já em sistemas elétricos a quatro-fios, a conexão na rede de cargas monofásicas não-lineares provoca a circulação de elevados níveis de corrente no condutor neutro, principalmente harmônicos de ordem três e seus múltiplos. As amplitudes destas correntes podem exceder as amplitudes das correntes de fase, causando danos ao condutor de neutro, bem como em transformadores nos quais estas cargas são conectadas.

Desta forma, verifica-se a grande importância da realização de estudos relacionados com a QEE nos sistemas elétricos de potência. Neste contexto, recomendações e normas têm sido elaboradas com o intuito de orientar ou mesmo impor aos fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos, limites máximos de conteúdos harmônicos de corrente drenados da rede elétrica. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) apresenta algumas recomendações relacionadas aos distúrbios das tensões da rede elétrica. Há também as recomendações do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) (IEEE Std. 519-1992), bem como a norma do *International Electrotechnical Commission* (IEC) (IEC 1000-3-2).

O emprego de um FAPP tem como objetivo minimizar os problemas relacionados com a QEE. Este deve eliminar as correntes harmônicas que circulam na rede elétrica, bem como, se for o caso, compensar os reativos da carga, de modo que as correntes da fonte sejam senoidais e estejam em fase com a respectiva tensão de alimentação, ou seja, contribuindo para elevar o fator de potência. Desta forma, a fonte de alimentação fornece somente a parcela ativa da potência solicitada pela carga.

Diversas formas de implementação de FAPPs vem sendo amplamente apresentadas e discutidas na literatura (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; AKAGI, 2005), sejam para aplicações em sistemas monofásicos (SOUZA; BARBI, 2000; LINDEKE et al., 2004; RANJBAR; JALILIAN; SHOULAIE, 2010; FENILI, 2007; SOUZA, 2000; PINI, 2010) como para sistemas trifásicos a três-fios (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) e a quatro-fios (SILVA et. al., 2010; MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007; GRIÑÓ et al., 2007; HADDAD et al., 1997; AREDES; WATANABE, 1995; VODYAKHO et al., 2008; DAI; WONG; HAN, 2006; PREGITZER et al., 2006; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; QUINN; MOHAN, 1992; PAKDEL; FARZANEH-FARD, 2006; CHEN; LIN; HUANG, 1994; SRIANTHUMRONG; FUJITA; AKAGI, 2002; KHADKIKAR; CHANDRA, 2008).

1.2 OBJETIVOS DA PESQUISA

Os objetivos que conduzem a pesquisa neste trabalho são divididos em objetivo geral e específicos.

1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho visa o estudo, projeto e implementação de um FAPP construído com a topologia 3F-B e com controle digital utilizando o processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), aplicado em sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios. Algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrona são utilizados para a geração das correntes de compensação do FAPP, com os quais são estabelecidas duas estratégias de compensação de corrente, sendo elas a CCIF e a CDCC.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são definidos como segue:

- Estudar os conceitos relacionados à QEE, bem como as normas e recomendações referentes aos harmônicos de tensão e de corrente;
- Estudar métodos destinados ao condicionamento ativo de potência paralelo empregados em sistemas monofásicos e trifásicos;
- Estudar algoritmos de geração de referências de corrente de compensação baseados no sistema de eixos de referência síncrona;
- Realizar a modelagem matemática do FAPP de forma a obter a função de transferência que representa seu sistema físico;
- Projetar e discretizar os controladores a serem utilizados nas malhas de controle das correntes e da tensão do barramento CC do FAPP;
- Realizar as simulações computacionais do FAPP;
- Implementar o protótipo do FAPP e realizar os ensaios experimentais de forma a avaliar seu desempenho estático e dinâmico.

1.3 CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO

A contribuição deste trabalho é o emprego de algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrono (SRF), para obtenção das correntes de referência de compensação a serem utilizadas em um FAPP com a topologia 3F-B.

Em KHADKIKAR; CHANDRA (2008), algoritmos baseados na teoria pq foram utilizados para obtenção das correntes de referência de compensação de cada uma das fases de um FAPP com a topologia 3F-B. Porém, estes algoritmos sofrem forte influência de desempenho pela presença de harmônicos e/ou desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, podendo ocasionar distorções nas correntes de referência a serem geradas por estes algoritmos (MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007). Neste trabalho, para contornar este problema, as correntes de referência de compensação do FAPP são fundamentadas no método

de controle baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF) (SILVA et al., 2002; BHATTACHARYA; CHENG; DIVAN, 2007; SILVA et al., 2005).

Os métodos de controle baseados nos algoritmos SRF são normalmente concebidos para operar em sistemas trifásicos. Neste caso, algumas modificações devem ser feitas de forma a utilizá-los em sistemas monofásicos, bastando, para isso, a criação de um sistema trifásico fictício. Desse modo, em um sistema trifásico a quatro-fios, cada uma das correntes de fase pode ser controlada de forma independente, representando três sistemas monofásicos distintos. Desta forma, o FAPP pode atuar somente na supressão de correntes harmônicas e compensação de reativos, sem considerar possíveis desequilíbrios de corrente entre as fases, ou seja, sem considerar as compensações das componentes fundamentais de sequência negativa e zero.

Esta forma de controle, ou compensação, reduz a potência a ser processada pelo FAPP, e conseqüentemente permite elevar seu uso para potências mais elevadas, além de melhorar a eficiência do filtro ativo em função da redução das perdas nos conversores.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é dividido em sete capítulos, conforme citados a seguir.

O segundo capítulo apresenta os aspectos relacionados com a qualidade da energia elétrica nos sistemas elétricos de potência, bem como as normas e recomendações referentes aos limites de conteúdos harmônicos de tensão e corrente inseridos na rede elétrica. Também são apresentadas algumas soluções para reduzir estes conteúdos harmônicos, tais como filtros passivos sintonizados e filtros ativos de potência.

O terceiro capítulo apresenta a topologia dos conversores utilizados para implementação do FAPP trifásico a quatro-fios. Além disso, Os algoritmos utilizados para obtenção das referências de corrente de compensação, bem como o modelo matemático da topologia 3F-B e a descrição das malhas de controle de corrente tensão do barramento CC também são apresentados.

A metodologia empregada para projeto dos controladores a serem utilizados no FAPP, assim como o dimensionamento e os métodos utilizados para a discretização dos mesmos são apresentados no quarto capítulo.

O quinto capítulo apresenta os resultados obtidos via simulação digital da topologia 3F-B abordada, onde são mostrados os resultados do FAPP aplicado na supressão de harmônicos, compensação de reativos e desbalanços de corrente entre as fases.

Os resultados experimentais do FAPP, realizados através do protótipo implementado em laboratório são apresentados no sexto capítulo.

No sétimo capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho bem como as propostas de continuidade do mesmo.

2 A QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

2.1 INTRODUÇÃO

A QEE está relacionada com diversos distúrbios de tensão existentes nos sistemas elétricos de potência, podendo-se citar harmônicos, afundamentos, elevações e flutuações de tensão, interrupções de curta duração, dentre outros. As distorções harmônicas de tensão são um dos principais problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) encontrados nos sistemas elétricos de potência. O aumento crescente da utilização de cargas não-lineares por consumidores residenciais, comerciais e industriais tem contribuído significativamente para a degradação da QEE (SILVA, 2001; DUGAN et al., 2002).

Com o objetivo de manter a qualidade da energia elétrica nos sistemas de distribuição, preservando a natureza senoidal da tensão, normas e recomendações têm sido elaboradas com o intuito de orientar ou mesmo impor aos fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos a desenvolverem projetos considerando a redução do conteúdo harmônico de corrente drenado da rede elétrica (PRODIST, 2012; IEEE Std. 519-1992; IEC 1000-3-2).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) apresenta algumas recomendações relacionadas aos distúrbios das tensões dos sistemas elétricos de potência, sendo estas descritas nos Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (Prodinst), no módulo 8 (PRODIST, 2012). Há também a recomendação do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) (IEEE, 1992), onde esta apresenta recomendações relacionadas aos limites de harmônicos de tensões e correntes nos sistemas elétricos de potência. Já a *International Electrotechnical Commission* (IEC) apresenta uma norma relacionada aos limites máximos de harmônicos que equipamentos podem drenar da rede elétrica (IEC 1000-3-2).

Neste capítulo são apresentados os termos relacionados à QEE descritos pelo Prodinst, bem como uma breve descrição da recomendação do IEEE e da norma da IEC. Também são apresentadas algumas formas de filtragem ativa de correntes harmônicas, sendo estas geradas por cargas não-lineares conectadas em sistemas elétricos monofásicos e trifásicos.

2.2 TERMOS RELACIONADOS À QEE CONFORME ANEEL

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabeleceu alguns procedimentos relativos à QEE no âmbito nacional (PRODIST, 2012). Este documento define os procedimentos relacionados à QEE, os conceitos e parâmetros para indicadores de qualidade, bem como a padronização de metodologias para aferição dos parâmetros estabelecidos. Nas subseções seguintes são descritos, de forma resumida, os principais conceitos relacionados à QEE conforme descrito no módulo 8 do Prodist.

2.2.1 Tensão em regime permanente

A análise da tensão em regime permanente é feita no ponto de conexão da unidade consumidora ou em pontos de conexão de diferentes distribuidoras. Para atender os níveis estabelecidos, são propostos limites adequados, precários e críticos, bem como indicadores de conformidade de tensão elétrica, critérios de medição e registros, prazos para regularização e compensação ao consumidor. A medição deve ser adequada, bem como seguir uma padronização para comparação com o valor de referência de contratação e com os limites de regulação permitidos, onde estes diferem conforme o nível de tensão contratado.

2.2.2 Fator de potência

O valor do fator de potência é obtido através dos valores da potência ativa (P) e potência reativa (Q), ou através dos valores da energia ativa (EA) e energia reativa (ER). Estes valores devem ser adquiridos por instrumentos de medição adequados e aprovados por órgão responsável pela conformidade metrológica. Os limites admitidos devem estar compreendidos entre 0,92 e 1 indutivo, e entre 1 e 0,92 capacitivo, considerando a tensão contratado com valor abaixo de 230kV. O fator de potência de um sistema elétrico pode ser calculado através da equação (2.1), considerando os valores de potência, ou através da equação (2.2), considerando os níveis de energia do sistema.

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.1)$$

$$fp = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (2.2)$$

2.2.3 Desequilíbrio de tensão

O desequilíbrio de tensão está relacionado com as alterações dos padrões trifásicos do sistema de distribuição. O desequilíbrio deve ser medido nas tensões de linha da rede, de forma a evitar influência das componentes de sequência zero na medição. O fator de desequilíbrio de tensão pode ser calculado através da equação (2.3).

$$fd = \frac{V_-}{V_+} \cdot 100\% \quad (2.3)$$

onde:

V_- representa o valor eficaz da tensão de sequência negativa;

V_+ representa o valor eficaz da tensão de sequência positiva.

2.2.4 Flutuação de tensão

Flutuação de tensão é caracterizada por uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz da tensão. A determinação da qualidade da tensão quanto a flutuação tem por finalidade analisar o incômodo provocado pelo efeito da cintilação luminosa em consumidores de baixa tensão, sendo verificada quanto à intensidade da oscilação luminosa e a repetitividade da mesma. Considerando a flutuação de tensão, o sistema de distribuição é classificado como adequado, precário ou crítico, de acordo com os valores de referência para as categorias.

2.2.5 Variação de tensão de curta duração

Caracteriza-se como desvios no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo. A Tabela 2.1 mostra a classificação das variações de tensão de curta duração.

Tabela 2.1 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração (PRODIST, 2012).

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três ciclos	Superior a 1,1 pu
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 pu

Em um sistema elétrico, a tensão pode apresentar dois distúrbios relacionados com a variação no valor eficaz nominal da tensão, sendo estes: sobretensão (*swell*), caracterizado pela elevação a níveis superiores do valor eficaz da tensão; e subtensão (*sag*), caracterizado pela redução no valor nominal da tensão.

As principais causas do *swell* estão relacionadas com a desenergização de grandes cargas ou pela energização de grandes bancos de capacitores. Já as causas do *sag* estão relacionadas à energização de cargas pesadas ou à partida de grandes motores.

2.2.6 Variação de frequência

As devidas faixas de variações de frequência são estabelecidas para sistemas de distribuição operando em regime permanente e em distúrbio transitório. O distúrbio deve ser

determinado no caso em presença ou ausência no corte de geração ou de carga, para restabelecimento do sistema. Para os sistemas de distribuição em condições normais de operação e em regime permanente, a frequência deve ser mantida entre 59,9 Hz e 60,1 Hz.

2.2.7 Harmônicos

Harmônica pode ser definida como uma componente que apresenta frequência múltipla inteira da componente fundamental de um sinal de tensão ou corrente elétrica. Formas de ondas distorcidas, tanto de tensão como de corrente, são formadas pela soma da componente fundamental e seus harmônicos. A Taxa de Distorção Harmônica (TDH) de uma grandeza elétrica de tensão ou corrente pode ser calculada conforma mostra a equação (2.4).

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (2.4)$$

onde:

V representa as grandezas de tensão do sistema elétrico;

V_h representa o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema;

h representa a ordem das componentes harmônicas;

V_1 representa o valor eficaz da componente fundamental.

2.3 NORMAS E RECOMENDAÇÕES RELACIONADAS AOS HARMÔNICOS DE CORRENTE NA REDE ELÉTRICA

Observando as considerações descritas no Prodist, verifica-se que não há restrições relacionadas aos harmônicos de corrente drenados da rede elétrica por cargas não-lineares. Porém, elevadas correntes harmônicas circulando no sistema elétrico de potência, ao interagirem com a impedância da rede, causam distorção na tensão no PAC. Portanto, redução

dos conteúdos harmônicos de corrente contribui diretamente para que as tensões da rede elétrica estejam em conformidade com os limites recomendados pelo Prodist.

Com relação aos limites de harmônicos de corrente, há uma norma do IEC (IEC 1000-3-2), onde esta descreve os limites dos conteúdos harmônicos de correntes injetados por equipamentos na rede elétrica. Há também uma recomendação proposta pela IEEE (IEEE Std. 519-1992), onde esta descreve procedimentos para o controle de harmônicos nos sistema de energia elétrica, limites e recomendações para injeção de harmônicos pelos consumidores e os níveis máximos de distorção. Na sequência, é apresentada uma breve descrição da recomendação IEEE Std. 519-1992 e da norma IEC 1000-3-2.

2.3.1 Norma IEC 1000-3-2

Esta norma é originária da norma IEC 555-2 de 1982, sendo alterada para IEC 1000-3-2 em 1995. A norma passou a ser denominada IEC 61000-3-2 após 1997, sendo a última atualização ocorrida em 2009 (IEC 1000-3-2).

Esta norma refere-se às limitações das harmônicas de correntes injetadas na rede pública de alimentação. É aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada de 50 ou 60Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240V.

Nesta norma os equipamentos são classificados em 4 classes, sendo elas:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes B, C e D.

Classe B: Ferramentas portáteis e equipamentos de solda não profissional.

Classe C: Dispositivos de iluminação.

Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, com potência ativa de entrada maior que 75W e menor que 600W.

A Tabela 2.2 mostra os limites máximos de correntes harmônicas ímpares e pares até a ordem 40, para as classes de equipamentos da norma IEC 61000-3-2 (IEC 1000-3-2).

Tabela 2.2 – Limites para harmônicos de corrente.

Harmônicos ímpares				
Harmônicos [n]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% da fundamental]	Classe D [mA/W]
3	2,30	3,45	30xFator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	2,25	$3,375/n$	3	$3,85/n$
Harmônicos pares				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$	$2,76/n$	-	-

2.3.2 Recomendação IEEE Std. 519-1992

Esta recomendação produzida pelo IEEE descreve procedimentos para o controle de harmônicos nos sistema de energia elétrica, limites e recomendados para injeção de harmônicos pelo consumidor e os níveis máximos de distorção (IEEE Std. 519-1992, 1992).

A norma está voltada na medição da TDH no PAC, visando os níveis de harmônicos que refletem para os consumidores que estão ligados ao mesmo ponto de alimentação, e não em cada equipamento individual.

A grandeza TDD (*Total Demand Distortion*) é definida como a distorção harmônica da corrente, em percentual da máxima demanda de corrente de carga (demanda de 15 ou 30 minutos). Isto significa que a medição da TDD deve ser feita no pico de consumo.

Os limites de distorção dependem do nível de tensão da alimentação (V_s) e do nível de curto-circuito do PAC. Como demonstra a Tabela 2.3, quanto maior a corrente de curto-circuito (I_{cc}) em relação à corrente de carga (I_L), maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites de distorção aceitáveis (IEEE Std. 519-1992, 1992).

Tabela 2.3 – Máxima Distorção das Harmônicas de Corrente em % (I_L).

Ordem individual das harmônicas (harmônicas individuais)						
$120 \leq (V_s) \leq 69KV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	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
$69KV < (V_s) \leq 161KV$						
< 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
$(V_s) > 161KV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 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
Harmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima						
Todos os equipamentos de geração de energia são limitados a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{cc}/I_L .						
I_{cc} = Máxima corrente de curto circuito no PAC.						
I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente fundamental) no PAC.						

A Tabela 2.4 apresenta os limites de distorção harmônica individual e total no PAC do barramento de tensão, para diferentes níveis de tensão do sistema.

Tabela 2.4 – Máxima Distorção Harmônica em % da Tensão na Frequência Fundamental.

Tensão no Barramento do PAC (V_s)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão – TDH (V_s) (%)
$(V_s) \leq 69 KV$	3,0	5,0
$69KV < (V_s) \leq 161KV$	1,5	2,5
$(V_s) > 161 KV$	1,0	1,5

2.4 ALGUMAS FORMAS DE FILTRAGEM DE HARMÔNICOS DE CORRENTE

Na literatura, diversas alternativas para filtragem de correntes harmônicas geradas por cargas não-lineares têm sido propostas, sendo estas implementadas utilizando técnicas passivas, ativas ou híbridas (AREDES, 1996; AKAGI, 2005; SILVA, 2001; SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992).

O emprego de Filtros Passivos de Potência (FPPs) é uma alternativa bastante utilizada para a filtragem de harmônicos de corrente e, simultaneamente, compensar a potência reativa (DAS; PE; MIEE, 2003). No entanto, apesar dos FPPs apresentarem custos relativamente baixos de implementação, estes são pesados e volumosos. Um FPP é basicamente formado por elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores), sintonizados nas frequências dos harmônicos de corrente que se deseja eliminar, ou seja, estes representam um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas. No entanto, estes podem apresentar problemas de ressonância série e paralela entre as impedâncias do filtro e do sistema elétrico (BHATTACHARYA et al., 1991; SILVA, 2001). Uma forma de solucionar os problemas de ressonância é a utilização de filtros híbridos, sendo estes formados pelo uso em conjunto de filtros ativos e passivos (BHATTACHARYA et al., 1991; DAS; PE; MIEE, 2003; PENG; AKAGI; NABAE, 1993; PENG; AKAGI, 1990).

Uma boa alternativa, utilizada para redução dos conteúdos harmônicos de corrente nos sistemas elétricos de potência, é o emprego de Filtros Ativos de Potência Paralelos (FAPPs) monofásicos e trifásicos (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005). A função de um FAPP é realizar a supressão de harmônicos de corrente gerados por cargas não-lineares, bem como, caso necessário, compensar potência reativa. Este é empregado tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999). A Figura 2.1 ilustra a forma com que um FAPP realiza a compensação em um sistema elétrico.

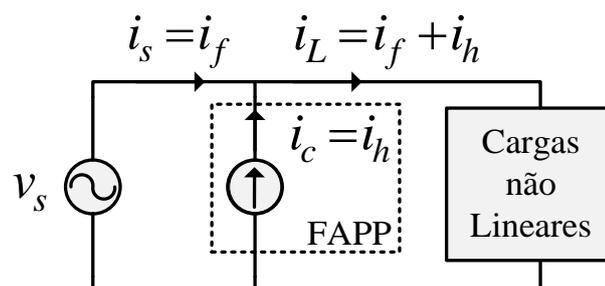


Figura 2.1 - Princípio de compensação de um FAPP.

Conforme mostra a Figura 2.1 a corrente de uma carga não-linear (i_L) é composta por duas componentes, sendo estas a componente fundamental (i_f), parcela ativa e/ou reativa, e a componente harmônica (i_h). Idealmente, a fonte de alimentação deve fornecer somente a parcela ativa de potência para a carga. Portanto, a corrente da fonte (i_s) deveria ser igual a componente fundamental da corrente da carga (i_f). Para que isto aconteça, o FAPP deve se comportar como uma fonte de corrente não-senoidal, fornecendo as componentes harmônicas e reativas da corrente da carga. Portanto, a corrente a ser injetada na rede pelo FAPP (i_c) deve ser igual à soma da componente harmônica (i_h) com a parcela fundamental reativa da carga. Uma vez que o FAPP fornece a parcela fundamental reativa da carga realiza-se correção do Fator de Deslocamento (FD) ou fator de potência fundamental (IEEE Std 1459-2010).

Qualquer inversor bidirecional em corrente pode ser empregado para implementação do FAPP, tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos. Para tanto, duas topologias de inversores são descritas na literatura, sendo elas a topologia CSI (*Current Source Inverter*) e a topologia VSI (*Voltage Source Inverter*). A topologia VSI é a mais utilizada para implementação de FAPPs (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; AKAGI, 2005). Esta possui capacitores no barramento CC, sendo necessário um controle para manter constante o nível de tensão deste barramento.

2.4.1 Topologias de FAPP aplicados em sistemas monofásicos

Dentre as diversas formas de implementação do FAPP em sistemas monofásicos, pode-se destacar três topologias, sendo elas as topologias implementadas utilizando inversores em meia ponte (*half-bridge*) e em ponte completa (*full-bridge*) (LINDEKE et al., 2004; SOUZA; BARBI, 2000; RANJBAR; JALILIAN; SHOULAIE, 2010; FENILI, 2007; SOUZA, 2000), e a topologia implementada no lado CC da carga (PINI, 2010).

A Figura 2.2 mostra o diagrama de blocos de um FAPP monofásico com a topologia *half-bridge*. Este é implementado utilizando um inversor monofásico em meia ponte, totalizando duas chaves de potência, bem como dois capacitores, com um ponto entre estes para conexão do condutor de neutro. Existe a necessidade de controlar a tensão total no barramento CC, bem como o desequilíbrio entre as tensões dos capacitores. Devido à forma de conexão do condutor neutro, as componentes de corrente compensadas da carga (i_{cn})

circulam pelos capacitores do barramento CC, causando o desbalanço nas tensões. Estes desbalanços interferem no desempenho do controle da tensão deste barramento CC e, conseqüentemente, na dinâmica do FAPP. Outra observação importante é que esta topologia monofásica possibilita implementação somente com modulação a dois níveis (SOUZA, 2000; LINDEKE, 2003).

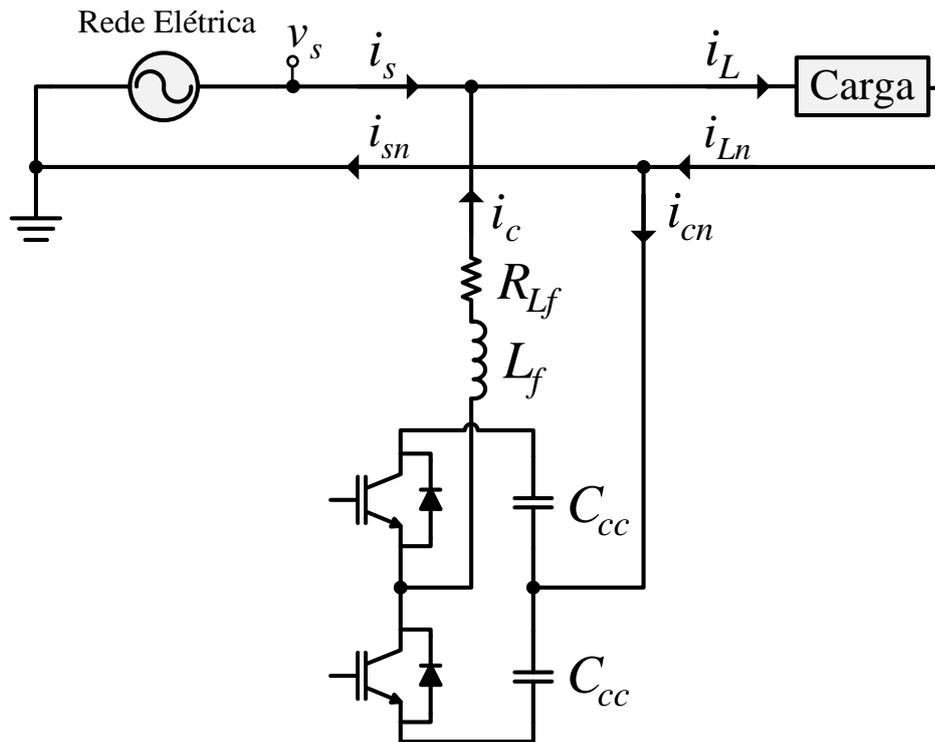


Figura 2.2 – FAPP monofásico *half-bridge*.

Já a Figura 2.3 mostra o diagrama de blocos de outra topologia de FAPP monofásico, sendo esta a topologia *full-bridge* (LINDEKE et al., 2004; SOUZA; BARBI, 2000; RANJBAR; JALILIAN; SHOULAIE, 2010). Este é implementado utilizando um inversor monofásico em ponte completa, totalizando quatro chaves de potência conectadas a um barramento CC composto por um capacitor. Comparando com a topologia *half-bridge*, a topologia *full-bridge* requer maior número de chaves de potência. Porém, como há apenas um capacitor no barramento CC, chaves de potência são projetadas para bloquear uma tensão direta igual à metade daquela solicitada pela topologia *half-bridge*. Além disso, o controle da tensão do barramento CC é mais simples de ser implementado. Outra característica importante desta topologia é a possibilidade de modulação a três níveis, onde isto possibilita redução da indutância de acoplamento do FAPP (SOUZA; BARBI, 2000).

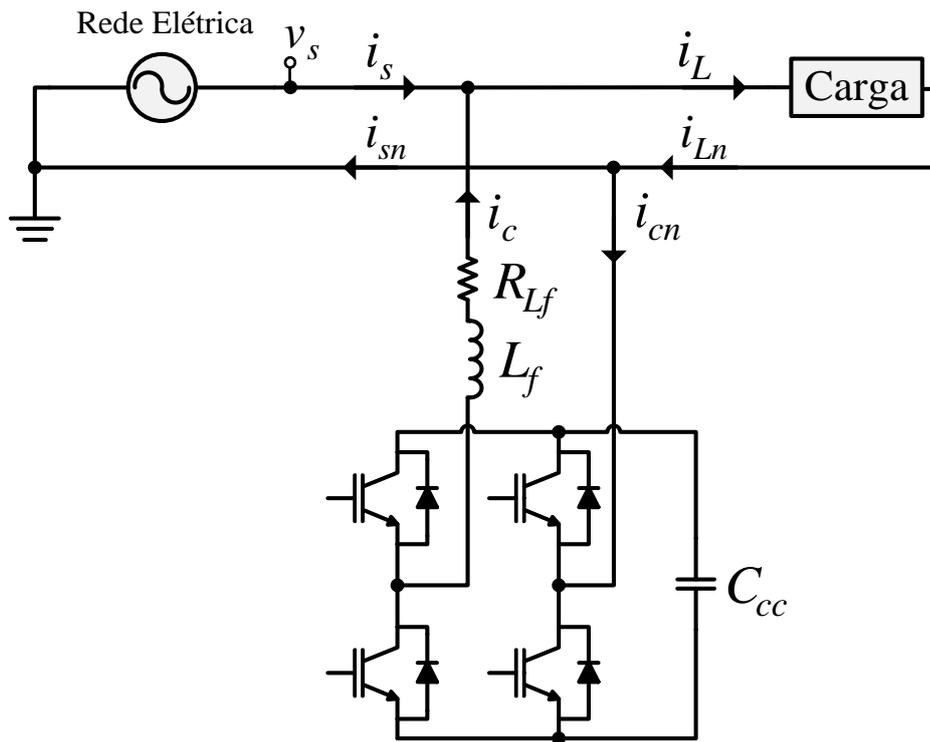


Figura 2.3 – FAPP monofásico *full-bridge*.

Há também uma topologia monofásica de FAPP que é conectada no lado CC da carga (PINI, 2010), sendo esta mostrada na Figura 2.4. Esta é implementada utilizando um inversor monofásico em meia ponte, totalizando duas chaves de potência, com um capacitor no barramento CC. Este tipo de FAPP apresenta como vantagem a operação em apenas dois quadrantes, facilitando o controle da estrutura. Além disso, esta topologia necessita de um número menor de capacitores, quando comparado com a topologia *half-bridge*, e um número menor de chaves de potências, quando comparado com a topologia *full-bridge*. Porém, esta topologia pode ser empregada somente quando o lado CC da carga está disponível.

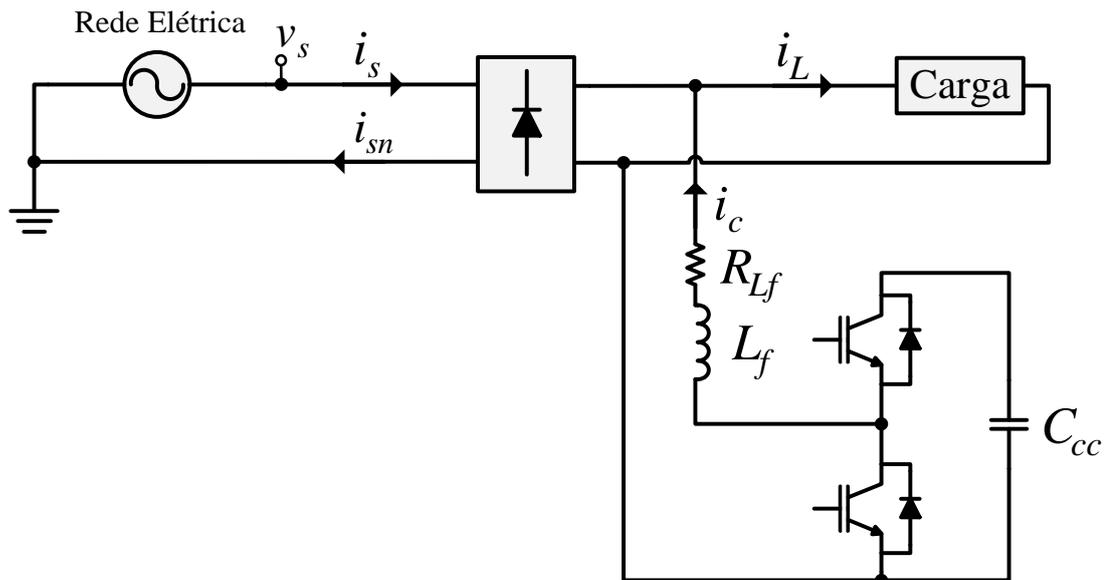


Figura 2.4 – FAPP conectado no lado CC da carga.

2.4.2 Topologias de FAPP aplicados em sistemas trifásicos

Diversas topologias de FAPP trifásicos têm sido propostas na literatura, aplicados tanto em sistemas a três-fios como a quatro-fios (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010).

A Figura 2.5 mostra o diagrama de blocos de um FAPP aplicado em sistemas trifásicos a três-fios (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984). Este é implementado utilizando três braços inversores, totalizando seis chaves de potência. Apenas um barramento CC é necessário, conseqüentemente, apenas um controlador é utilizado.

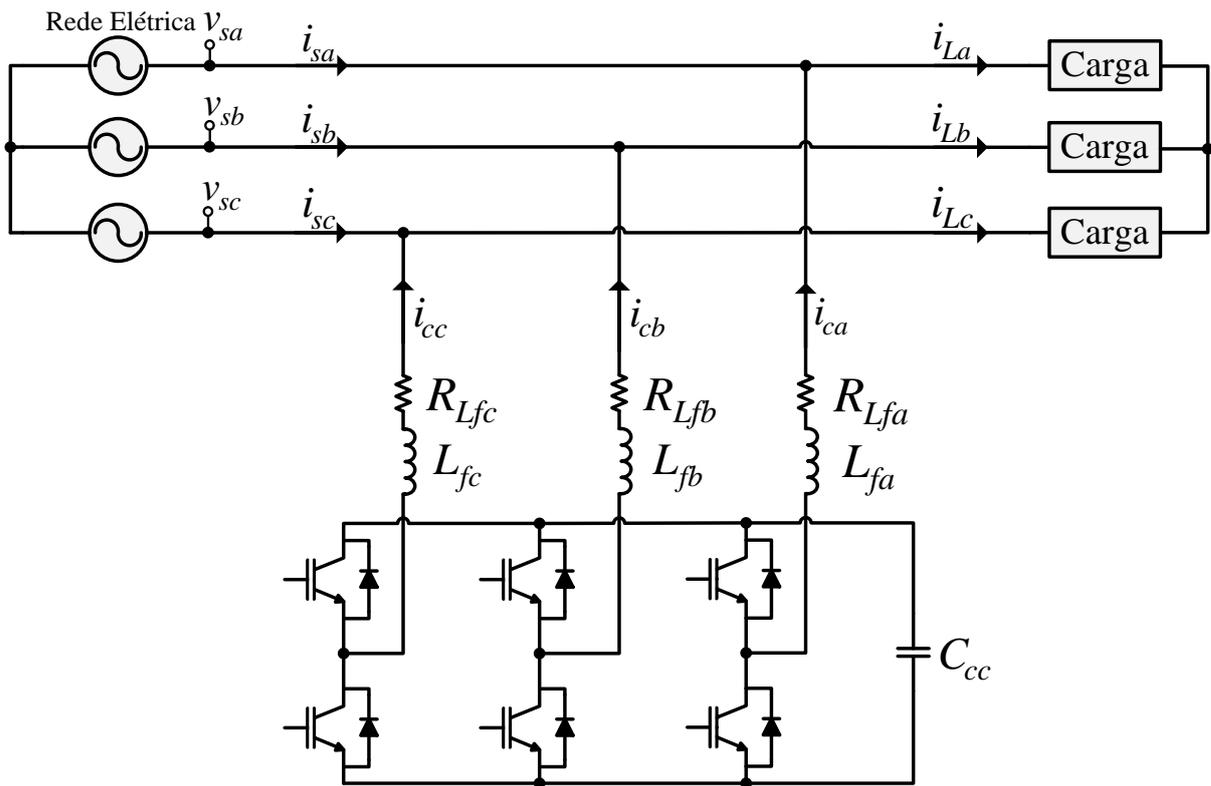


Figura 2.5 – FAPP trifásico a três-fios.

Para aplicações em sistemas trifásicos a quatro-fios, quatro principais topologias são descritas na literatura, sendo estas a topologia *split-capacitor* (MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007; GRINÓ et al., 2007; HADDAD et al., 1997; AREDES; WATANABE, 1995), *neutral point clamped* (VODYAKHO et al., 2008; DAI; WONG; HAN, 2006), *four-legs* (PREGITZER et al., 2006; QUINN; MOHAN; MEHTA, 1993; QUINN; MOHAN, 1992; PAKDEL; FARZANEH-FARD, 2006) e *three single-phase full-bridge* (CHEN; LIN; HUANG, 1994; SRIANTHUMRONG; FUJITA; AKAGI, 2002; KHADKIKAR; CHANDRA, 2008).

A Figura 2.6 mostra o diagrama de blocos da topologia *Split-Capacitor* (S-C). Esta é implementada utilizando três braços inversores com um ponto central de conexão do condutor de neutro, totalizando seis chaves de potência e dois capacitores formando o barramento CC. Nesta topologia, por se tratar de um sistema trifásico, as componentes de sequência zero da corrente da carga circulam pelos capacitores do barramento CC, o que implica em desbalanços nas tensões entre os capacitores, e conseqüentemente tais desbalanços devem ser compensados pelos controladores de tensão (QUINN; MOHAN, 1992; MENDALEK, 2009).

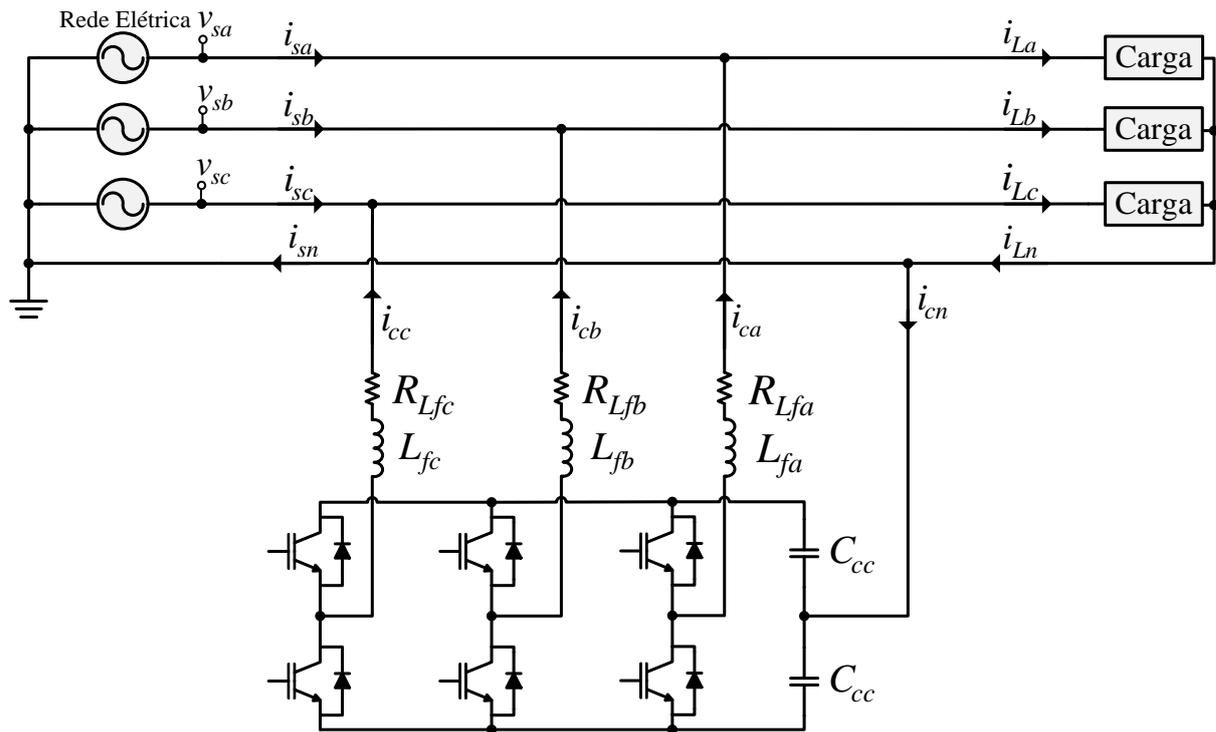


Figura 2.6 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia S-C.

Outra topologia de FAPP utilizada em sistemas trifásicos a quatro-fios é a *Four-Legs* (F-L) mostrada na Figura 2.7. Esta é implementada utilizando quatro braços inversores, sendo três destes conectados nas fases da rede e um conectado no condutor de neutro, totalizando oito chaves de potência. Um atrativo desta topologia é a controlabilidade da corrente de neutro. Quando comparado com a topologia S-C, a F-L necessita de mais duas chaves de potência para a sua implementação. No entanto, quando comparada com a topologia S-C, esta apresenta redução da capacitância e do nível de tensão no barramento CC.

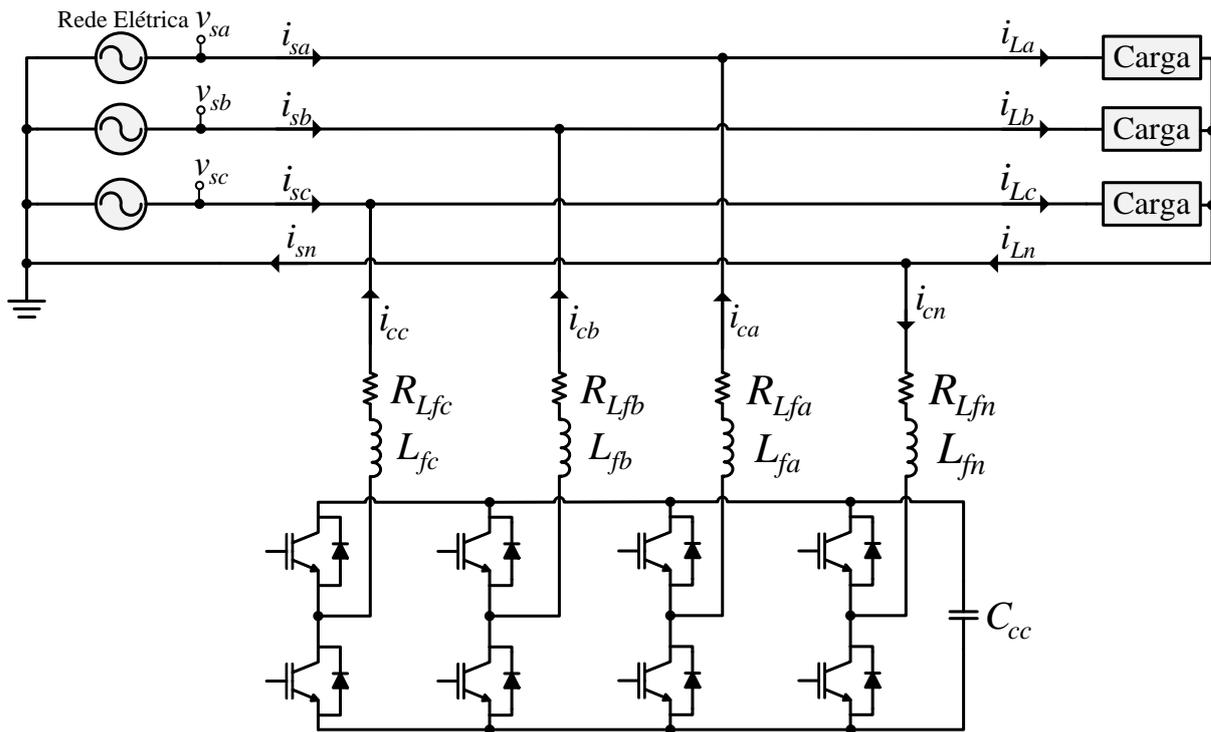


Figura 2.7 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.

Já a Figura 2.8 mostra o diagrama de blocos de um FAPP utilizando a topologia de inversor multinível *Neutral Point Clamped* (NPC). No total, doze chaves de potência são necessárias, adicionados a outros seis diodos, bem como dois bancos de capacitores com um ponto central de conexão do condutor de neutro. Da mesma forma que na topologia S-C, há a necessidade de se controlar os desequilíbrios de tensão nos capacitores do barramento CC. A topologia NPC apresenta maior custo de implementação, devido utilização de um número maior de chaves de potência e diodos. Porém, quando comparada com as topologias S-C e F-L, os inversores multiníveis são mais adequados para aplicações em médias e altas potências (VODYAKHO et al., 2008).

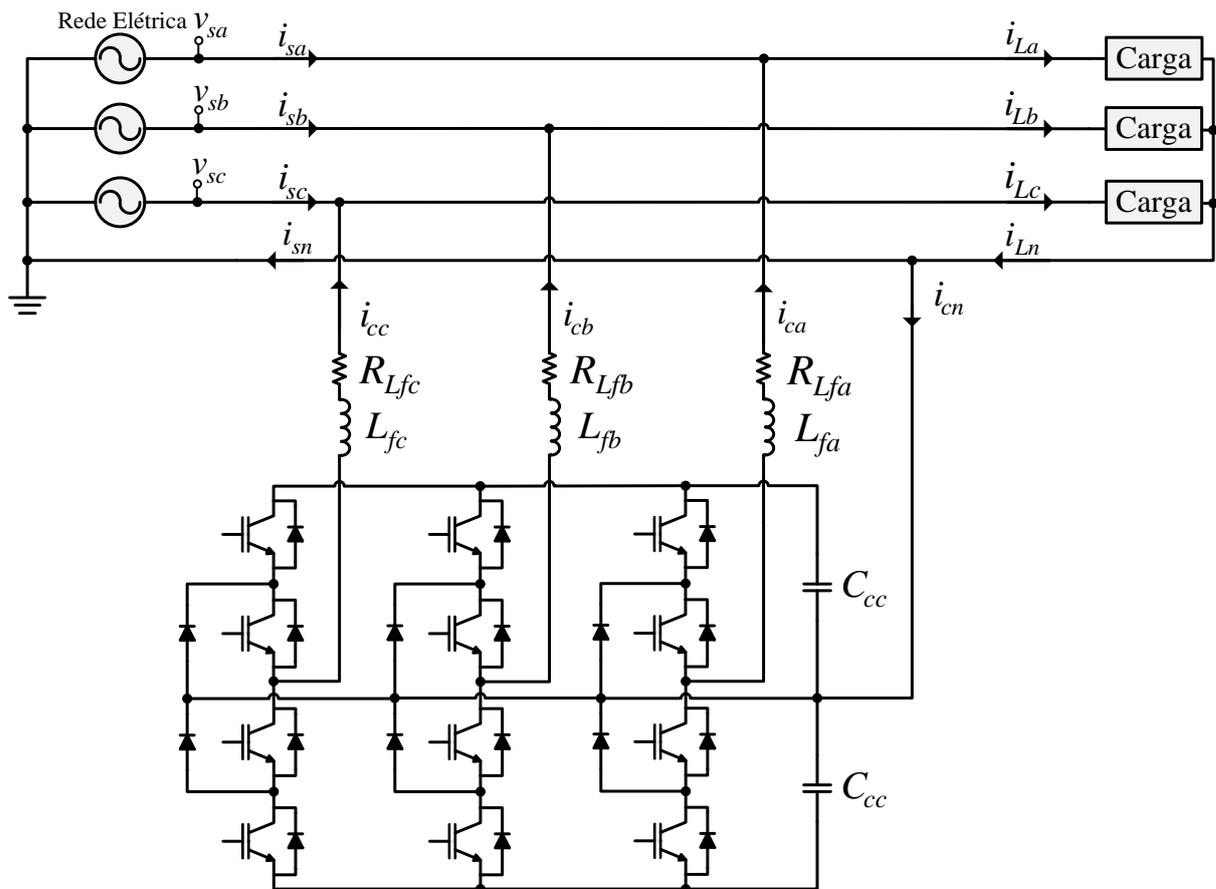


Figura 2.8 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia NPC.

Outra topologia de FAPP utilizada em sistemas trifásicos a quatro-fios, é a chamada *Three Full-Bridge* (3F-B). Esta topologia é implementada utilizando três inversores monofásicos *full-bridge* acoplados em cada uma das fases da rede elétrica, totalizando doze chaves de potência. A Figura 2.9 mostra o diagrama em blocos desta topologia. Observa-se que os três inversores *full-bridge* são acoplados à rede elétrica por intermédio de transformadores de isolamento, sendo a utilização destes necessária devido ao compartilhamento do mesmo barramento CC pelos três inversores. Caso estes transformadores não fossem utilizados, os braços inversores ligados ao condutor de neutro causariam curto-circuito no barramento CC.

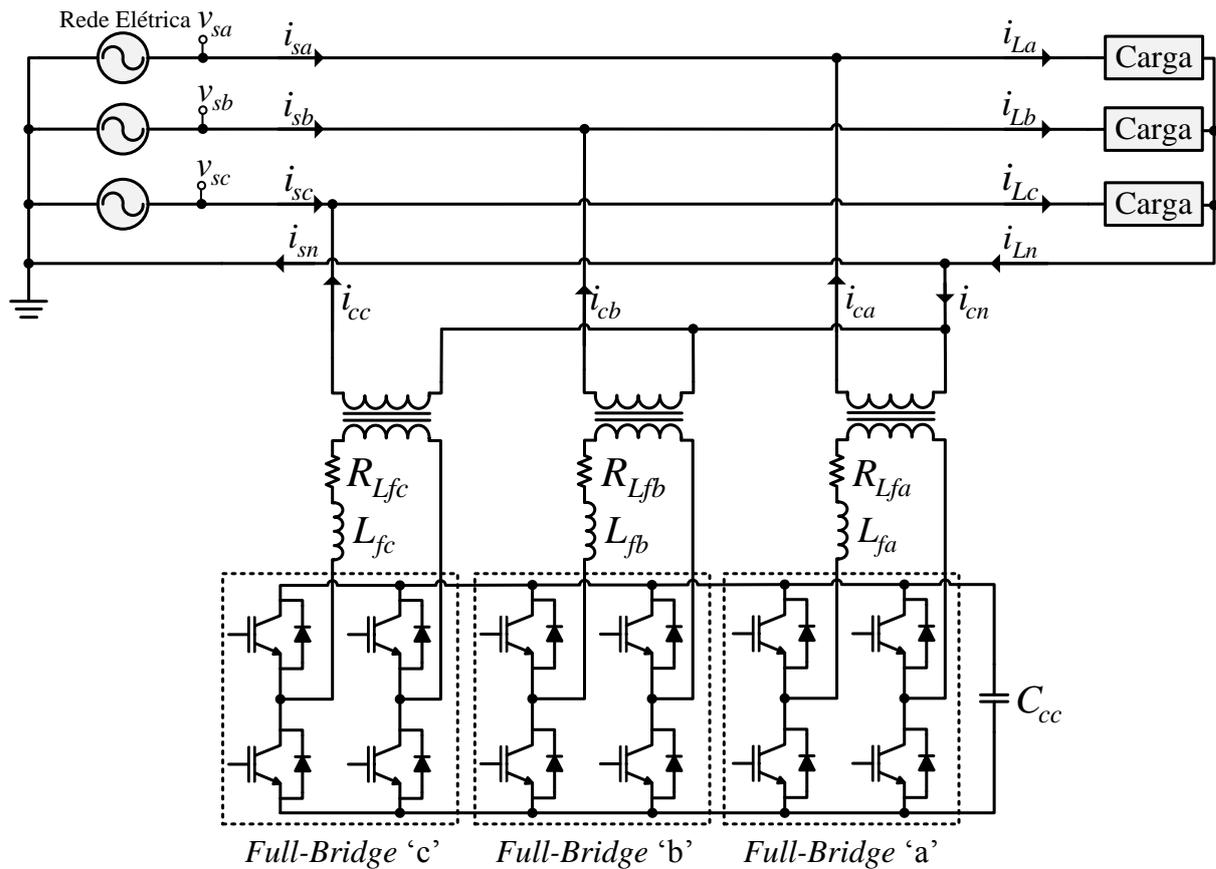


Figura 2.9 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia 3F-B.

Quando comparado com as topologias S-C e F-L, esta topologia apresenta a necessidade de um número maior de chaves de potência. Já quando comparado com as topologias S-C, NPC e F-L, há a necessidade de utilização de transformadores de isolamento pelo motivo descrito anteriormente. Porém, a utilização desta topologia apresenta os seguintes atrativos:

- Redução da tensão do barramento CC por um fator de 2, quando comparada com a topologia S-C, e por um fator de $\sqrt{3}$, quando comparado com a topologia F-L (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008; QUINN; MOHAN, 1992). Tensão reduzida no barramento CC resulta em menor tensão direta aplicada nas chaves de potência, tornando esta topologia atrativa para aplicações de maiores potências;
- Quando comparado com as topologias S-C e NPC; esta utiliza apenas um banco de capacitores no barramento CC, conseqüentemente, apenas um controlador de tensão é necessário;
- Isolação galvânica entre o FAPP e a rede elétrica é obtida;

- Característica modular, devido a possibilidade de implementação utilizando conversores monofásicos *full-bridge*. Assim, é possível comercializar FAPPs monofásicos ou trifásicos a quatro-fios utilizando módulos com as mesmas características de operação;
- Possibilita a manutenção independente entre os inversores, pois caso seja necessária a paralisação de um dos inversores, os demais continuam realizando normalmente a compensação nas respectivas fases as quais eles estão conectados;
- Operação dos inversores *full-bridge* de forma independente por fase. Assim dependendo do algoritmo de compensação escolhido, estes podem atuar na compensação de reativos e supressão de harmônicos, não sendo considerado o desbalanço de corrente entre as fases. Desta forma, as componentes fundamentais de sequência negativa e zero não serão compensadas, reduzindo a potência a ser processada pelo FAPP.

Vale ressaltar que esta topologia pode também realizar, além da compensação de reativos e supressão de harmônicos, a compensação do desequilíbrio de corrente entre as fases. Para isto, basta utilizar um algoritmo de geração de referências de compensação que leve em consideração as componentes fundamentais de sequência negativa e zero. Assim, tem-se na rede correntes senoidais e equilibradas.

Sendo assim, em um sistema trifásico a quatro-fios, considerando as vantagens acima citadas, optou-se, neste trabalho, pela implementação do FAPP com topologia 3F-B.

2.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma breve descrição sobre a QEE nos sistemas elétricos de potência, onde foram apresentadas as recomendações descritas pelo Prodist, relacionadas aos distúrbios das tensões dos sistemas elétricos de potência, bem como a recomendação do IEEE e a norma da IEC.

Também foram apresentadas as principais topologias de FAPP utilizadas em sistema monofásicos e trifásicos a três e a quatro-fios. Além disso, suas características principais foram abordadas.

Desta forma, considerando as principais vantagens apresentadas pelo FAPP com a topologia 3F-B, optou-se pela implementação prática da mesma.

3 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TOPOLOGIA *THREE FULL-BRIDGE*

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a estrutura do FAPP abordado neste trabalho. Inicialmente, será apresentada a topologia do conversor utilizado para implementação do FAPP, a qual é composta por três inversores monofásicos em ponte completa (*Three Full-Bridge* - 3F-B) compartilhando o mesmo barramento CC. Na sequência será apresentado o algoritmo utilizado para obtenção das referências de corrente de compensação, sendo este baseado no sistema de eixos de referência síncrona (algoritmo SRF). Por fim, é apresentado o modelo matemático da topologia 3F-B, bem como a descrição das malhas de controle das correntes de compensação e da tensão do barramento CC.

3.2 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO

A estrutura básica de um Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) trifásico está representada através do diagrama em blocos mostrado na Figura 3.1. Verifica-se que a estrutura do FAPP pode ser dividida em quatro importantes partes, sendo elas: circuito de potência do conversor utilizado para a implementação do FAPP; modulador PWM; algoritmos de geração das referências de corrente de compensação e controladores das malhas de corrente e tensão do barramento CC; e elementos passivos de filtragem.

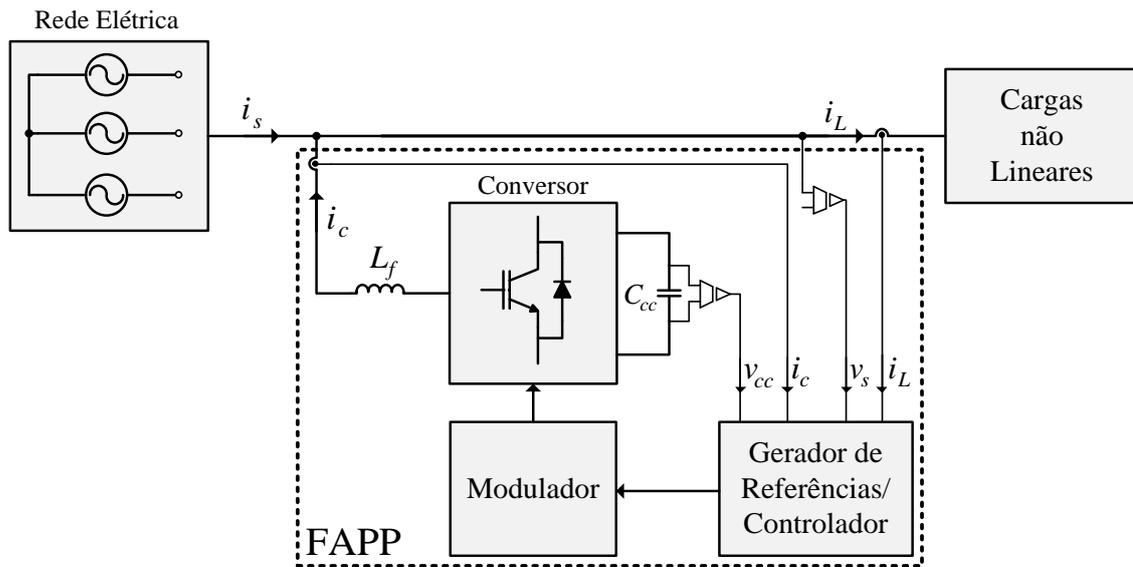


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do FAPP.

O circuito de potência do FAPP, modulação e os algoritmos de geração de referências, adotados neste trabalho, serão descritos nas subseções seguintes. Já a modelagem do respectivo FAPP, bem como a malha de controle, são descritas na seção seguinte.

3.2.1 Circuito de potência do FAPP topologia 3F-B

Na Figura 3.2 é mostrado o diagrama elétrico da topologia do FAPP trifásico a quatro-fios adotado neste trabalho (topologia 3F-B), sendo esta composta por três inversores monofásicos em ponte ligados a um barramento de tensão comum (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008). O funcionamento do FAPP é caracterizado pela injeção de correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}), por meio dos conversores monofásicos, em oposição de fase às correntes advindas da rede elétrica (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}). Dessa forma, ocorre o cancelamento das componentes harmônicas e/ou reativos presentes nas correntes (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) das cargas conectadas na rede elétrica.

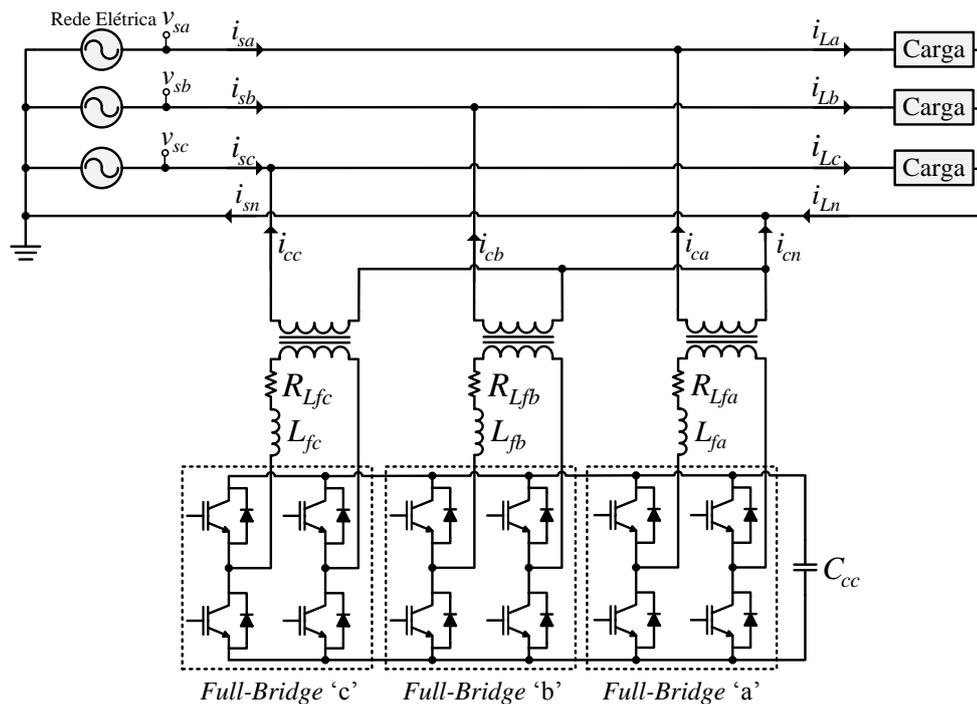


Figura 3.2 – FAPP topologia *Three Full-Bridge*.

Neste trabalho, serão realizados dois modos de operação da 3F-B, sendo eles:

- CCIF – O FAPP atuará na supressão de correntes harmônicas da carga e compensação de potência reativa, não sendo levado em consideração o desequilíbrio de corrente entre as fases. Isto significa que as componentes fundamentais de sequência negativa e zero não serão compensadas. Assim, idealmente, as correntes da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) serão senoidais e em fase com a tensão da rede elétrica, porém desequilibradas;
- CDCC – O FAPP atuará na supressão de correntes harmônicas da carga, compensação de potência reativa, bem como na compensação de desequilíbrio de corrente entre as fases. Isto significa que as componentes fundamentais de sequência negativa e zero serão compensadas. Assim, idealmente, as correntes da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) serão senoidais, equilibradas e em fase com a tensão da rede elétrica.

3.2.2 Modulação PWM

Diversas técnicas de modulação, utilizadas no comando das chaves de conversores *full-bridge*, têm sido propostas na literatura (HOLTZ, 1992; MOHAN, 1995; PINHEIRO

et al., 2005; LINDEKE, 2003; FENILI, 2007). Dentre estas, pode-se citar a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse-Width Modulation*). Essa técnica de modulação consiste na comparação entre o sinal de referência (modulante) e a portadora (triangular), de forma a obter o sinal de controle, das chaves do conversor, com frequência fixa e largura de pulso variável. A largura deste pulso varia de acordo com a razão entre a amplitude do sinal modulante e a amplitude constante da onda triangular. A frequência da onda triangular determina a frequência de chaveamento do inversor, sendo esta geralmente constante.

A modulação PWM pode ser implementada com dois e três níveis. A Figura 3.3 (a) mostra a modulação PWM dois níveis. Esta técnica resulta em tensão de saída, nos terminais do inversor, formada por uma sucessão de ondas retangulares com dois níveis de tensão (positivo e negativo), com amplitude igual a tensão do barramento CC. Já a Figura 3.3 (b) mostra a modulação PWM três níveis, onde esta resulta em uma tensão de saída do inversor formada por ondas retangulares com três níveis de tensão (positivo, negativo e zero).

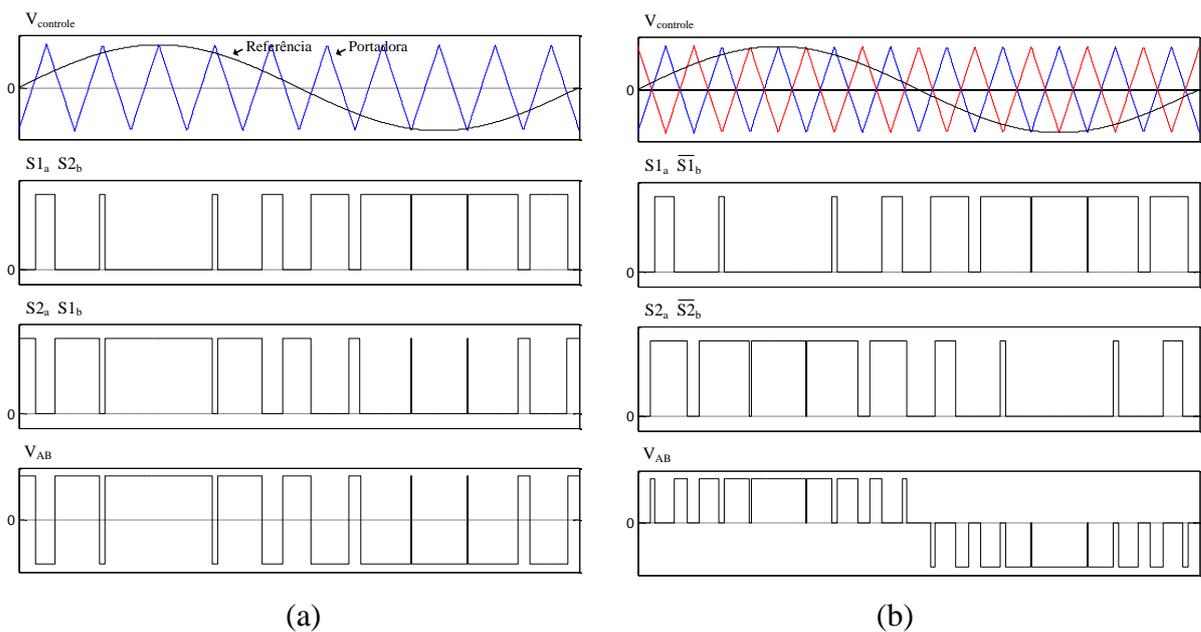


Figura 3.3 – Modulação PWM: (a) Dois níveis; (b) Três níveis.

Na modulação PWM três níveis, a tensão de saída do conversor apresenta o dobro da frequência de comutação, quando comparada com a modulação PWM dois níveis, portanto, a indutância necessária para o acoplamento do FAPP será menor neste caso (LINDEKE, 2003; FENILI, 2007). Desta forma, neste trabalho optou-se pela utilização da modulação PWM três níveis.

3.2.3 Algoritmo de geração das referências de corrente de compensação

Diversas formas de obtenção das correntes de referência de compensação, a serem utilizados no FAPP, têm sido propostas na literatura (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008; MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007; ABDESLAN et al., 2007). Neste trabalho é utilizado o algoritmo baseado no sistema de eixo de referência síncrona (SRF – *Synchronous Reference Frame*) (MODESTO, 2007; SILVA; MODESTO, 2008; SILVA et al., 2010). Este foi proposto por BHATTACHARYA (1991) para a compensação ativa de um filtro série híbrido, onde este atua como isolador harmônico entre a fonte de alimentação e a carga.

O algoritmo SRF propõe a mudança dos termos fundamentais de tensão ou corrente do eixo estacionário trifásico abc em grandezas contínuas nos eixos síncronos dq , no qual estes giram na velocidade síncrona em relação aos vetores espaciais de tensão/corrente. As parcelas harmônicas de tensão ou corrente nos eixos dq , que possuem frequências diferentes da síncrona, passam a ser formas de onda alternadas e superpostas ao termo contínuo. Desta forma, as parcelas fundamentais são obtidas facilmente através da utilização de um Filtro Passa Baixa (FPB). Um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*) sincronizado com a frequência do sistema elétrico gera as coordenadas $\cos\theta$ e $\sin\theta$ que definem o vetor unitário síncrono, garantindo a ortogonalidade necessária para o funcionamento ideal do sistema. A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos do algoritmo SRF convencional aplicado a sistemas trifásicos.

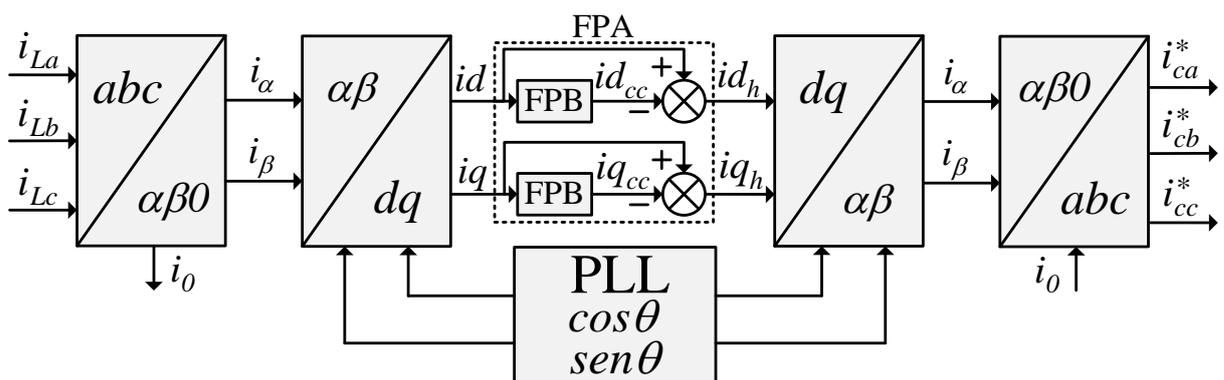


Figura 3.4 - Diagrama de blocos do algoritmo SRF trifásico.

Considerando as correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), estas são medidas e transformadas do sistema estacionário abc para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$, através da matriz de transformação de Clarke (1943), conforme equação (3.1).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Do bifásico estacionário, as grandezas são transformadas para o eixo bifásico síncrono dq através da matriz de transformação direta representada pela equação (3.2), onde $\theta = \omega t$ é o ângulo que representa a posição angular do sistema de eixos de referência síncrona, onde $\omega = 2\pi f$ representa a frequência angular do sistema elétrico com frequência fundamental f e as coordenadas $\cos\theta$ e $\sin\theta$ definem o vetor síncrono unitário.

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

No sistema de eixos síncrono dq , as componentes das correntes na frequência angular fundamental ω são transformadas em grandezas contínuas. Já os harmônicos são transformados em grandezas oscilantes, as quais podem ser extraídas utilizando FPBs. As correntes contínuas id_{cc} e iq_{cc} , obtidas nas saídas dos FPBs representam as parcelas de corrente ativa e reativa da carga na frequência fundamental. Para obtenção das componentes alternadas id_h e iq_h que representam as parcelas harmônicas da corrente nos eixos d e q , subtraem-se as parcelas contínuas id_{cc} e iq_{cc} de id e iq , respectivamente.

A matriz de transformação inversa do eixo bifásico síncrono dq para o eixo bifásico estacionário $\alpha\beta$ é dada pela equação (3.3), obtendo as referências de compensação para eliminação apenas das parcelas harmônicas das correntes do sistema de alimentação.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_h \\ iq_h \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Para a compensação da parcela reativa juntamente com a eliminação das parcelas harmônicas, deve-se eliminar o Filtro Passa Alta (FPA) no eixo q do eixo síncrono e a equação (3.3) pode ser substituída pela matriz de transformação apresentada pela equação (3.4).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_h \\ iq \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A equação (3.5) apresenta a matriz de transformação do sistema de eixos bifásico estacionário $\alpha\beta 0$ para o sistema trifásico abc , sendo que esta é utilizada para calcular as correntes de referência de compensação i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^* .

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

3.2.3.1 Estratégia de compensação monofásica baseada no algoritmo SRF

Como o algoritmo SRF, mostrado na Figura 3.4, é aplicado em sistemas trifásicos, algumas modificações devem ser feitas para possibilitar a aplicação deste em sistemas trifásicos a quatro-fios, de tal forma que cada uma das fases seja tratada individualmente como um sistema monofásico. Desta forma, considera-se o algoritmo SRF modificado mostrado na Figura 3.5, onde este representa um sistema trifásico fictício equilibrado, composto por correntes bifásicas também fictícias, ou seja, $i_\alpha = i_L$ e i_β .

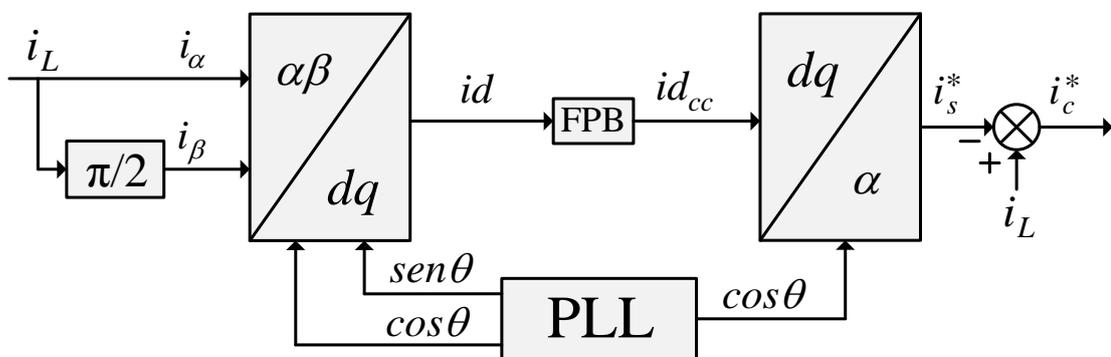


Figura 3.5 – Diagrama de blocos do algoritmo SRF monofásico.

Com este algoritmo obtêm-se as correntes de referência de compensação em sistemas monofásicos (MODESTO, 2007). Desta forma, é possível fazer individualmente a compensação de corrente em cada uma das fases de um sistema trifásico a quatro-fios. Portanto, caso haja desequilíbrios de corrente entre as fases, estes não serão compensados (SILVA et al., 2010).

Baseado na Figura 3.5, este algoritmo consiste em medir a corrente da carga (i_L) introduzir um atraso de $\pi/2$ radianos na mesma, conforme definido na equação (3.6). Assim, a corrente medida é considerada a corrente fictícia i_α , e a corrente defasada é considerada a corrente fictícia i_β . Desta forma, as correntes bifásicas podem ser representadas no sistema de eixos estacionário bifásico fictício $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L(\omega t) \\ i_L(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Observa-se que apenas a transformação do eixo bifásico estacionário $\alpha\beta$ para o eixo bifásico síncrono dq é realizada, através da utilização da matriz de transformação apresentada na equação (3.2).

Obtidas a grandeza de corrente id é possível extrair, através da utilização de um FPB, a sua componente contínua id_{cc} . Esta componente representa o valor de pico da parcela fundamental da corrente da carga. Portanto, é possível obter a corrente fundamental de referência (i_s^*) diretamente através da equação (3.7). Já a corrente de referência de compensação (i_c^*) é obtida subtraindo a corrente da carga pela corrente fundamental de referência, conforme a equação (3.8).

$$i_s^* = id_{cc} \cdot \cos\theta \quad (3.7)$$

$$i_c^* = i_L - i_s^* \quad (3.8)$$

3.2.3.2 Algoritmo de compensação aplicado no FAPP topologia 3F-B

Conforme descrito na seção 3.2.1, serão realizados dois modos de operação do FAPP. No CCIF, serão utilizados três compensadores SRF monofásicos, aplicados em cada uma das fases do FAPP, conforme mostra a Figura 3.6.

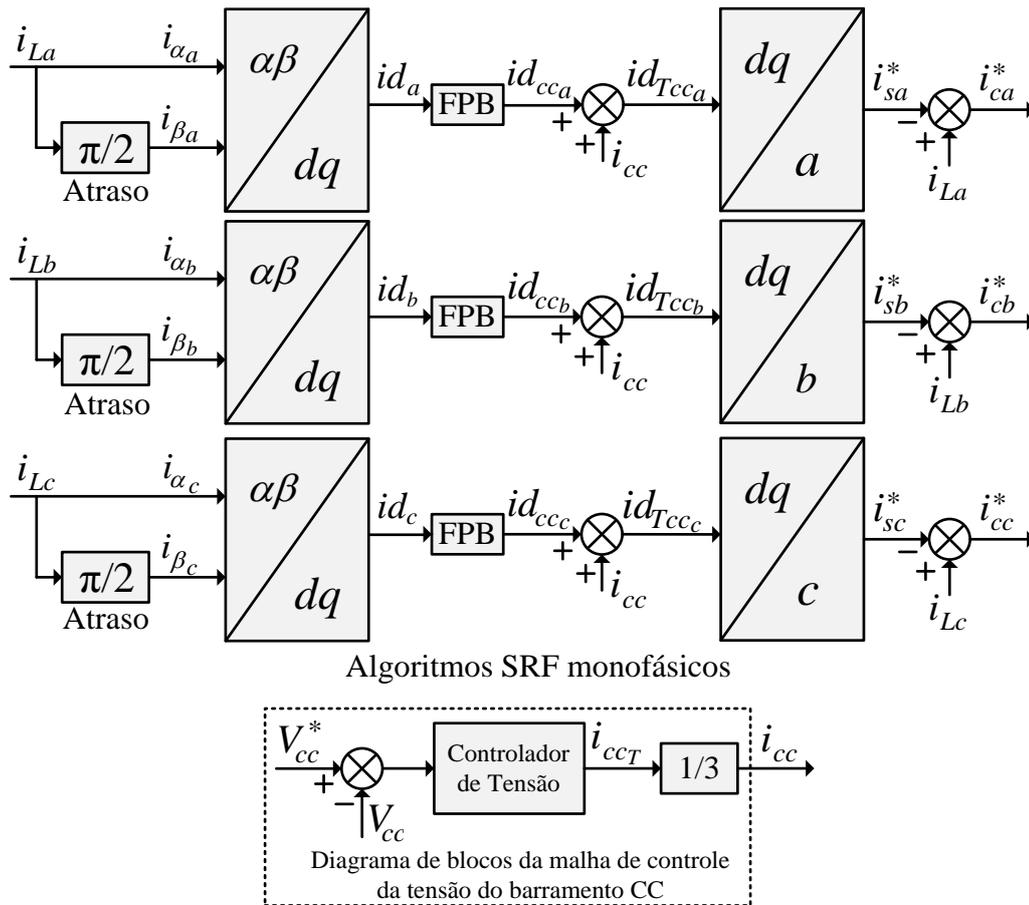


Figura 3.6 – Algoritmo de compensação monofásico.

Na Figura 3.6, verifica-se a malha de controle da tensão do barramento CC do FAPP, onde a componente i_{ccT} é responsável por controlar a tensão deste barramento, de forma a compensar as perdas relacionadas com as indutâncias de filtragem e dispositivos de comutação do FAPP. Portanto, i_{ccT} representa a corrente ativa total, a ser drenada da rede, para manter a tensão do barramento CC constante e no valor de referência desejado. Verifica-se que i_{ccT} é dividida por três, antes de ser somada as parcelas id_{cc} de cada uma das fases, para que a potência ativa seja drenada em parcelas iguais pelos três conversores.

Assim, as correntes fundamentais de referência (i_{sa}^* , i_{sb}^* e i_{sc}^*) são calculadas pela equação (3.9). Já as correntes de referência de compensação (i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^*), a serem sintetizadas pelo FAPP, são calculadas subtraindo as correntes da carga das respectivas correntes fundamentais de referência, conforme mostra a equação (3.10).

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (id_{cca} + i_{cc}) \cdot \cos\theta_a \\ (id_{ccb} + i_{cc}) \cdot \cos\theta_b \\ (id_{ccc} + i_{cc}) \cdot \cos\theta_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{La} - i_{sa}^* \\ i_{Lb} - i_{sb}^* \\ i_{Lc} - i_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Já para a CDCC, será utilizado o algoritmo SRF com compensação de desequilíbrio de corrente entre as fases, sendo este mostrado na Figura 3.7.

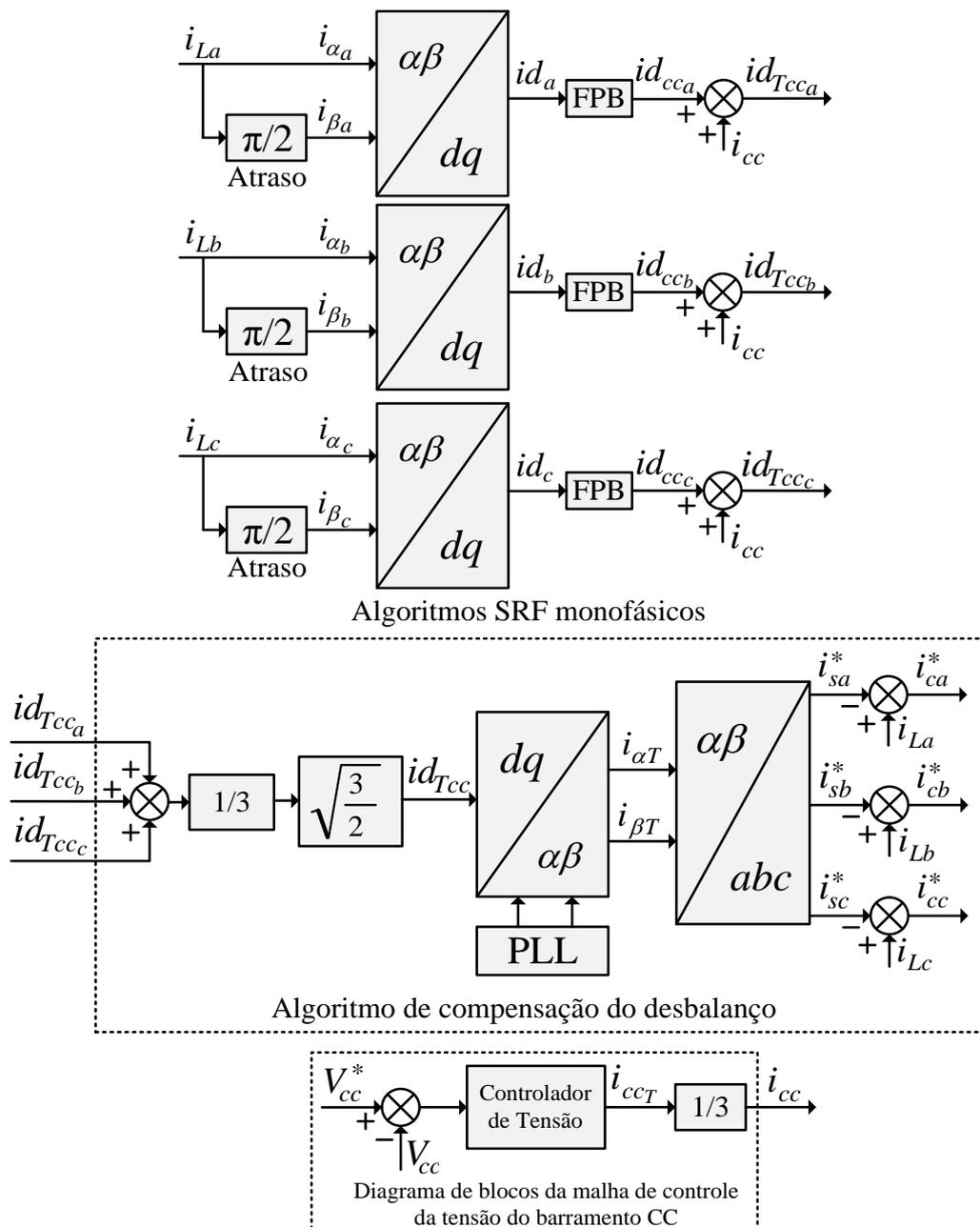


Figura 3.7 – Algoritmo de compensação do desequilíbrio de corrente entre as fases.

Nesta estratégia, as componentes contínuas das três fases no eixo síncrono (id_{Tcc_a} , id_{Tcc_b} e id_{Tcc_c}) são somadas e divididas por três, obtendo uma parcela média id_{Tcc} correspondente às três fases, conforme mostra a equação (3.11). O ganho $\sqrt{3/2}$ é necessário para que seja possível a transformação $\alpha\beta/abc$ (SILVA et al., 2010).

$$id_{Tcc} = \sqrt{3/2} \left(\frac{id_{cc_a} + id_{cc_b} + id_{cc_c}}{3} \right) \quad (3.11)$$

Conforme a equação (3.12), a corrente id_{Tcc} é transformada do eixo síncrono dq para o eixo estacionário $\alpha\beta$. Já as correntes fundamentais de referência (i_{sa}^* , i_{sb}^* e i_{sc}^*) são obtidas através da matriz apresentada pela equação (3.13).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha T} \\ i_{\beta T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} id_{Tcc} \cdot \cos\theta_a \\ id_{Tcc} \cdot \sin\theta_a \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha T} \\ i_{\beta T} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

As correntes de compensação (i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^*) são obtidas por meio da subtração das correntes de referência com as correntes da carga, conforme equação (3.10).

3.2.4 Sistema PLL

As informações da rede elétrica, tais como ângulo de fase e frequência, necessárias para geração das coordenadas do vetor unitário síncrono $\sin\theta$ e $\cos\theta$, utilizado no algoritmo SRF, podem ser obtidas através de sistemas PLL (*Phase-Locked Loop*). Na literatura, diversas topologias trifásicas (KAURA; BLASKO, 1997; SILVA et al., 2006) e monofásicas (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008; SILVA et al., 2009; SILVA et al., 2004; FILHO et al., 2008) de sistemas PLL têm sido propostas.

Neste trabalho, estas informações poderiam ter sido obtidas utilizando um único sistema PLL trifásico, como exemplo o PLL descrito em (SILVA et al., 2006). Porém,

optou-se pela utilização de três sistemas PLL monofásicos (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008), aplicados em cada uma das fases do FAPP. Assim, a ausência de tensão em uma das fases da rede elétrica não interfere no funcionamento dos demais conversores *full-bridge* do FAPP. A Figura 3.8 mostra o diagrama em blocos do sistema PLL monofásico utilizado neste trabalho.

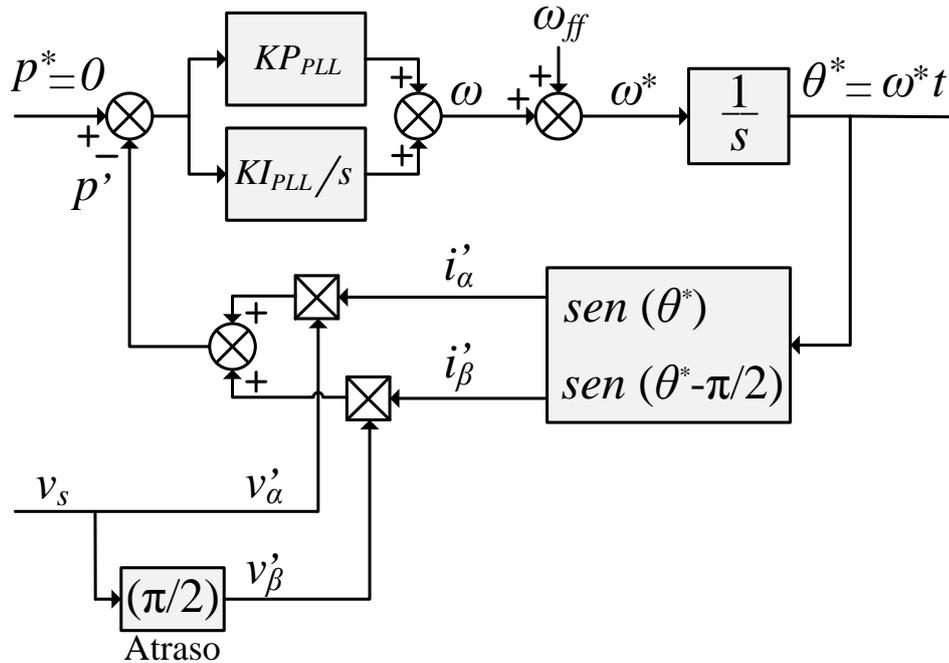


Figura 3.8 - Diagrama de blocos do sistema PLL monofásico.

Este é baseado na teoria da potência ativa instantânea trifásica (p-PLL). Assim, como este sistema utiliza o eixo estacionário bifásico de coordenadas $\alpha\beta$, uma tensão fictícia de quadratura (v'_β) necessita ser gerada, de forma a assegurar que esta seja ortogonal à tensão monofásica medida. Para obtenção do sistema bifásico $\alpha\beta$ fictício, a tensão monofásica (v_α) medida da rede elétrica, é considerada a própria tensão v'_α , e para obtenção da tensão v'_β , uma defasagem de $\pi/2$ é aplicada na tensão monofásica v_α medida. A equação (3.14) apresenta a matriz que representa este eixo estacionário bifásico $\alpha\beta$ fictício, e a equação (3.15) apresenta a matriz que representa as correntes fictícias i'_α e i'_β do sistema PLL. Já a potência ativa instantânea fictícia p' do PLL pode ser calculada por (3.16).

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a(\omega t) \\ v_a(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t) \\ \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(\theta^*) \\ i_a(\theta^* - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$p' = V_{pk} \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\theta^*) + V_{pk} \text{sen}(\omega t - \pi/2) \text{sen}(\theta^* - \pi/2) \quad (3.16)$$

O objetivo do sistema PLL é anular a componente p' da potência instantânea fictícia. Assim, quando p' for anulada, o sinal de saída do PLL estará atracadado com a componente de frequência fundamental do sinal de entrada. Portanto, a dinâmica do PLL deverá ajustar a saída do controlador PI na frequência angular de referência $\omega^* = 2\pi f$, onde f é a frequência nominal da rede elétrica. O ângulo de fase θ^* é obtido pela integração de ω^* , a qual deverá ser idêntica à frequência angular da rede ω . Desse modo, θ^* é usado para calcular as correntes fictícias de realimentação i'_α e i'_β . Nota-se que para garantir o cancelamento de p' , as correntes fictícias i'_α e i'_β devem ser ortogonais às tensões v'_α e v'_β , respectivamente.

3.3 MODELAGEM DO FAPP

Obtidas as correntes de referência de compensação, sendo estas as correntes a serem sintetizadas pelo FAPP, é necessário que o sistema tenha uma malha de controle de corrente, de forma a garantir que o FAPP imponha estas correntes na rede elétrica. Portanto, é necessário obter um modelo matemático da planta de forma a possibilitar o projeto do controlador da malha de corrente. Como o FAPP utiliza três conversores monofásicos, o modelo matemático a ser obtido de uma única fase será idêntico ao modelo das demais fases.

3.3.1 Modelagem da malha de corrente do FAPP

Seja o conversor monofásico *full-bridge* mostrado na Figura 3.9, onde a tensão do barramento (V_{cc}) é assumida constante.

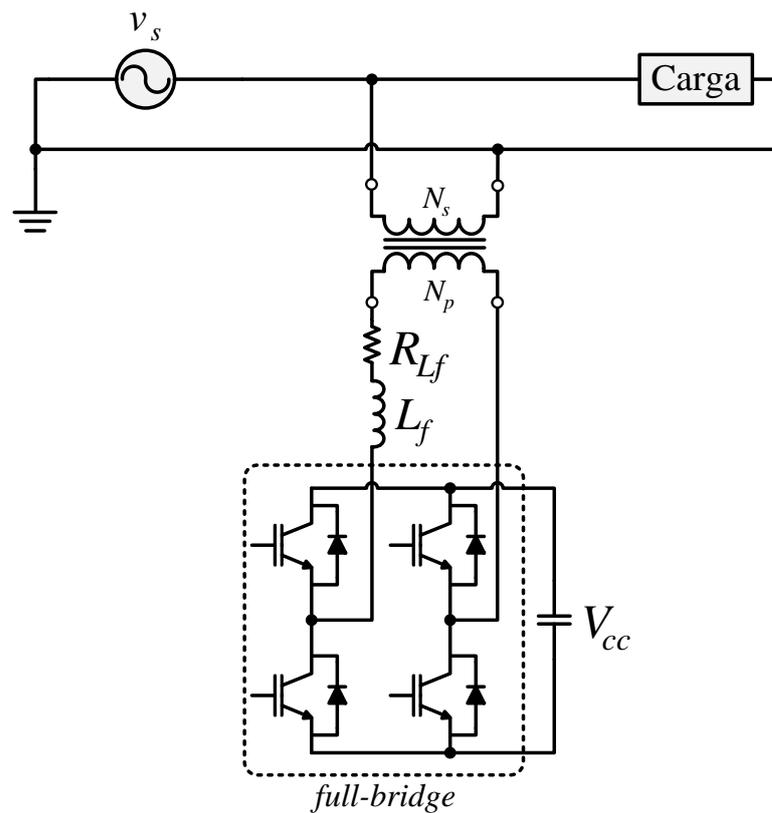


Figura 3.9 – Circuito do conversor monofásico *full-bridge*.

Considera-se que o transformador de isolamento apresenta indutância total de dispersão (L_{dt}), bem como resistência total de dispersão (R_{dt}) (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2006; SANTOS, 2012). Assim, o circuito equivalente do conversor *full-bridge*, considerando a impedância de dispersão do transformador, pode ser representado conforme mostra a Figura 3.10.

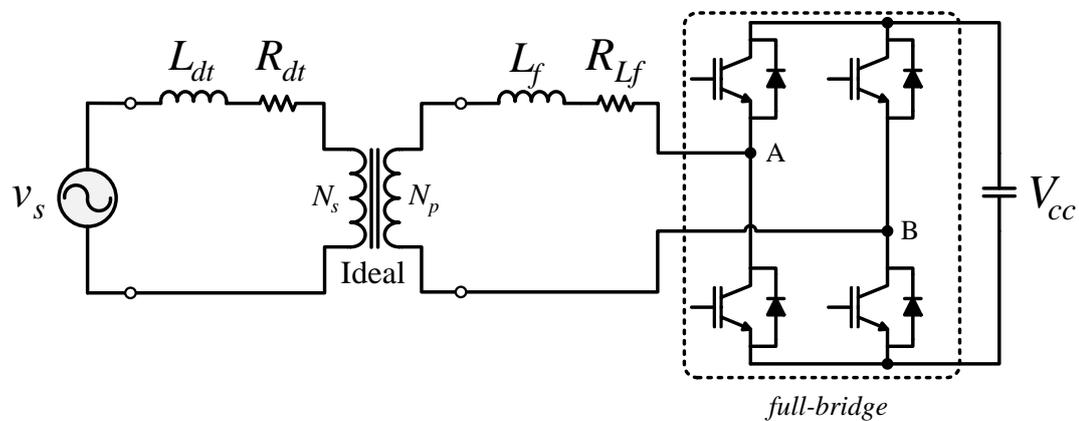


Figura 3.10 – Circuito equivalente considerando a impedância de dispersão do transformador de isolamento.

Considerando as equações (3.17), (3.18) e (3.19), é possível refletir as impedâncias e a fonte de tensão v_s do lado secundário para o lado primário do transformador. Assim, obtêm-se o circuito equivalente do conversor *full-bridge*, conforme mostra a Figura 3.11.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.17)$$

$$V_p = n \cdot V_s \quad (3.18)$$

$$Z_p = n^2 \cdot Z_s \quad (3.19)$$

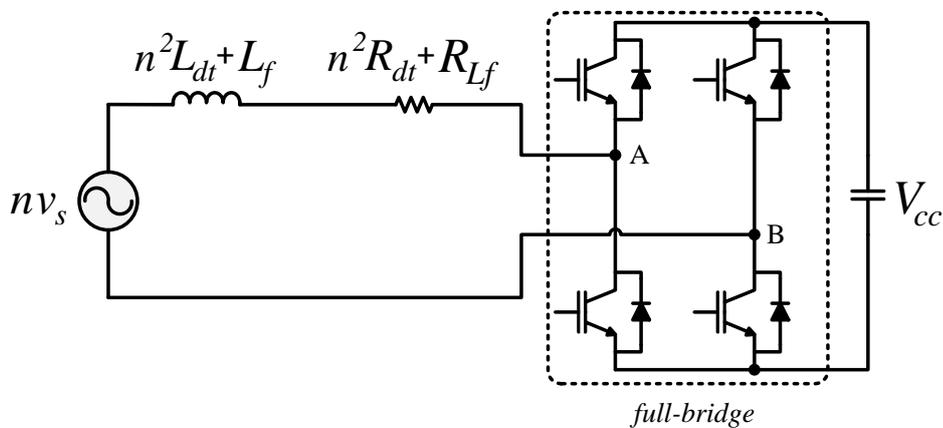


Figura 3.11 – Circuito equivalente do conversor *full-bridge*.

Na operação em três níveis, têm-se a tensão entre os pontos A e B (v_{AB}) variando entre zero e $+V_{cc}$, e entre zero e $-V_{cc}$. Assim, o valor médio de v_{AB} para ambos os casos pode ser calculado pelas equações (3.20) e (3.21), respectivamente (SOUZA, 2000):

$$\langle v_{AB}(t) \rangle = d(t) \cdot V_{cc} \quad (3.20)$$

$$\langle v_{AB}(t) \rangle = -d(t) \cdot V_{cc} \quad (3.21)$$

onde $d(t)$ representa a razão cíclica.

Assim, o circuito equivalente do conversor *full-bridge* pode ser representado conforme mostra a Figura 3.12. Nesta, considera-se $n = 1$, devido a relação de transformação unitária do transformador, bem como $L_{eq} = L_{dt} + L_f$ e $R_{eq} = R_{dt} + R_{Lf}$.

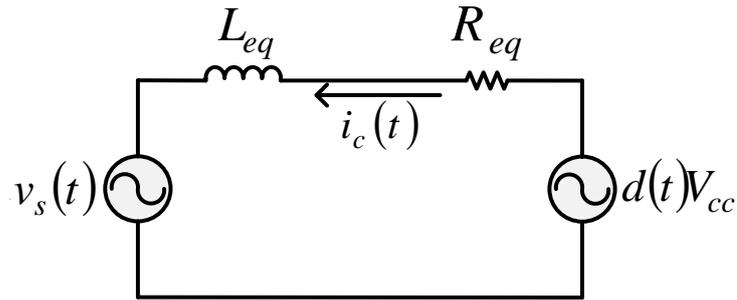


Figura 3.12 – Modelo do conversor monofásico *full-bridge*.

Desenvolvendo a análise de circuito e considerando o valor médio das grandezas de corrente e tensão, é possível escrever a seguinte expressão:

$$d(t)V_{cc} = L_{eq} \frac{d\langle i_c(t) \rangle}{dt} + R_{eq} \langle i_c(t) \rangle + \langle v_s(t) \rangle \quad (3.22)$$

Devido ao fato da frequência de chaveamento ser muito maior que a frequência da rede elétrica, é possível considerar que a tensão da fonte $v_s(t)$ seja constante em um período de comutação. Assim, esta pode ser representada como uma grandeza CC (V_s), conforme mostra a equação (3.23) (SANTOS, 2012):

$$\langle v_s(t) \rangle = V_s \quad (3.23)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica $d(t)$ e na corrente média $\langle i_c(t) \rangle$ do circuito, estas duas grandezas podem ser reescritas conforme mostra as equações (3.24) e (3.25), respectivamente (SOUZA, 2000; LINDEKE, 2003):

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.24)$$

$$\langle i_c(t) \rangle = I_c + \hat{i}_c(t) \quad (3.25)$$

onde D e I_c representam as componentes CC e $\hat{d}(t)$ e $\hat{i}_c(t)$ representam as componentes oscilantes, da razão cíclica e da corrente do circuito, respectivamente.

Substituindo (3.23), (3.24) e (3.25) na equação (3.22), têm-se:

$$DV_{cc} + \hat{d}(t)V_{cc} = L_{eq} \frac{dI_c}{dt} + L_{eq} \frac{d\hat{i}_c(t)}{dt} + R_{eq}I_c + R_{eq}\hat{i}_c(t) + V_s \quad (3.26)$$

Os termos CC desta equação referem-se à resposta em regime permanente do sistema. Portanto, desprezando estas componentes da equação (3.26), obtêm-se o modelo CA dado pela equação (3.27).

$$\hat{d}(t)V_{cc} = L_{eq} \frac{d\hat{i}_c(t)}{dt} + R_{eq}\hat{i}_c(t) \quad (3.27)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* na equação (3.27) obtêm-se a função de transferência do FAPP *full-bridge*, dada por:

$$G_{FB}(s) = \frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (3.28)$$

3.3.1.1 Malha de controle de corrente do FAPP

A Figura 3.13 mostra o diagrama de blocos da malha de controle de corrente do FAPP. Esta malha deve garantir que a corrente a ser injetada na rede pelo FAPP seja a mais próxima possível das correntes de referência obtidas pelos algoritmos SRF.

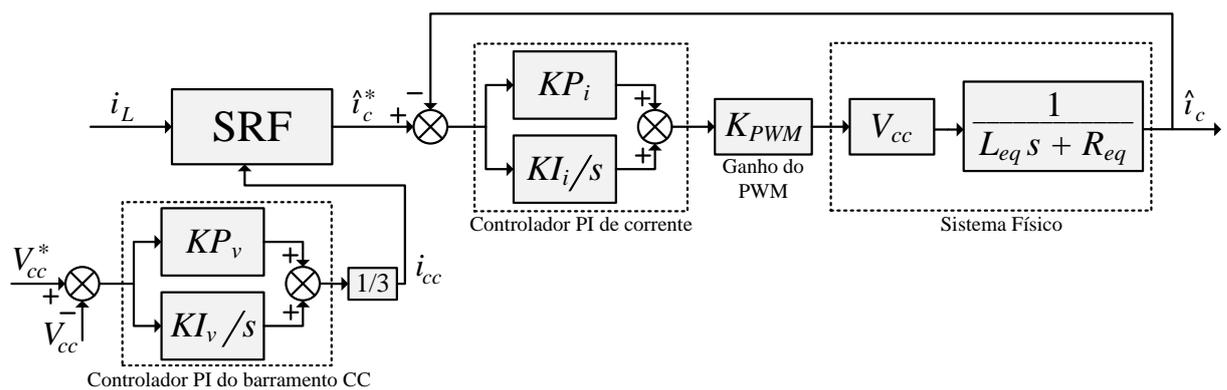


Figura 3.13 – Diagrama em blocos da malha de controle de corrente do FAPP.

Verifica-se nesta figura o ganho do modulador PWM (K_{PWM}), onde este pode ser calculado conforme mostra a equação (3.29) (LINDEKE, 2003).

$$K_{PWM} = \frac{2}{P_{PWM}} \quad (3.29)$$

onde P_{PWM} é o valor de pico da triangular (portadora).

A partir deste diagrama de blocos é possível escrever a função de transferência da malha de controle de corrente, em malha fechada, conforme equação (3.30):

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{i}_c^*(s)} = \frac{K_{PWM}V_{cc}(K_{P_i}s + K_{I_i})}{L_{eq}s^2 + (K_{P_i}K_{PWM}V_{cc} + R_{eq})s + K_{I_i}K_{PWM}V_{cc}} \quad (3.30)$$

3.3.2 Modelagem da malha de tensão do barramento CC do FAPP

Para um sistema monofásico, a potência ativa instantânea (p) é dada por:

$$p = v_s \cdot i_s \quad (3.31)$$

onde v_s e i_s representam as grandezas de corrente e tensão da rede elétrica, respectivamente.

Utilizando o sistema SRF monofásico (Figura 3.5), estas grandezas podem ser representadas por grandezas contínuas no sistema de eixos de referência síncrona, ou seja, v_d e i_d . Desta forma, a potência ativa instantânea p pode ser escrita como:

$$p = \frac{v_d}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_d}{\sqrt{2}} = \frac{v_d \cdot i_d}{2} \quad (3.32)$$

Como o FAPP topologia 3F-B opera de forma independente entre as fases, ou seja, como três sistemas monofásicos distintos, as equações (3.31) e (3.32) podem ser rescritas para um sistema trifásico, conforme mostram as equações (3.33) e (3.34), respectivamente:

$$p = 3 \cdot v_s \cdot i_s \quad (3.33)$$

$$p = \frac{3 \cdot v_d \cdot i_d}{2} \quad (3.34)$$

Considerando que a tensão da rede é livre de harmônicos, bem como que o FAPP atua na compensação da potência reativa e na supressão das componentes harmônicas, têm-se que v_s e i_s são senoidais e encontram-se em fase. Assim, a potência ativa instantânea fundamental (p_m) pode ser obtida através da seguinte equação:

$$p_m = \frac{3 \cdot v_{dm} \cdot i_{dm}}{2} \quad (3.35)$$

onde v_{dm} e i_{dm} representam as grandezas contínuas de corrente e tensão no sistema de eixos síncrono dq .

A corrente de saída do sistema, ou seja, a corrente de carga no eixo síncrono (i_{dL}) é formada por uma parcela fundamental (i_{dLm}) mais uma parcela harmônica (i_{dLh}). Desta forma, a potência ativa instantânea de saída (p_{out}) é calculada pela seguinte expressão:

$$p_{out} = \frac{3v_d \cdot i_{dL}}{2} = \frac{3v_d \cdot i_{dLm} + 3v_d \cdot i_{dLh}}{2} \quad (3.36)$$

Considerando a corrente na rede compensada, é possível afirmar que $i_{dLm} = i_{dm}$, portanto, a equação (3.36) pode ser reescrita por:

$$p_{out} = p_m + \frac{3v_d \cdot i_{dLh}}{2} \quad (3.37)$$

Pelas equações (3.35) e (3.37), a parcela de potência que flui pelos conversores paralelos (p_{sc}) é dada por:

$$p_{sc} = p_m - \left(p_m + \frac{3v_d \cdot i_{dLh}}{2} \right) = \frac{3v_d \cdot i_{dLh}}{2} = p_h \quad (3.38)$$

Admitindo a existência de uma parcela ativa de potência que circula pelos conversores paralelos (p_{cm}), de forma a compensar as perdas, tem-se uma parcela ativa de corrente (i_{cm}) circulando pelo mesmo. Portanto, a equação (3.38) pode ser reescrita como:

$$p_{sc} = \frac{3v_d \cdot i_{cm}}{2} + \frac{3v_d \cdot i_{ch}}{2} = p_{cm} + p_h \quad (3.39)$$

Assumindo que a potência p_{cm} é igual a potência no barramento CC do FAPP (p_{cc}), é possível escrever a seguinte equação:

$$p_{cm} = \frac{3v_d \cdot i_{cm}}{2} = v_{cc} \cdot i_{bcc} = p_{cc} \quad (3.40)$$

onde v_{cc} e i_{bcc} representam a tensão e corrente no barramento CC, respectivamente.

A corrente i_{bcc} pode ser expressa pela seguinte equação:

$$i_{bcc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (3.41)$$

Ou ainda,

$$i_{bcc} = \frac{3v_d \cdot i_{cm}}{2v_{cc}} \quad (3.42)$$

Igualando (3.41) e (3.42), tem-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{3}{2C_{cc}} \frac{v_d \cdot i_{cm}}{v_{cc}} \quad (3.43)$$

Adotando a modelagem por pequenos sinais, a equação (3.43) pode ser escrita considerando os valores médios instantâneos das grandezas v_{cc} e i_{cm} , assim obtêm-se:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle \frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{3}{2C_{cc}} v_d \cdot \langle i_{cm}(t) \rangle \quad (3.44)$$

Aplicando perturbações na tensão média $\langle v_{cc}(t) \rangle$ e na corrente média $\langle i_{cm}(t) \rangle$, estas duas grandezas podem ser reescritas conforme as equações (3.45) e (3.46), respectivamente:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle = V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t) \quad (3.45)$$

$$\langle i_{cm}(t) \rangle = I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t) \quad (3.46)$$

Assim, a equação (3.44) pode ser reescrita por:

$$[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right] = \frac{3}{2C_{cc}} [v_d \cdot (I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t))] \quad (3.47)$$

Manipulando (3.47) encontra-se (3.48) como segue:

$$\frac{V_{cc}dV_{cc}}{dt} + \frac{V_{cc}d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t)dV_{cc}}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t)d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{3}{2C_{cc}} [v_d \cdot I_{cm} + v_d \cdot \hat{i}_{cm}(t)] \quad (3.48)$$

Desconsiderando os termos CC e o termo AC não linear de (3.48), obtêm-se:

$$\frac{V_{cc}d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t)dV_{cc}}{dt} = \frac{3}{2C_{cc}} v_d \cdot \hat{i}_{cm}(t) \quad (3.49)$$

Como a derivada de uma constante é nula, (3.49) torna-se:

$$\frac{V_{cc}d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{3}{2C_{cc}} v_d \cdot \hat{i}_{cm}(t) \quad (3.50)$$

Manipulando (3.50) e aplicando a transformada de *Laplace*, obtêm-se a função de transferência da planta do barramento CC, como segue.

$$G_{Pcc}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{cm}(s)} = \frac{3v_d}{2C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot s} \quad (3.51)$$

3.3.2.1 Malha de controle da tensão do barramento CC do FAPP

A Figura 3.14 mostra o diagrama em blocos que representa a malha de tensão do barramento CC do FAPP. Esta malha é responsável em manter constante e no valor de referência especificado a tensão no barramento CC. Para que esta malha não distorça a corrente de referência da malha de corrente, esta deve apresentar uma ação lenta e atuar somente na amplitude da corrente de referência, de modo que o FAPP controle o fluxo de potência ativa entre a rede e o barramento CC, de forma a compensar as perdas nos conversores e, conseqüentemente, manter constante a tensão no barramento.

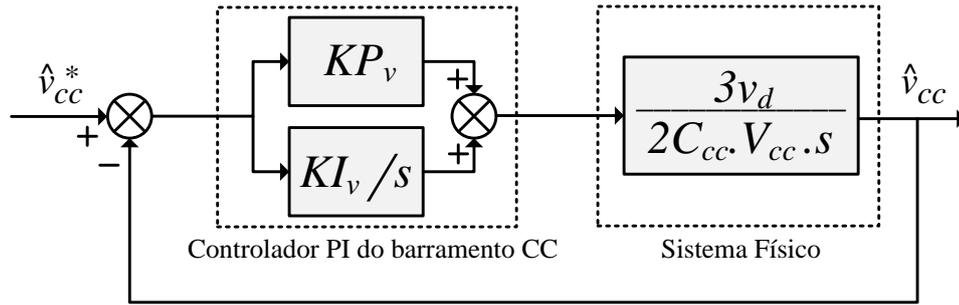


Figura 3.14 – Diagrama em blocos da malha de controle de tensão do barramento CC.

Considerando este diagrama de blocos, a função de transferência do sistema de controle da tensão do barramento CC, em malha fechada, é representada pela equação (3.52).

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{v}_{cc}^*(s)} = \frac{3v_d K P_v s + 3v_d K I_v}{2C_{cc} V_{cc} s^2 + 3v_d K P_v s + 3v_d K I_v} \quad (3.52)$$

3.3.2.2 Dimensionamento do capacitor do barramento CC do FAPP

O dimensionamento do capacitor do barramento CC (C_{cc}) do FAPP pode ser calculado através da equação (3.53) (SILVA, 2001).

$$C_{cc} = \frac{P_M}{\varepsilon \omega_o V_{cc}^2} \quad (3.53)$$

onde P_M e V_{cc} representam, respectivamente, a potência e a tensão média no barramento CC; $\omega_o = 2\pi f_o$ (rad/s) representa a frequência angular da ondulação da tensão no capacitor C_{cc} .

Já a regulação da tensão do barramento CC, definida por ε , é calculada por:

$$\varepsilon = \frac{V_{cc_{max}} - V_{cc_{min}}}{V_{cc}} \quad (3.54)$$

onde $V_{cc_{max}}$ e $V_{cc_{min}}$ representam os valores máximo e mínimo de tensão no barramento CC, respectivamente.

3.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o FAPP trifásico a quatro-fios topologia 3F-B, no qual é implementado utilizando três conversores monofásicos *full-bridge* compartilhando o mesmo barramento CC. Foi apresentada a descrição da modulação utilizada, do sistema PLL monofásico, bem como os algoritmos utilizados para geração das correntes de referências de compensação do FAPP, sendo estes baseados no sistema de eixo de referência síncrona (SRF). Por fim, foi apresentada a modelagem matemática do FAPP, bem como a descrição das malhas de controle de corrente e tensão do barramento CC que servirão de base para o projeto dos controladores de corrente e tensão do FAPP.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a metodologia empregada no projeto de dois tipos de controladores, sendo eles o controlador PI (Proporcional-Integral) e o PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Também é apresentado o dimensionamento dos controladores que poderão ser utilizados nas malhas de corrente e tensão do FAPP, bem como os métodos utilizados para a discretização dos mesmos.

A metodologia empregada no projeto dos dois controladores citados pode ser dividida em três etapas, as quais são apresentadas a seguir:

- Etapa 1 – Obtenção do ângulo de fase desejado para a frequência de cruzamento especificada, utilizando a função de transferência da planta;
- Etapa 2 – Inclusão de um compensador de fase em série com a planta, de modo a ajustar o ângulo de fase do sistema compensado, em malha aberta, de acordo com a margem de fase desejada;
- Etapa 3 – Inclusão de um ganho em série com o sistema compensado, de modo a fazer com que o módulo do sistema compensado em malha aberta cruze 0dB na frequência de cruzamento especificada.

Com base nesta metodologia de projeto, são determinados os possíveis controladores PI e PID, a serem utilizados nas malhas de corrente de cada uma das fases do FAPP, bem como o controlador PI a ser utilizado na malha de tensão do barramento CC.

4.2 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR PI

Na primeira etapa da metodologia de projeto do controlador PI, inicialmente, considera-se a função de transferência do sistema (G_p) dada por (4.1), sendo esta a função do sistema físico (G_{FB}) em série com o ganho do modulador PWM (K_{PWM}).

$$G_p(s) = K_{PWM} \frac{V_{cc}}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (4.1)$$

Considerando $K = K_{PWM} \cdot V_{cc}$, $L_{eq} = L$ e $R_{eq} = R$, a equação (4.1) pode ser reescrita como:

$$G_p(s) = \frac{K}{Ls + R} \quad (4.2)$$

O ângulo de fase desta planta (φ_p), em uma dada frequência de cruzamento ω_c , pode ser obtido por:

$$\varphi_p = \angle G_p(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (4.3)$$

Assim, substituindo s por $j\omega_c$, a equação (4.2) pode ser escrita como:

$$G_p(j\omega_c) = \frac{K}{Lj\omega_c + R} \quad (4.4)$$

Multiplicando ambos os termos de (4.4) por $R - Lj\omega_c$, têm-se:

$$G_p(j\omega_c) = \left(\frac{K}{Lj\omega_c + R} \right) \left(\frac{R - Lj\omega_c}{R - Lj\omega_c} \right) \quad (4.5)$$

Assim, manipulando matematicamente (4.5), a equação (4.6) é encontrada:

$$G_p(j\omega_c) = \left(\frac{KR}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) - j \left(\frac{KL\omega_c}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) \quad (4.6)$$

A Figura 4.1 mostra o plano complexo referente à equação (4.6), onde são mostradas suas componentes real e imaginária.

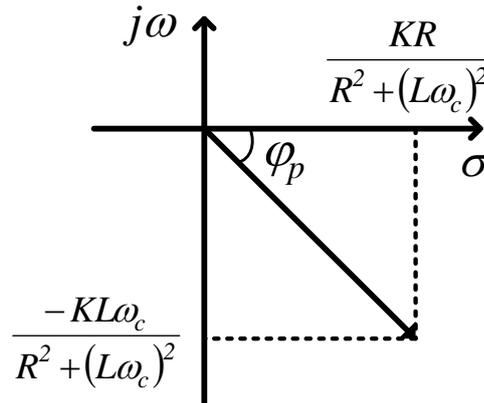


Figura 4.1 – Plano complexo com as coordenadas de G_p .

A partir deste plano de coordenadas, é possível escrever a seguinte expressão:

$$\operatorname{tg}(\varphi_p) = \left(\frac{-KL\omega_c}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) \left(\frac{R^2 + (L\omega_c)^2}{KR} \right) \quad (4.7)$$

Manipulando (4.7) obtém-se a equação de cálculo do ângulo de fase da planta (φ_p) na frequência de cruzamento especificada (ω_c), sendo esta dada pela equação (4.8).

$$\varphi_p = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{-L\omega_c}{R} \right) \quad (4.8)$$

Uma vez encontrado o ângulo de fase da planta φ_p inicia-se a Etapa 2 da metodologia apresentada. Desta forma, deve-se incluir um compensador de fase em série com a planta, de modo que o sistema compensado apresente, em malha aberta, ângulo de fase em ω_c de acordo com a margem de fase desejada (MF_d). Para isto, considera-se a função de transferência $C(s)$ dada pela equação abaixo:

$$C(s) = \left(\frac{Ts + 1}{s} \right) \quad (4.9)$$

Substituindo s por $j\omega_c$ (4.9) pode ser reescrita por:

$$C(j\omega_c) = \frac{Tj\omega_c + 1}{j\omega_c} \quad (4.10)$$

Multiplicando ambos os termos por $j\omega_c$ e através de algumas manipulações matemáticas, a equação (4.10) pode ser reescrita como segue:

$$C(j\omega_c) = T - \frac{j}{\omega_c} \quad (4.11)$$

A Figura 4.2 mostra o plano complexo referente à equação (4.11), onde são mostradas suas componentes real e imaginária.

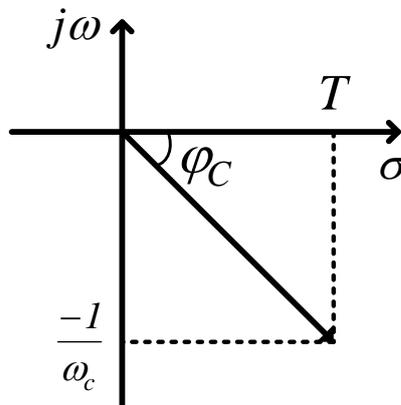


Figura 4.2 – Plano complexo com as coordenadas de C .

A partir do plano complexo mostrado na Figura 4.2, é possível determinar a constante T , conforme equação (4.12).

$$T = \frac{-1}{\operatorname{tg}(\varphi_C)\omega_c} \quad (4.12)$$

onde:

$$\varphi_C = MF_d - (\varphi_p + 180^\circ) \quad (4.13)$$

representa a compensação angular a ser imposta pelo controlador. Aplicando a constante T em (4.9), e inserindo esta em série com a função de transferência da planta, têm-se a função de transferência em malha aberta do sistema compensado (G_{MAC}), conforme mostra a equação (4.14).

$$G_{MAC}(s) = \left(\frac{Ts + 1}{s}\right) \left(\frac{K}{Ls + R}\right) \quad (4.14)$$

Considerando a obtenção da função de transferência (G_{MAC}), inicia-se a Etapa 3 da metodologia de projeto do controlador PI.

Para garantir a margem de fase desejada MF_d , deve-se encontrar o valor do ganho a ser aplicado no sistema compensado, de modo que a curva de magnitude deste cruze a linha 0dB na frequência ω_c . Para isso, inicialmente, substitui-se s por $j\omega_c$ na equação (4.14), conforme mostra (4.15).

$$G_{MAC}(j\omega_c) = \frac{KTj\omega_c + K}{-L\omega_c^2 + Rj\omega_c} \quad (4.15)$$

Multiplicando ambos os termos de (4.15) por $-L\omega_c^2 - Rj\omega_c$ e desenvolvendo manipulações matemáticas, têm-se:

$$G_{MAC}(j\omega_c) = \left(\frac{KTR\omega_c^2 - KL\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right) + \left(\frac{-KTLj\omega_c^3 - KRj\omega_c}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right) \quad (4.16)$$

onde o módulo desta função é obtido através de:

$$|G_{MAC}(j\omega_c)| = \sqrt{\left(\frac{KTR\omega_c^2 - KL\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right)^2 + \left(\frac{-KTL\omega_c^3 - KR\omega_c}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right)^2} \quad (4.17)$$

O valor do módulo de G_{MAC} , em dB , pode ser determinado por (4.18).

$$|G_{MAC}|_{dB} = 20 \log_{10}(|G_{MAC}|) \quad (4.18)$$

Determinado o módulo de G_{MAC} , obtêm-se o valor do ganho a ser aplicado neste sistema (K_c), através da equação (4.20).

$$K_{c_{dB}} = -|G_{MAC}|_{dB} \quad (4.19)$$

$$K_c = 10^{\left(\frac{K_{c_{dB}}}{20}\right)} = \frac{1}{|G_{MAC}|} \quad (4.20)$$

Desta forma, a função de transferência, em malha aberta, do controlador em série com a planta pode ser escrita pela equação (4.21), concluindo a metodologia de projeto proposta:

$$G_{MAPI}(s) = K_c \left(\frac{Ts + 1}{s} \right) \left(\frac{K}{Ls + R} \right) \quad (4.21)$$

Assim, a função de transferência do controlador PI (G_{PI}) é dada por:

$$G_{PI}(s) = \left(\frac{K_c Ts + K_c}{s} \right) = \left(\frac{KPs + KI}{s} \right) \quad (4.22)$$

Portanto, os ganhos KP e KI são:

$$KP = K_c \cdot T \quad KI = K_c \quad (4.23)$$

4.2.1 Projeto do controlador PI da malha de corrente do FAPP

A Tabela 4.1 mostra as especificações adotadas para projeto dos três controladores PI, utilizados no controle das malhas de corrente de cada uma das fases do FAPP.

Tabela 4.1 – Especificações para projeto dos controladores PI de corrente.

Frequência de chaveamento dos conversores <i>full-bridge</i>	$f_{ch} = 20\text{kHz}$
Margem de fase desejada	$MF_d = 67^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} / 16$
Indutância de acoplamento	$L_f = 0,547\text{mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{Lf} = 0,22\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador	$L_{dt} = 1,082\text{mH}$
Resistência total de dispersão do transformador	$R_{dt} = 0,265\Omega$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 230\text{V}$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 5,333 \times 10^{-4}$

Utilizando a equação (4.1) e os parâmetros da Tabela 4.1, determina-se a função de transferência da planta, conforme (4.24).

$$G_p(s) = 5,333 \times 10^{-4} \frac{230}{1,629 \times 10^{-3} s + 0,485} \quad (4.24)$$

Utilizando a equação (4.8), têm-se o ângulo de fase da planta (φ_p) na frequência ω_c , conforme segue equação abaixo:

$$\varphi_p = \text{tg}^{-1} \left(\frac{-1,629 \times 10^{-3} * 7,854 \times 10^3}{0,485} \right) \rightarrow \varphi_p = -87,829^\circ \quad (4.25)$$

Conhecido φ_p e especificado a MF_d , determina-se o ângulo de fase da função C através de (4.13), e a constante T através de (4.12), conforme segue abaixo:

$$\varphi_c = 67^\circ - (-87,829^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_c = -25,171^\circ \quad (4.26)$$

$$T = \frac{-1}{\text{tg}(-25,171) * 7,859 \times 10^3} \rightarrow T = 2,7 \times 10^{-4} \quad (4.27)$$

A partir do valor da constante T , são obtidas as funções $C(s)$ e $G_{MAC}(s)$, conforme mostram as equações (4.28) e (4.29), respectivamente.

$$C(s) = \left(\frac{2,7e^{-4}s + 1}{s} \right) \quad (4.28)$$

$$G_{MAC}(s) = \left(\frac{2,7 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \left(\frac{0,122}{1,629 \times 10^{-3}s + 0,485} \right) \quad (4.29)$$

A Figura 4.3 mostra o diagrama em blocos do sistema parcialmente compensado em malha aberta $G_{MAC}(s)$.

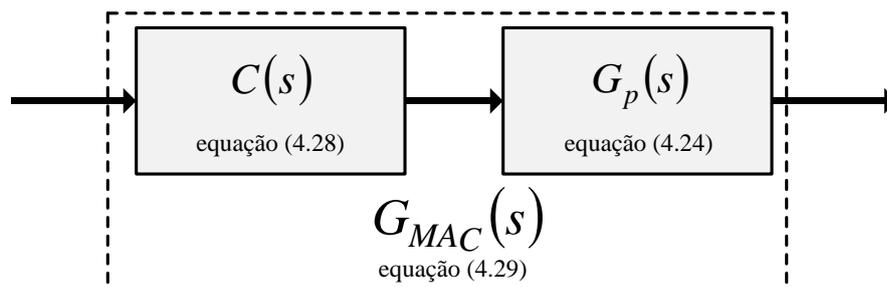


Figura 4.3 – Diagrama em blocos da função de transferência G_{MAC} .

A partir de G_{MAC} , obtêm-se seu respectivo valor de módulo através da equação (4.17). Com este valor de módulo e utilizando (4.20), determina-se o ganho K_c , conforme mostra a equação (4.30).

$$K_c = \frac{1}{2,867 \times 10^{-6}} \rightarrow K_c = 3,48 \times 10^5 \quad (4.30)$$

Com o valor de K_c e utilizando (4.21), obtêm-se a função de transferência G_{MAPI} , conforme é dado pela equação (4.31).

$$G_{MAPI}(s) = 3,48 \times 10^5 \left(\frac{2,7 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \left(\frac{0,122}{1,629 \times 10^{-3}s + 0,485} \right) \quad (4.31)$$

A Figura 4.4 mostra o diagrama em blocos do sistema compensado $G_{MAPI}(s)$.

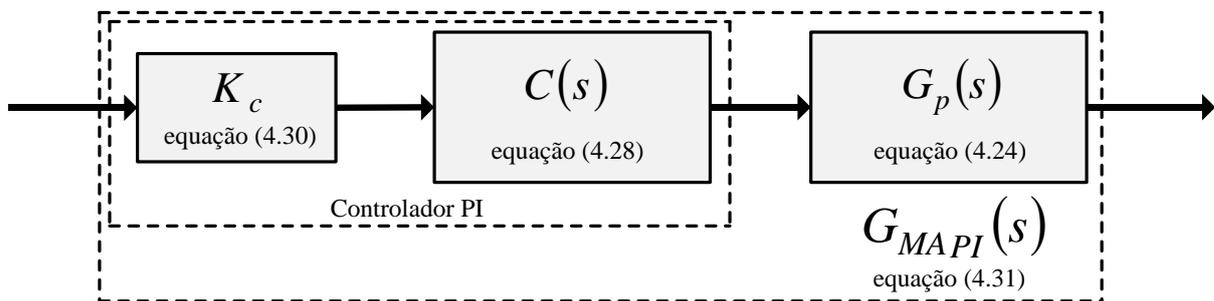


Figura 4.4 – Diagrama em blocos da função de transferência G_{MAPI}

A Figura 4.5 mostra a resposta em frequência de G_p , G_{MAC} e G_{MAPI} . Através deste diagrama, verifica-se ângulo de fase de G_p de $-87,829^\circ$. Já o sistema compensado G_{MAC} apresenta ângulo de fase de -113° em ω_c , ou seja, o sistema teve um atraso de fase de $25,171^\circ$. Após a inclusão de K_c , a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0dB na frequência ω_c . Portanto, o sistema compensado G_{MAPI} apresenta 67° de margem de fase na frequência de $7,854 \times 10^3$ rad/s, comprovando que controlador PI projetado atende as especificações desejadas.

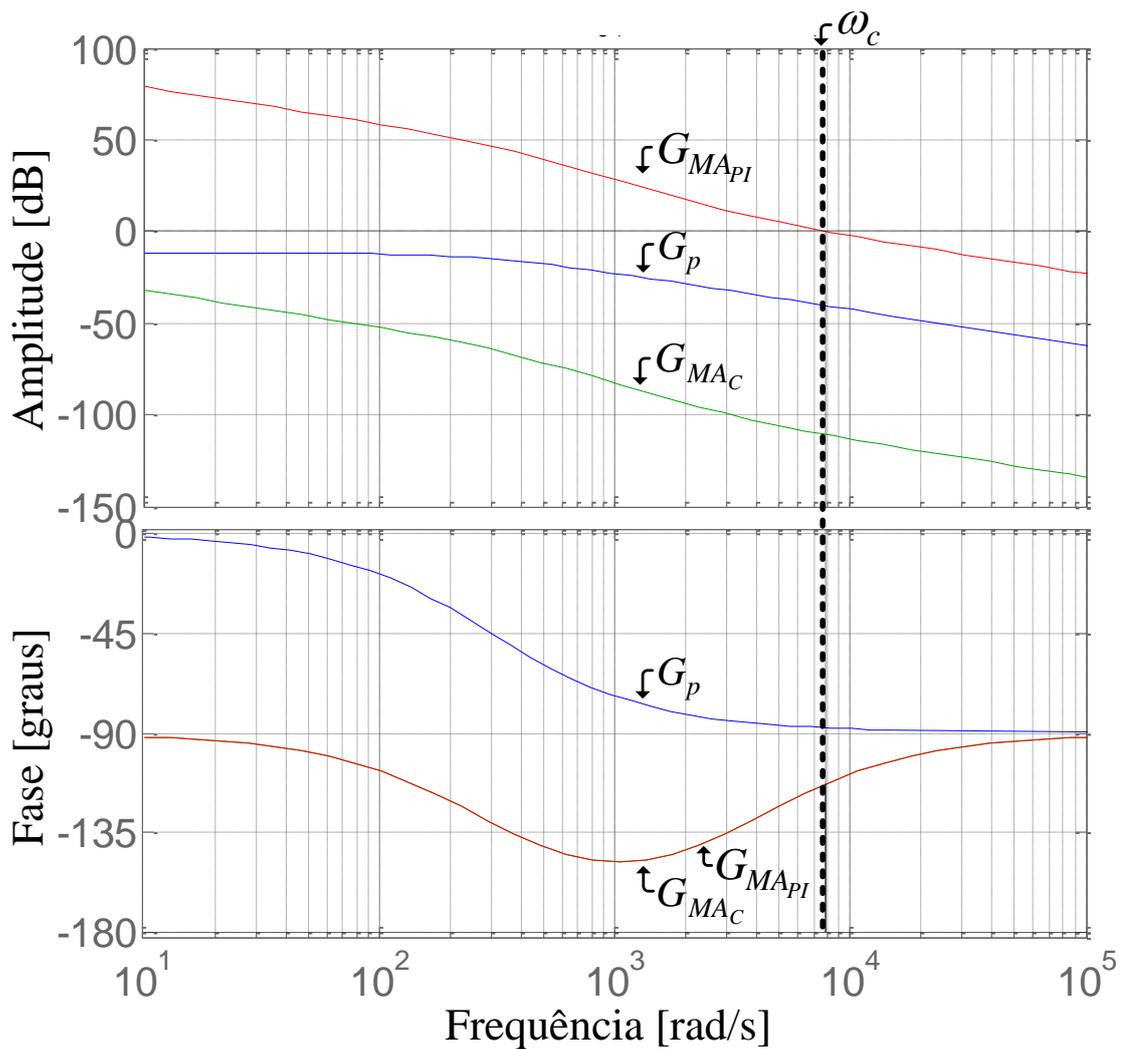


Figura 4.5 – Resposta em frequência das funções G_p , G_{MAC} e G_{MAPI} .

A Tabela 4.2 mostra os ganhos KP_i e KI_i , utilizados nos controladores PI das malhas de corrente do FAPP.

Tabela 4.2 – Ganhos dos controladores PI das malhas de corrente.

$$KP_i = 95 \Omega$$

$$KI_i = 3,5 \times 10^5 \Omega/s$$

De forma a verificar a banda passante da malha de corrente do FAPP com o controlador PI projetado, é mostrado na Figura 4.6 o diagrama de bode do sistema em malha fechada. Verifica-se que a faixa de passagem deste sistema é de aproximadamente 1600Hz.

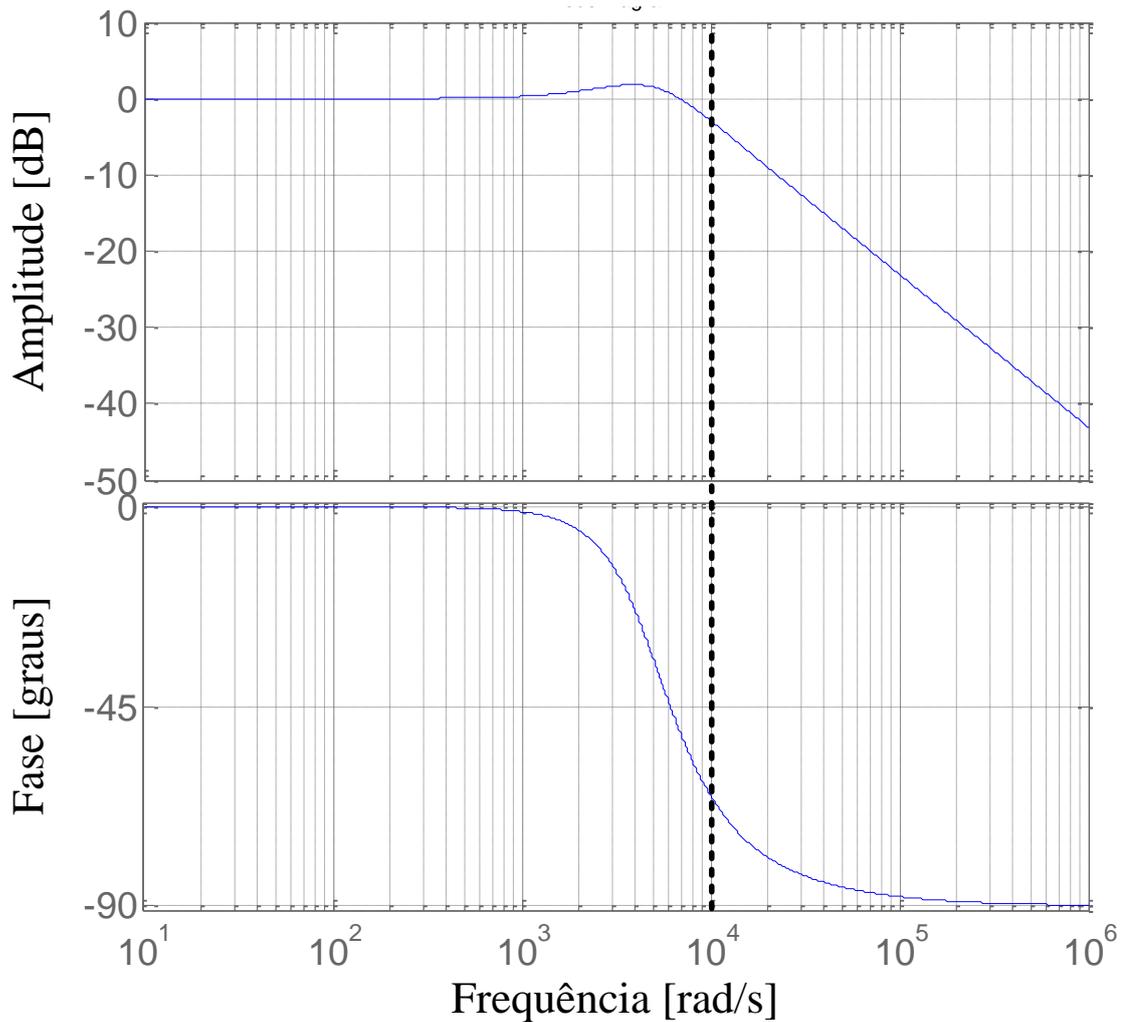


Figura 4.6 – Resposta em frequência da malha de corrente com o controlador PI.

4.2.2 Projeto do controlador PI da malha de tensão do barramento CC do FAPP

O procedimento adotado para o projeto do controlador PI, utilizado na malha de tensão do barramento CC, é o mesmo utilizado no projeto do PI da malha de corrente. O que difere é a função de transferência da planta do barramento CC.

A Tabela 4.3 mostra as especificações adotadas para projeto deste controlador. Verifica-se que a frequência de ondulação da tensão do barramento CC (f_o) é especificada em 120Hz, devido à analogia com o retificador monofásico em ponte completa (MODESTO, 2007).

Tabela 4.3 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão.

Frequência de ondulação do barramento CC	$f_o = 120\text{Hz}$
Margem de fase desejada	$MF_d = 88^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_o / 5$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 2,115\text{mF}$
Tensão no barramento CC	$V_{cc} = 230\text{V}$
Tensão de fase da rede no eixo síncrono d	$v_d = 180\text{V}$

Pela equação (3.51) e utilizando as especificações de projeto apresentadas na Tabela 4.3, a função de transferência da planta de tensão do barramento CC ($G_{P_{cc}}$) pode ser representada por (4.32):

$$G_{P_{cc}}(s) = \frac{3 * 180}{2 * 2,115 \times 10^{-3} * 230 \cdot s} \quad (4.32)$$

Desenvolvendo a modelagem matemática descrita na seção 4.2, obtêm-se o ângulo de fase desta planta na frequência ω_c , sendo $\varphi_{p_{cc}} = -90^\circ$. Conhecido $\varphi_{p_{cc}}$ e especificado a MF_d , determina-se o ângulo de fase da função C_{cc} através de (4.13), e a constante T através de (4.12), conforme segue abaixo.

$$\varphi_{C_{cc}} = 88^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_{C_{cc}} = -2^\circ \quad (4.33)$$

$$T = \frac{-1}{\text{tg}(-2) * 150,8} \rightarrow T = 0,189 \quad (4.34)$$

A partir do valor da constante T , são obtidas as funções C_{cc} e $G_{MA_{C_{cc}}}$, conforme mostram as equações (4.35) e (4.36), respectivamente.

$$C_{cc}(s) = \left(\frac{0,189s + 1}{s} \right) \quad (4.35)$$

$$G_{MA_{C_{cc}}}(s) = \left(\frac{0,189s + 1}{s} \right) \left(\frac{3 * 180}{2 * 2,115 \times 10^{-3} * 230 \cdot s} \right) \quad (4.36)$$

A Figura 4.7 mostra o diagrama em blocos de $G_{MA_{C_{cc}}}(s)$.

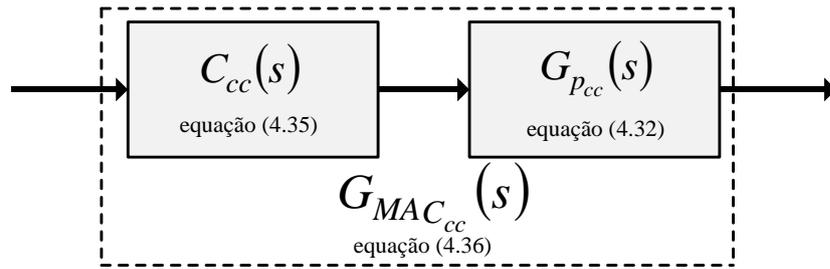


Figura 4.7 – Diagrama em blocos da função de transferência $G_{MAC_{cc}}$.

Assim, a partir de $G_{MAC_{cc}}$, obtêm-se seu respectivo valor de módulo, conforme equação (4.37). Com este valor de módulo e utilizando (4.20), determina-se o ganho K_c , conforme mostra a equação (4.38).

$$\left| G_{MAC_{cc}}(j\omega_c) \right| = \sqrt{\left(\frac{-3v_d}{2C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot \omega_c^2} \right)^2 + \left(\frac{-3v_d T \omega_c}{2C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot \omega_c^2} \right)^2} \rightarrow \left| G_{MAC_{cc}}(j\omega_c) \right| = 0,699 \quad (4.37)$$

$$K_c = \frac{1}{0,699} \rightarrow K_c = 1,429 \quad (4.38)$$

Aplicando K_c em $G_{MAC_{cc}}(s)$, obtêm-se a função de transferência $G_{MAPI_{cc}}(s)$, conforme mostra a equação (4.39).

$$G_{MAPI_{cc}}(s) = 1,429 \left(\frac{0,189s + 1}{s} \right) \left(\frac{3 * 180}{2 * 2,115 \times 10^{-3} * 230 \cdot s} \right) \quad (4.39)$$

A Figura 4.8 mostra o diagrama em blocos de $G_{MAPI_{cc}}(s)$.

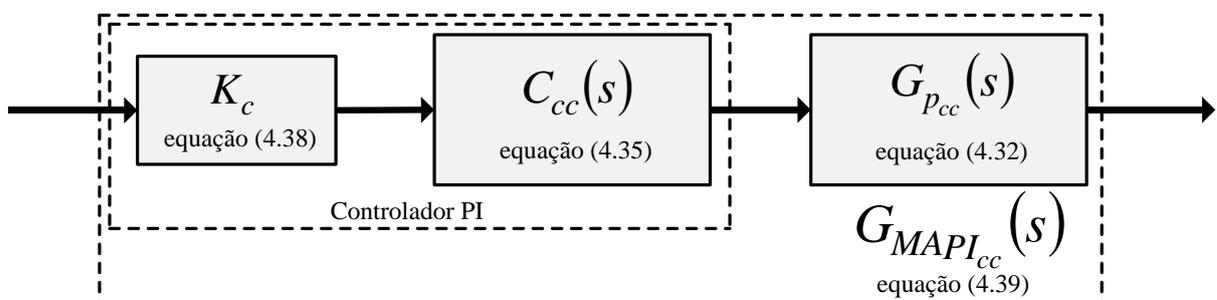


Figura 4.8 – Diagrama em blocos da função de transferência $G_{MAPI_{cc}}$.

A Figura 4.9 mostra a resposta em frequência de $G_{p_{cc}}$, $G_{MA_{Ccc}}$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}$. Através deste diagrama, verifica-se ângulo de fase de $G_{p_{cc}}$ de -90° . Já o sistema compensado $G_{MA_{Ccc}}$ apresenta ângulo de fase de -92° em ω_c , ou seja, o sistema teve um atraso de fase de 2° . Após a inclusão de K_c , a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0dB na frequência ω_c . Portanto, o sistema compensado $G_{MA_{PI_{cc}}}$ apresenta 88° de margem de fase na frequência de $150,8\text{rad/s}$, comprovando que controlador PI projetado atende as especificações desejadas.

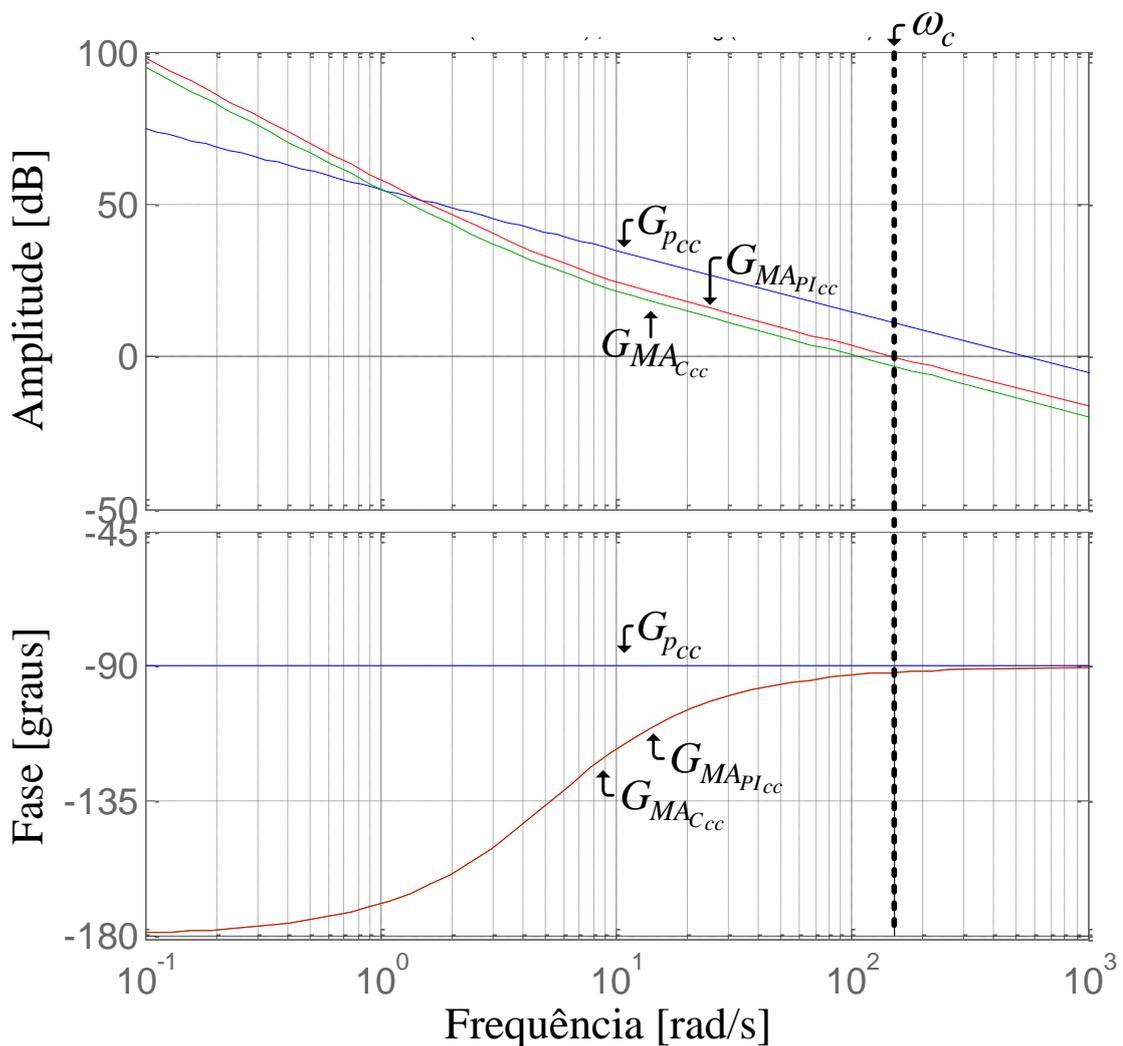


Figura 4.9 – Resposta em frequência das funções $G_{p_{cc}}$, $G_{MA_{Ccc}}$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}$.

A Tabela 4.4 mostra os ganhos KP_v e KI_v , utilizados no controlador PI da malha de tensão do barramento CC.

Tabela 4.4 – Ganhos do controlador PI da malha de tensão.

$$K P_v = 0,271 \Omega$$

$$K I_v = 1,42 \Omega/s$$

Já a Figura 4.10 mostra o diagrama de bode da função de transferência em malha fechada do barramento CC. Verifica-se que a faixa de passagem deste sistema encontra-se em torno de 25 Hz.

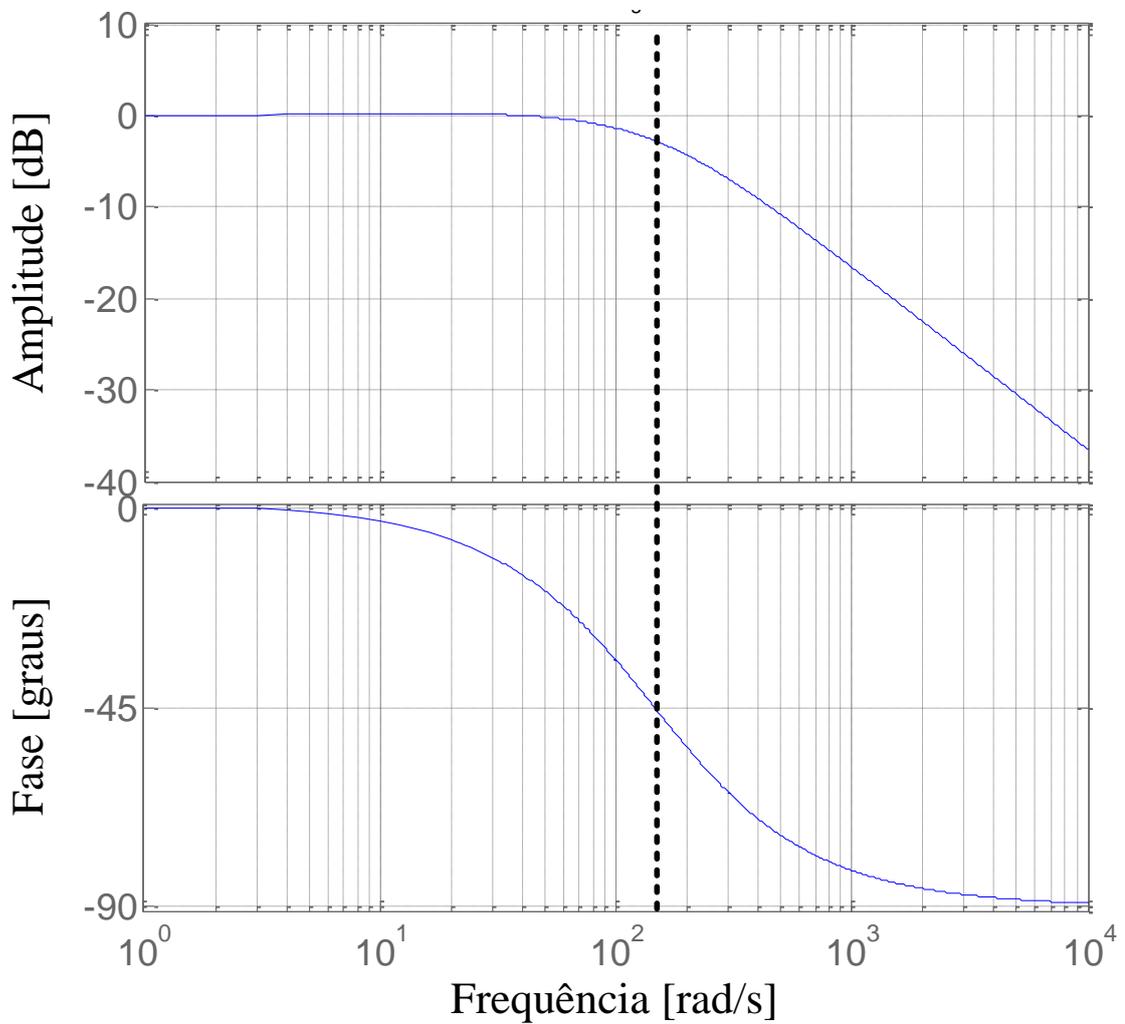


Figura 4.10 – Resposta em frequência da função em malha fechada do barramento CC.

4.2.3 Discretização do controlador PI

Seja a função de transferência do controlador PI dada por:

$$G_{PI}(s) = \frac{KPs + KI}{s} = KP \left(\frac{s + KI/KP}{s} \right) \quad (4.40)$$

Para a obtenção da função de transferência discreta (domínio z) deste controlador, foi utilizado o método trapezoidal de discretização, também denominado método de *tustin* ou transformação bilinear. Este método consiste na aplicação da seguinte substituição na função de transferência do controlador:

$$s \leftarrow \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.41)$$

Substituindo (4.41) em (4.40) obtêm-se:

$$G_{PI}(z) = \frac{KP \left(\frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} + \frac{KI}{KP} \right)}{\frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}} \quad (4.42)$$

Manipulando matematicamente, (4.42) pode ser reescrita como:

$$G_{PI}(z) = \frac{(2KP + T_s KI)}{2} \left[1 + \frac{z^{-1}(T_s KI - 2KP)}{(2KP + T_s KI)} \right] \frac{1}{(1 - z^{-1})} \quad (4.43)$$

Assim, determina-se $G_{PI}(z)$ através da equação (4.44):

$$G_{PI}(z) = a \left[\frac{1 + bz^{-1}}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (4.44)$$

onde:

$$a = \frac{(2KP + T_s KI)}{2} \quad b = \frac{(T_s KI - 2KP)}{(2KP + T_s KI)} \quad (4.45)$$

A partir da equação (4.44), é possível obter a equação a diferenças do controlador PI, como segue:

$$G_{PI}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a + abz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.46)$$

Isolando $U(z)$ em (4.46) têm-se:

$$U(z) = aE(z) + abE(z)z^{-1} + U(z)z^{-1} \quad (4.47)$$

Aplicando a transformada-z inversa em (4.47), obtém-se

$$u(k) = ae(k) + ab e(k - 1) + u(k - 1) \quad (4.48)$$

onde k representa a amostra atual e $k - 1$ representa uma amostra anterior do sistema.

A equação a diferenças dos controladores PI das malhas de controle de corrente do FAPP é dada por (4.49), enquanto (4.50) representa a equação a diferenças do controlador PI da malha de tensão do barramento CC, ambas implementadas em linguagem C no processador digital de sinal (DSP - *Digital Signal Processing*). A taxa de amostragem (t_a) utilizada é de 60ks/s, assim têm-se $T_s = 16,66\mu s$.

$$u(k) = 97,916667 e(k) - 92,083334 e(k - 1) + u(k - 1) \quad (4.49)$$

$$u(k) = 0,271011 e(k) - 0,270988 e(k - 1) + u(k - 1) \quad (4.50)$$

4.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR PID

Como o controlador PID é equivalente a um PI em série com um PD (Proporcional-Derivativo), o projeto será efetuado de forma separada para o PI e o PD, de

forma que o PID equivalente satisfaça as condições de projeto em termos de margem de fase e frequência de cruzamento de ganho. Se a margem de fase desejada for MF_d , assume-se que a compensação imposta pelo PI garantirá uma margem de fase $MF_{PI} = MF_d - \varphi_{C_{PD}}$, onde $\varphi_{C_{PD}}$ é a parcela de contribuição angular do PD na frequência de cruzamento de ganho. Dessa forma, além de MF_d e ω_c , as parcelas angulares de contribuição do PI e do PD também são especificações de projeto.

Obtida φ_p (Etapa 1), deve-se incluir um compensador de fase em série com a planta, de modo que o sistema compensado apresente, em malha aberta, ângulo de fase em ω_c de acordo com a margem de fase desejada MF_d . Para isto, considera-se a função do PI ($C_{PI}(s)$) e a do PD ($C_{PD}(s)$), dadas por (4.51) e (4.52) respectivamente.

$$C_{PI}(s) = \frac{T_{PI}s + 1}{s} \quad (4.51)$$

$$C_{PD}(s) = T_{PD}s + 1 \quad (4.52)$$

Substituindo s por $j\omega_c$, as equações (4.51) e (4.52) podem ser reescritas por:

$$C_{PI}(j\omega_c) = \frac{T_{PI}j\omega_c + 1}{j\omega_c} \quad (4.53)$$

$$C_{PD}(j\omega_c) = T_{PD}j\omega_c + 1 \quad (4.54)$$

Manipulando matematicamente (4.53), esta pode ser reescrita como:

$$C_{PI}(j\omega_c) = T_{PI} - \frac{j}{\omega_c} \quad (4.55)$$

A partir das equações (4.54) e (4.55), obtêm-se o plano complexo das mesmas, sendo o plano referente à função $C_{PI}(s)$ mostrado na Figura 4.11 (a) e o plano referente à função $C_{PD}(s)$ mostrado na Figura 4.11 (b).

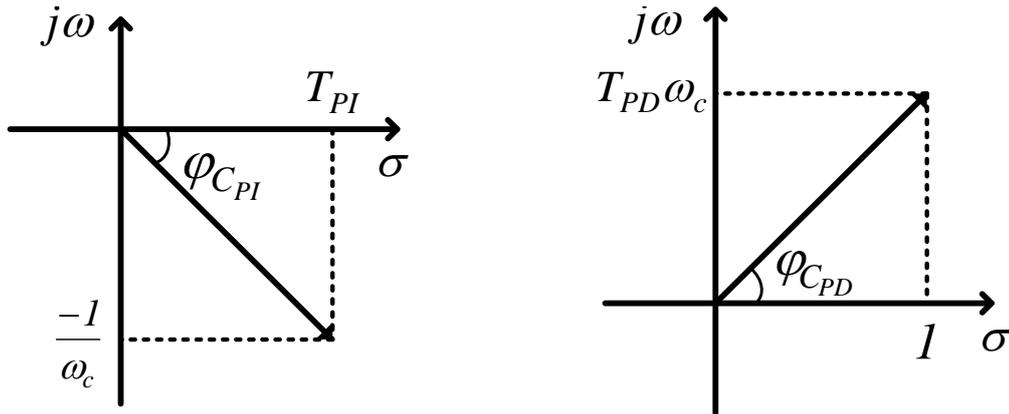


Figura 4.11 – Planos complexos com as coordenadas de C_{PI} e C_{PD} :
(a) Plano referente à função C_{PI} ; (b) Plano referente à função C_{PD} .

A partir dos planos complexos apresentados na Figura 4.9, é possível determinar as constantes T_{PI} e T_{PD} como segue:

$$T_{PI} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\varphi_{C_{PI}})\omega_c} \quad (4.56)$$

$$T_{PD} = \frac{\operatorname{tg}(\varphi_{C_{PD}})}{\omega_c} \quad (4.57)$$

onde:

$$\varphi_{C_{PI}} = MF_{PI} - (\varphi_p + 180) \quad (4.58)$$

$$\varphi_{C_{PD}} = MF_d - MF_{PI} \quad (4.59)$$

Para a realização da Etapa 2, insere-se as funções $C_{PI}(s)$ e $C_{PD}(s)$ em série com a planta $G_p(s)$. Sendo assim, têm-se a função de transferência do sistema em malha aberta ($G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$) conforme mostra a equação (4.60). Com esta inserção, o sistema apresentará ângulo de fase na frequência ω_c de acordo com a margem de fase desejada (MF_d).

$$G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s) = \left(\frac{T_{PI}s + 1}{s}\right) (T_{PD}s + 1) \left(\frac{K}{LS + R}\right) \quad (4.60)$$

Para garantir a margem de fase desejada MF_d , deve-se encontrar o valor do ganho a ser aplicado no sistema compensado, de modo que a curva de magnitude deste cruze a linha

0dB na frequência ω_c . Para isso, inicialmente, substitui s por $j\omega_c$ na equação (4.60) e, através de manipulações matemáticas, esta pode ser reescrita como:

$$G_{MAC_{PI}C_{PD}}(j\omega_c) = \frac{-KT_{PI}T_{PD}\omega_c^2 + (KT_{PI} + KT_{PD})j\omega_c + K}{-L\omega_c^2 + Rj\omega_c} \quad (4.61)$$

O módulo de $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$ é obtido através de:

$$\left| G_{MAC_{PI}C_{PD}}(j\omega_c) \right| = \sqrt{\left(\frac{A}{L\omega_c^2 + Rj\omega_c} \right)^2 + \left(\frac{B}{L\omega_c^2 + Rj\omega_c} \right)^2} \quad (4.62)$$

onde:

$$\begin{aligned} A &= KT_{PI}T_{PD}L\omega_c^4 + KT_{PI}R\omega_c^2 + KT_{PD}R\omega_c^2 - KL\omega_c^2; \\ B &= KT_{PI}T_{PD}R\omega_c^3 - KT_{PI}L\omega_c^3 - KT_{PD}L\omega_c^3 - KR\omega_c; \end{aligned}$$

O valor do módulo de $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$, em dB, pode ser determinado por (4.63).

$$\left| G_{MAC_{PI}C_{PD}} \right|_{dB} = 20 \log_{10} \left(\left| G_{MAC_{PI}C_{PD}} \right| \right) \quad (4.63)$$

Determinado o módulo de $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$, obtêm-se o valor do ganho a ser aplicado neste sistema (K_c), através da equação (4.65).

$$K_{c\,dB} = -G_{MAC_{PI}C_{PD}\,dB} \quad (4.64)$$

$$K_c = 10^{\left(\frac{K_{c\,dB}}{20}\right)} = \frac{1}{\left| G_{MAC_{PI}C_{PD}} \right|} \quad (4.65)$$

Desta forma, a função de transferência, em malha aberta, do controlador em série com a planta pode ser escrita por (4.66), concluindo a metodologia de projeto proposta.

$$G_{MA_{PID}}(s) = K_c \left(\frac{T_{PI}s + 1}{s} \right) (T_{PD}s + 1) \left(\frac{K}{Ls + R} \right) \quad (4.66)$$

Assim, a função de transferência do controlador PID (G_{PID}) é dada por:

$$G_{PID}(s) = \left(\frac{K_c T_{PI} T_{PD} s^2 + K_c (T_{PI} + T_{PD}) s + K_c}{s} \right) = \left(\frac{K D s^2 + K P s + K I}{s} \right) \quad (4.67)$$

Portanto, os ganhos KP , KI e KD são obtidos por:

$$KP = K_c (T_{PI} + T_{PD}) \quad KI = K_c \quad KD = K_c T_{PI} T_{PD} \quad (4.68)$$

4.3.1 Projeto do controlador PID da malha de corrente do FAPP

A Tabela 4.5 mostra as especificações adotadas para projeto dos três controladores PID, utilizados no controle das malhas de corrente de cada uma das fases do FAPP.

Tabela 4.5 – Especificações para projeto dos controladores PID de corrente.

Frequência de chaveamento dos conversores <i>full-bridge</i>	$f_{ch} = 20\text{kHz}$
Margem de fase desejada	$MF_d = 73^\circ$
Margem de fase desejada do PI	$MF_{PI_d} = 65^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} / 16,5$
Indutância de acoplamento	$L_f = 0,547\text{mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{L_f} = 0,22\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador	$L_{dt} = 1,082\text{mH}$
Resistência total de dispersão do transformador	$R_{dt} = 0,265\Omega$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 230\text{V}$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 5,333 \times 10^{-4}$

Utilizando (4.1) e os parâmetros da Tabela 4.5, determina-se a função de transferência da planta, conforme (4.69).

$$G_p(s) = 5,333 \times 10^{-4} \frac{230}{1,629 \times 10^{-3} s + 0,485} \quad (4.69)$$

Utilizando a equação (4.8), têm-se o ângulo de fase da planta (φ_p) na frequência ω_c , conforme segue equação abaixo:

$$\varphi_p = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{-1,629 \times 10^{-3} * 7,61 \times 10^3}{0,485}\right) \rightarrow \varphi_p = -87,761^\circ \quad (4.70)$$

Conhecido φ_p e especificado a MF_d e a MF_{PI_d} , determina-se o ângulo de fase das funções $C_{PI}(s)$ e $C_{PD}(s)$ através das equações (4.58) e (4.59), respectivamente, conforme segue abaixo:

$$\varphi_{C_{PI}} = 65^\circ - (-87,829^\circ + 180) \rightarrow \varphi_{C_{PI}} = -27,236^\circ \quad (4.71)$$

$$\varphi_{C_{PD}} = 73^\circ - 65^\circ \rightarrow \varphi_{C_{PD}} = 8^\circ \quad (4.72)$$

Já as constantes T_{PI} e T_{PD} são determinadas através de (4.56) e (4.57), respectivamente, conforme segue abaixo.

$$T_{PI} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(-27,236^\circ) 7,61 \times 10^3} \rightarrow T_{PI} = 2,55 \times 10^{-4} \quad (4.73)$$

$$T_{PD} = \frac{\operatorname{tg}(8^\circ)}{7,61 \times 10^3} \rightarrow T_{PD} = 1,845 \times 10^{-5} \quad (4.74)$$

A partir dos valores das constantes T_{PI} e T_{PD} , são obtidas as funções $C_{PI}(s)$, $C_{PD}(s)$ e $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$, conforme mostram as equações (4.75), (4.76) e (4.77), respectivamente.

$$C_{PI}(S) = \left(\frac{2,55 \times 10^{-4} s + 1}{s}\right) \quad (4.75)$$

$$C_{PD}(S) = (1,845 \times 10^{-5} s + 1) \quad (4.76)$$

$$G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s) = \left(\frac{2,55 \times 10^{-4} s + 1}{s}\right) (1,845 \times 10^{-5} s + 1) \left(\frac{0,122}{1,629 \times 10^{-3} s + 0,485}\right) \quad (4.77)$$

A Figura 4.12 mostra o diagrama em blocos da função $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$.

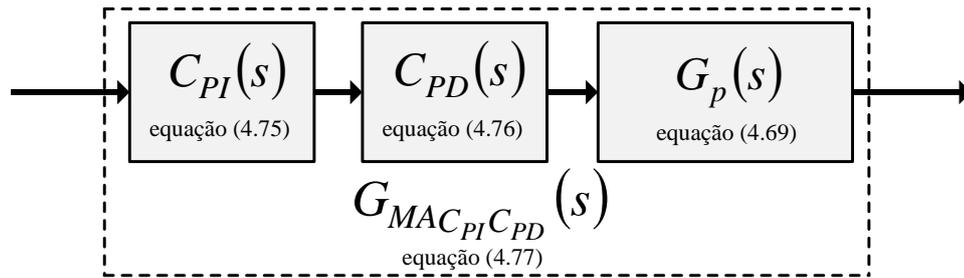


Figura 4.12 – Diagrama em blocos da função de transferência $G_{MAC_{PI}C_{PD}}$.

A partir de $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$, obtêm-se seu respectivo valor de módulo através da equação (4.62). Com este valor de módulo e utilizando (4.65), determina-se o ganho K_c , conforme mostra a equação (4.78)

$$K_c = \frac{1}{|2,86 \times 10^{-6}|} \rightarrow K_c = 3,494 \times 10^5 \quad (4.78)$$

Com o valor K_c e utilizando (4.66), obtêm-se a função de transferência $G_{MAPID}(s)$, conforme segue abaixo:

$$G_{MAPID}(s) = 3,494 \times 10^5 \left(\frac{2,55 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) (1,845 \times 10^{-5}s + 1) \left(\frac{0,122}{1,629 \times 10^{-3}s + 0,485} \right) \quad (4.79)$$

A Figura 4.13 mostra o diagrama em blocos da planta $G_{MAPID}(s)$

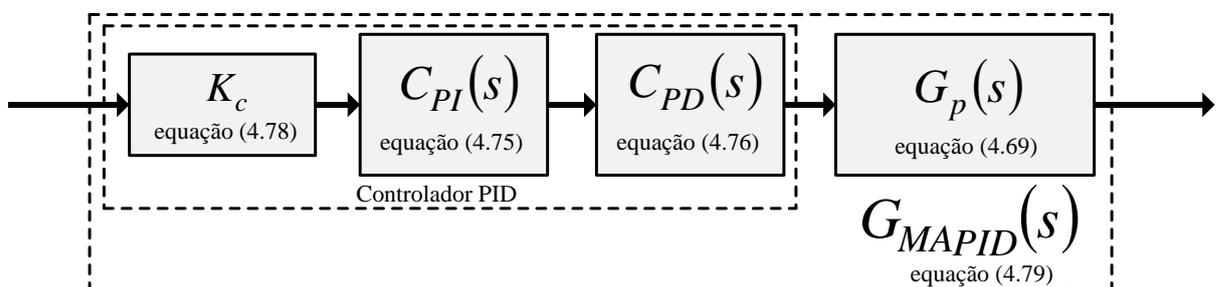


Figura 4.13 – Diagrama em blocos da função de transferência G_{MAPID} .

A Figura 4.14 mostra a resposta em frequência de $G_p(s)$, $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$ e $G_{MAPID}(s)$. Através deste diagrama, verifica-se que o ângulo de fase de $G_p(s)$ é $-87,761^\circ$. Já o sistema compensado $G_{MAC_{PI}C_{PD}}(s)$ apresenta ângulo de fase de -107° em ω_c , ou seja, o sistema teve um atraso de fase de $27,236^\circ$, oferecido por $C_{PI}(s)$, e um avanço de fase de 8° , oferecido por

$C_{PD}(s)$. Após a inclusão de K_c , a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0dB na frequência ω_c . Portanto, o sistema compensado $G_{MA_{PID}}(s)$ apresenta 73° de margem de fase na frequência de $7,61 \times 10^3$ rad/s, comprovando que controlador PID projetado atende as especificações desejadas.

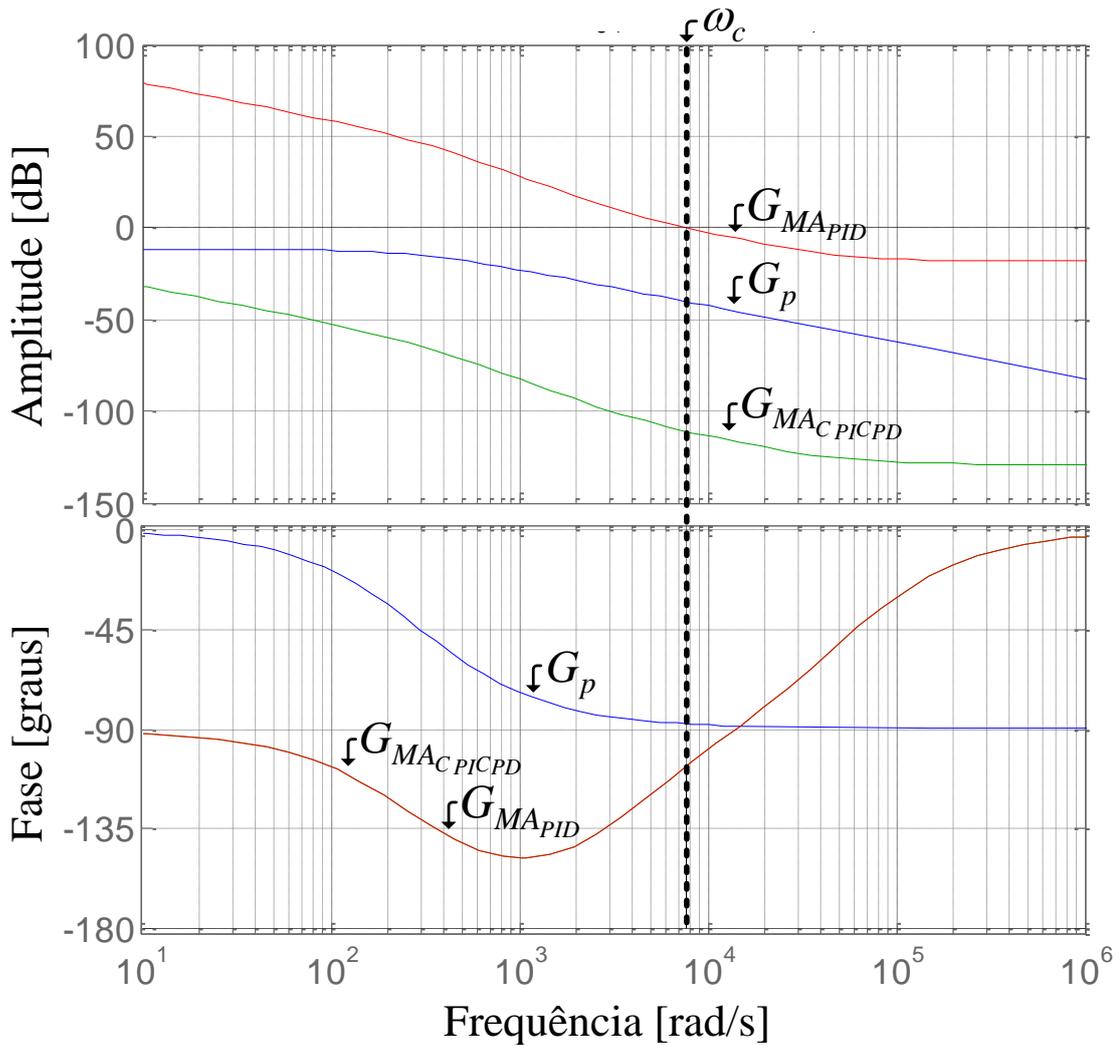


Figura 4.14 – Resposta em frequência das funções G_p , $G_{MAC_{PICPD}}$ e $G_{MA_{PID}}$.

A Tabela 4.6 mostra os ganhos KP_i , KI_i e KD_i , utilizados nos controladores PID das malhas de corrente do FAPP.

Tabela 4.6 – Ganhos dos controladores PID das malhas de corrente.

$$K P_i = 95,58 \Omega$$

$$K I_i = 3,49 \times 10^5 \Omega / s$$

$$K D_i = 1,64 \times 10^{-3} \Omega * s$$

De forma a verificar a banda passante da malha de corrente do FAPP com o controlador PID projetado, é mostrado na Figura 4.15 o diagrama de bode do sistema em malha fechada. Verifica-se que a faixa de passagem deste sistema é de aproximadamente 1500 Hz.

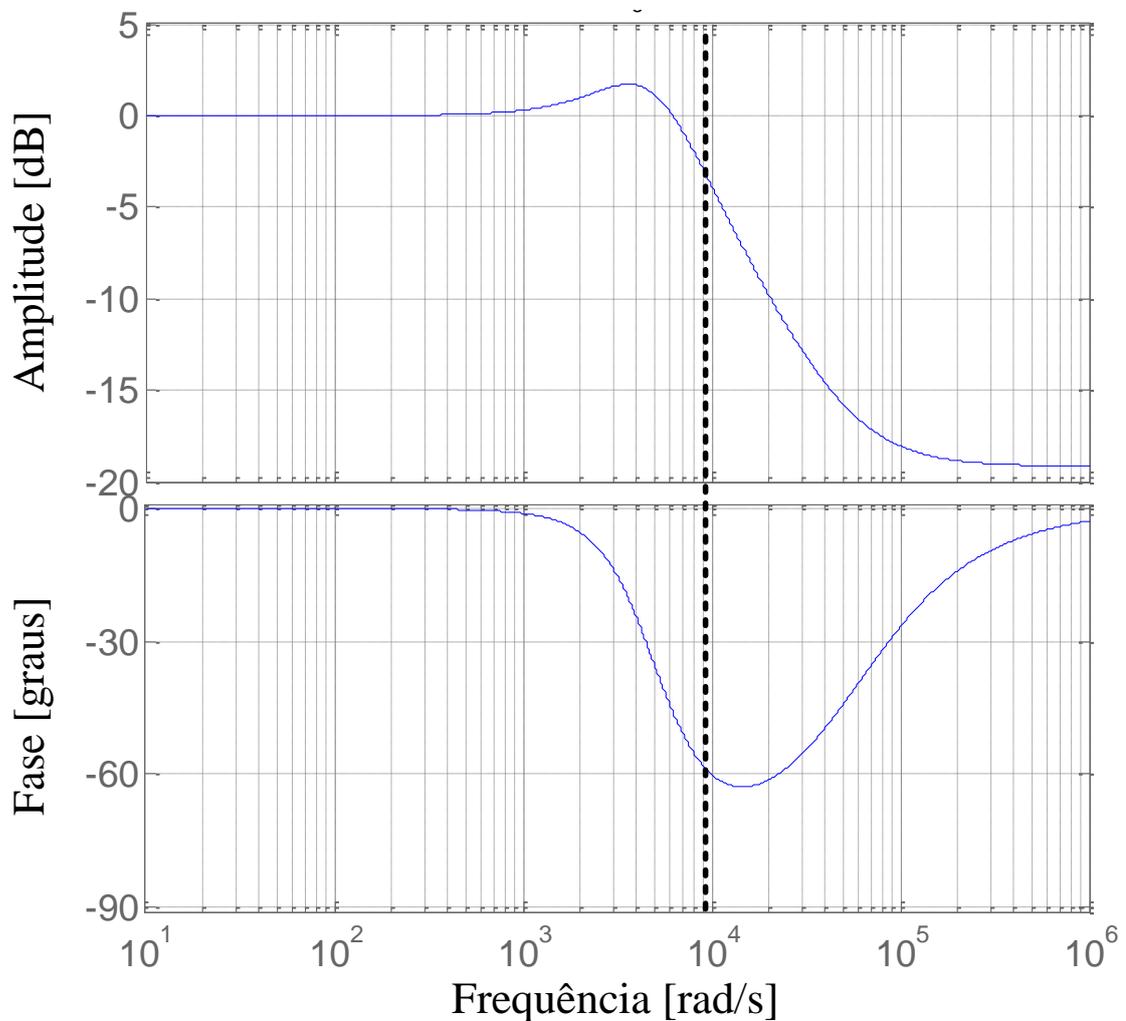


Figura 4.15 – Resposta em frequência da malha de corrente com o controlador PID.

4.3.2 Discretização do controlador PID

Seja a função de transferência do controlador PID dada pela equação abaixo:

$$G_{PID}(s) = \frac{KPs + KI + KDs^2}{s} = KP + KI/s + KDs \quad (4.80)$$

Para obtenção da função de transferência discreta (domínio z) deste controlador, foi utilizado o método de discretização de *tustin* na parcela integrativa. Já para a parcela derivativa, foi utilizado o método de discretização denominado *backward*, onde este consiste na aplicação da seguinte substituição:

$$s \leftarrow \frac{z-1}{T_s z} \quad (4.81)$$

Assim, substituindo (4.41) e (4.81) em (4.80) obtêm-se:

$$G_{PID}(z) = KP + \frac{KIT_s}{2} \left(\frac{z+1}{z-1} \right) + KD \left(\frac{z-1}{T_s z} \right) \quad (4.82)$$

Manipulando matematicamente e multiplicando ambos os termos por z^{-1} , (4.82) pode ser reescrita como:

$$G_{PID}(z) = KP + \frac{KIT_s}{2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) + \frac{KD(1-z^{-1})}{T_s} \quad (4.83)$$

Considerando $A = KP$, $B = KI.T_s$ e $C = KD/T_s$, é possível reescrever (4.83) como:

$$G_{PID}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{A(1-z^{-1}) + B/2(1+z^{-1}) + C(1-z^{-1})^2}{(1-z^{-1})} \quad (4.84)$$

A equação de diferenças equivalente é dada por:

$$u(k) = A[e(k) - e(k - 1)] + B/2[e(k) + e(k - 1)] + C[e(k) - 2e(k - 1) + e(k - 2)] + u(k - 1) \quad (4.85)$$

onde k representa uma amostra atual, $k - 1$ representa uma amostra anterior e $k - 2$ representa duas amostras anteriores.

A taxa de amostragem (t_a) utilizada no protótipo é de 60ks/s, assim têm-se $T_s = 16,66\mu s$ e conseqüentemente $A = 95,58$, $B = 5,82$ e $C = 98,68$. Portanto, a equação dos controladores PID das malhas de controle de corrente do FAPP, implementada em linguagem C no DSP, é mostrada em (4.86).

$$u(k) = 95,58[e(k) - e(k - 1)] + 2,91[e(k) + e(k - 1)] + 98,68[e(k) - 2e(k - 1) + e(k - 2)] + u(k - 1) \quad (4.86)$$

4.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a metodologia empregada no projeto de dois tipos de controladores, sendo eles os controladores PI e PID. Esta metodologia permite o projeto de controladores de forma que o sistema compensado em malha aberta apresente a margem de fase desejada e a frequência de cruzamento especificada pelo projetista.

Seguindo a metodologia proposta, os ganhos do controlador PI, que poderão ser utilizados na malha de corrente e de tensão do barramento CC do FAPP, foram determinados. Da mesma forma, também foram encontrados os ganhos dos controladores PID. Para ambos os casos, foram apresentadas as respostas em frequência do sistema antes e após a inclusão dos controladores, verificando que para todos os casos, os controladores projetados atenderam às especificações de projeto.

Por fim, foram apresentados os métodos utilizados para a discretização dos respectivos controladores, bem como suas equações a diferenças, de modo que ambos os controladores possam ser implementados em um processador digital de sinal (DSP).

No capítulo de resultados experimentais será apresentada uma seção abordando o desempenho dos controladores PI e PID projetados, no intuito de mostrar o comportamento de ambos no controle das malhas de corrente do FAPP.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO FAPP

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações numéricas do FAPP. As simulações foram realizadas utilizando a ferramenta computacional MATLAB/Simulink, na qual foram implementados os algoritmos SRF, os sistemas PLL, os controladores de corrente e de tensão do barramento CC, bem como a estrutura de potência do FAPP. Também, com o intuito de realizar as simulações mais próximas possíveis de um sistema real, todo o sistema de aquisição de dados, geração das referências de compensação e controle foram discretizados. Além disso, os atrasos nas aquisições das grandezas medidas de tensão e corrente introduzidos pelos filtros *anti-aliasing* foram considerados, bem como o tempo morto das chaves de potência e o atraso referente ao tempo de atuação dos conversores PWM, o qual corresponde a um período de chaveamento.

5.2 CARACTERÍSTICAS DOS MODOS DE OPERAÇÃO DO FAPP

As simulações foram realizadas considerando dois modos de operação, sendo estes:

- CCIF – Topologia 3F-B atuando na eliminação de correntes harmônicas e compensação de potência reativa, não sendo levado em consideração o desequilíbrio de corrente entre as fases. Isto significa que as componentes fundamentais de sequência negativa e zero não foram compensadas. Assim, idealmente, as correntes da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) tornam-se senoidais e em fase com a tensão da rede elétrica, porém desequilibradas. Para este modo de operação é utilizado o algoritmo SRF monofásico mostrado na Figura 3.6;

- CDCC – Topologia 3F-B atuando na supressão de correntes harmônicas, compensação de potência reativa, bem como a compensação de desequilíbrio de corrente entre as fases. Isto significa que as componentes fundamentais de sequência negativa e zero foram compensadas. Assim, idealmente, as correntes da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) tornam-se senoidais, equilibradas e em fase com a tensão da rede elétrica. Para este modo, é utilizado o algoritmo SRF mostrado na Figura 3.7.

A Tabela 5.1 mostra alguns parâmetros utilizados na simulação do sistema.

Tabela 5.1 - Parâmetros de simulação.

Tensão eficaz de fase da rede elétrica	$V_s = 127V$
Frequência da rede elétrica	$f = 60Hz$
Indutor de acoplamento do FAPP	$L_f = 0,5mH$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{Lf} = 0,22\Omega$
Indutância de dispersão do transformador do FAPP	$L_{dt} = 1,08mH$
Resistência total de dispersão do transformador	$R_{dt} = 0,265\Omega$
Tensão do Barramento CC	$V_{cc} = 230V$
Taxa de amostragem	$t_a = 60kHz$
Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>	$f_{caa} = 30kHz$
Frequência de chaveamento dos conversores <i>full-bridge</i>	$f_{ch} = 20kHz$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 2,115mF$
Pico da triangular do modulador PWM	$P_{PWM} = 3750$

As simulações foram realizadas considerando um sistema elétrico trifásico a quatro-fios, alimentando cargas não-lineares monofásicas desbalanceadas e trifásicas. Foram utilizados controladores PI nas malhas de corrente e de tensão do barramento CC, cujos ganhos foram calculados no capítulo 4. A Tabela 5.2 apresenta os parâmetros de cinco cargas utilizadas das simulações e a Figura 5.1 mostra o diagrama em blocos do sistema simulado.

Tabela 5.2 - Parâmetros das cargas simuladas.

	Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Carga 1	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=6,3 Ω e L=380mH) S=1,87kVA e P=1,69kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5 Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=9,4 Ω e L=357mH) S=1,30kVA e P=1,19kW
Carga 2	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=5,8 Ω e L=900mH) S=1,75kVA e P=1,56kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5 Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RC (R=18,8 Ω e C=940 μ F) S=1,46kVA e P=1,13kW
Carga 3	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=6,3 Ω e L=380mH) S=1,87kVA e P=1,69kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5 Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	-----
Carga 4	Retificador trifásico de onda completa com carga R (R=16 Ω) S=4,30kVA e P=4,09kW		
Carga 5	Retificador trifásico de onda completa com carga RC (R=16 Ω e C=95 μ F) S=4,78kVA e P=4,28kW		

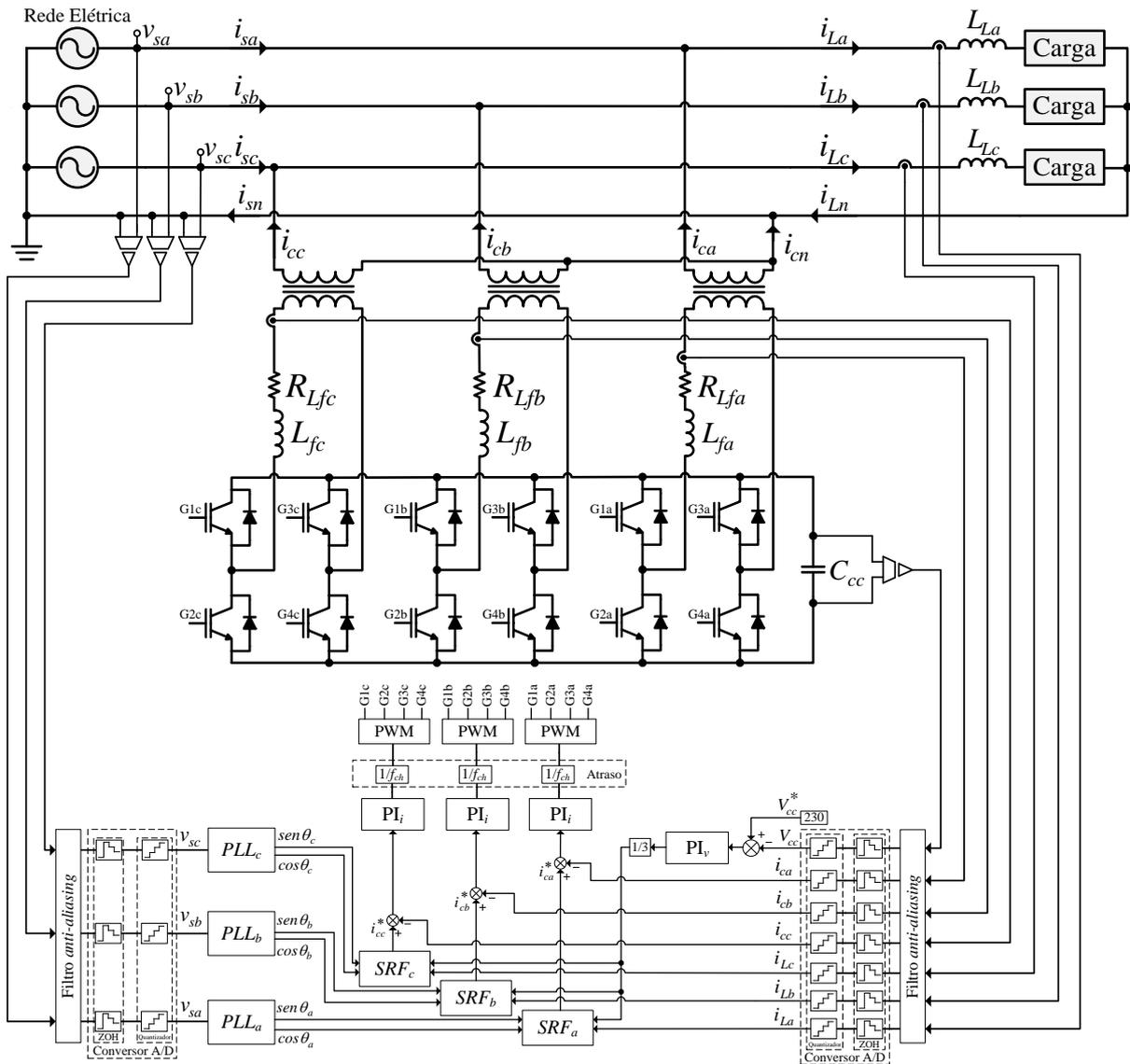


Figura 5.1 – Diagrama em blocos da simulação do FAPP.

No modo CCIF, foram realizadas simulações considerando as cargas 1, 2 e 3 conectadas à rede elétrica. Já no modo CDCC, foram consideradas as cinco cargas conectadas à rede elétrica.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – MODO DE OPERAÇÃO CCIF

A Figura 5.2 mostra as simulações do FAPP para o sistema alimentando três retificadores monofásicos (carga 1 da Tabela 5.2). As correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e a corrente de neutro da carga (i_{Ln}) são mostradas na Figura 5.2 (a). Já as correntes compensadas

da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e corrente de neutro da fonte (i_{sn}) são mostradas na Figura 5.2 (b), enquanto as correntes de compensação sintetizadas pelo FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e a corrente de neutro do FAPP (i_{cn}) são mostradas na Figura 5.2 (c). Observa-se que as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais, porém desequilibradas.

Com o objetivo de propiciar uma melhor visualização das correntes envolvidas de cada uma das fases ($i_{La,b,c}$, $i_{sa,b,c}$ e $i_{ca,b,c}$), juntamente com suas respectivas tensões de alimentação ($v_{sa,b,c}$), estas são mostradas, respectivamente, pelas Figuras 5.2 (d), (e) e (f). Sendo assim, pode-se verificar a compensação dos reativos das cargas, pois observa-se que as correntes compensadas da rede ($i_{sa,b,c}$) encontram-se em fase com as respectivas tensões de alimentação ($v_{sa,b,c}$).

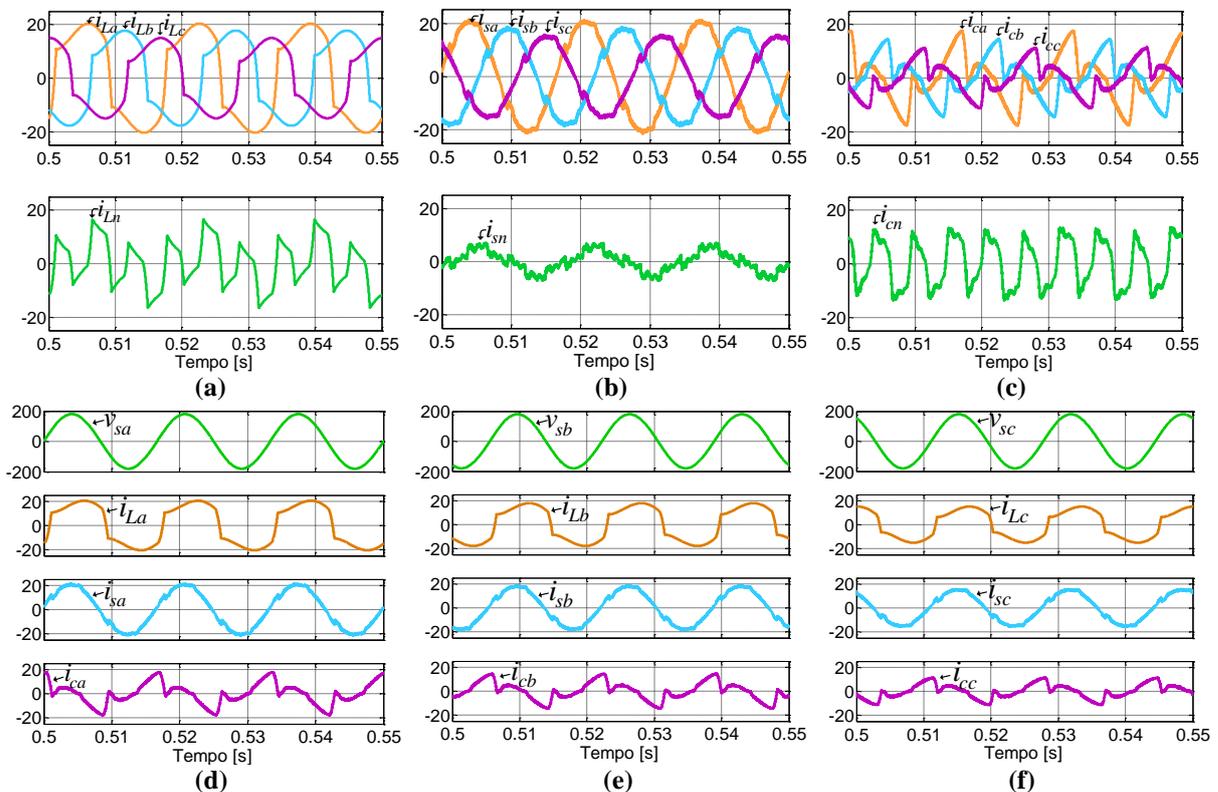


Figura 5.2 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 1):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Já as Figuras 5.3 (a), (b) e (c), mostram, respectivamente, as correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), da rede (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e de compensação do FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}), com suas respectivas correntes de neutro (i_{Ln} , i_{sn} e i_{cn}), para o sistema alimentando três diferentes cargas (carga 2 da Tabela 5.2). Verifica-se que para diferentes cargas, as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais e desequilibradas. As Figuras 5.3 (d), (e) e (f)

mostram as correntes de cada uma das fases, juntamente com suas respectivas tensões de alimentação, onde observa-se que há também compensação dos reativos nas três fases.

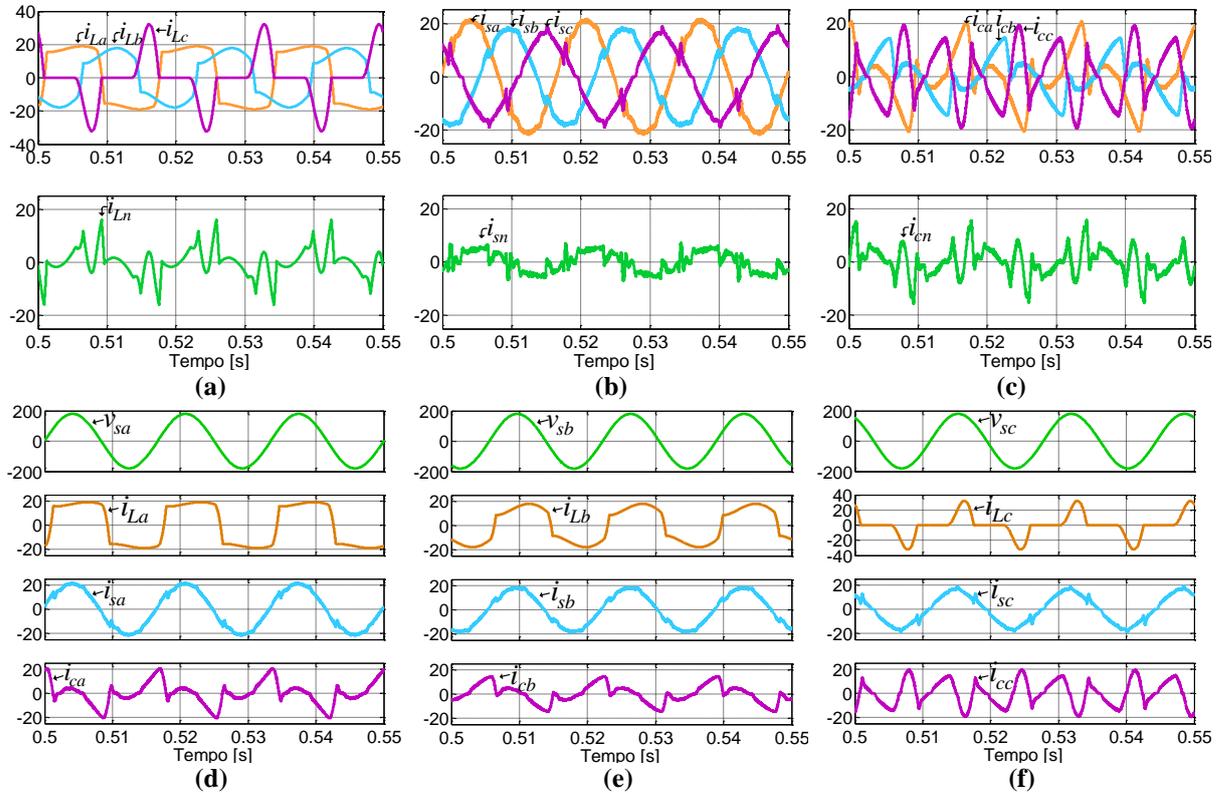


Figura 5.3 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 2):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Os resultados obtidos para o sistema alimentando a carga 3, da Tabela 5.2, são mostrados na Figura 5.4, onde na Figura 5.4 (a) são mostradas as correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , na Figura 5.4 (b) são mostradas as correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , e na Figura 5.4 (c) são mostradas as correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} . Verifica-se que o FAPP desenvolve a compensação de forma independente entre as fases, pois ocorre supressão de harmônicos e compensação de reativos somente nas fases na qual há carga conectada. A pequena parcela de corrente que circula na fase ‘c’ corresponde a corrente drenada pelo conversor *full-bridge*, acoplado nesta fase, para controle da tensão do barramento V_{cc} . As Figuras 5.4 (d), (e) e (f) mostram as correntes envolvidas em cada uma das fases juntamente com suas respectivas tensões de alimentação.

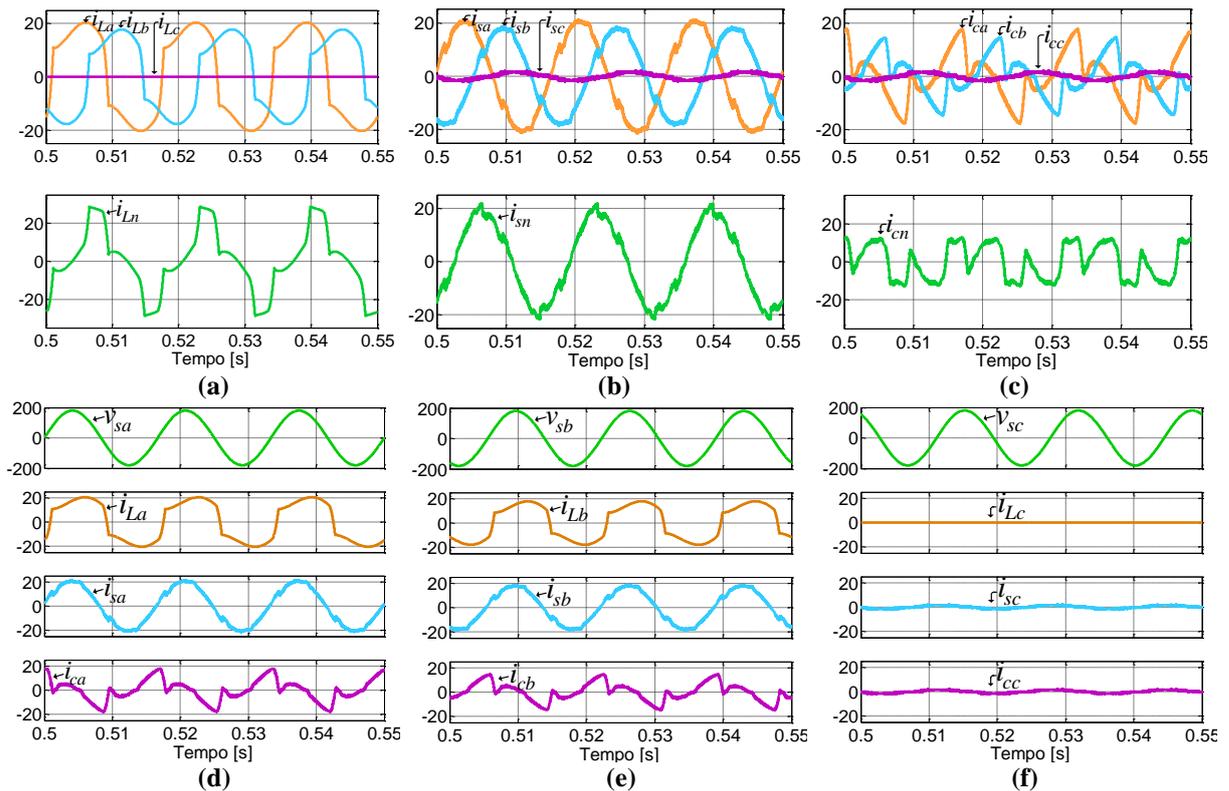


Figura 5.4 – Correntes e tensões do sistema (CCIF e carga 3):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Observa-se pelos resultados mostrados nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4 que as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais, porém desequilibradas, para todos os testes desenvolvidos. Portanto, verifica-se a possibilidade de operação do FAPP de forma independente entre as fases, através da utilização do algoritmo SRF monofásico mostrado na Figura 3.6. Verifica-se também a circulação da componente fundamental da corrente de neutro na rede, demonstrando que o FAPP compensou apenas as componentes de sequência zero nas frequências diferentes da fundamental.

5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – MODO DE OPERAÇÃO CDCC

A Figura 5.5 mostra as simulações do FAPP para o sistema alimentando a carga 1 da Tabela 5.2, sendo as correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e corrente de neutro da carga (i_{Ln}) mostradas na Figura 5.5 (a), correntes compensadas da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e corrente de neutro da fonte (i_{sn}) mostradas na Figura 5.5 (b), e as correntes de compensação sintetizadas

pele FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e a corrente de neutro do FAPP (i_{cn}) mostradas na Figura 5.5 (c). Observa-se que as correntes da fonte, além de se tornarem aproximadamente senoidais, são equilibradas, resultando em corrente de neutro da fonte (i_{sn}) próxima de zero. A Figura 5.5 (d) mostra a tensão e correntes envolvidas na fase ‘a’ (v_{sa} , i_{La} , i_{sa} e i_{ca}), a Figura 5.5 (e) mostra a tensão e correntes envolvidas na fase ‘b’ (v_{sb} , i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb}) e a Figura 5.5 (f) mostra a tensão e correntes envolvidas na fase ‘c’ (v_{sc} , i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc}). Verifica-se a compensação dos reativos das cargas, pois observa-se que as correntes compensadas da rede encontram-se em fase com as respectivas tensões de alimentação.

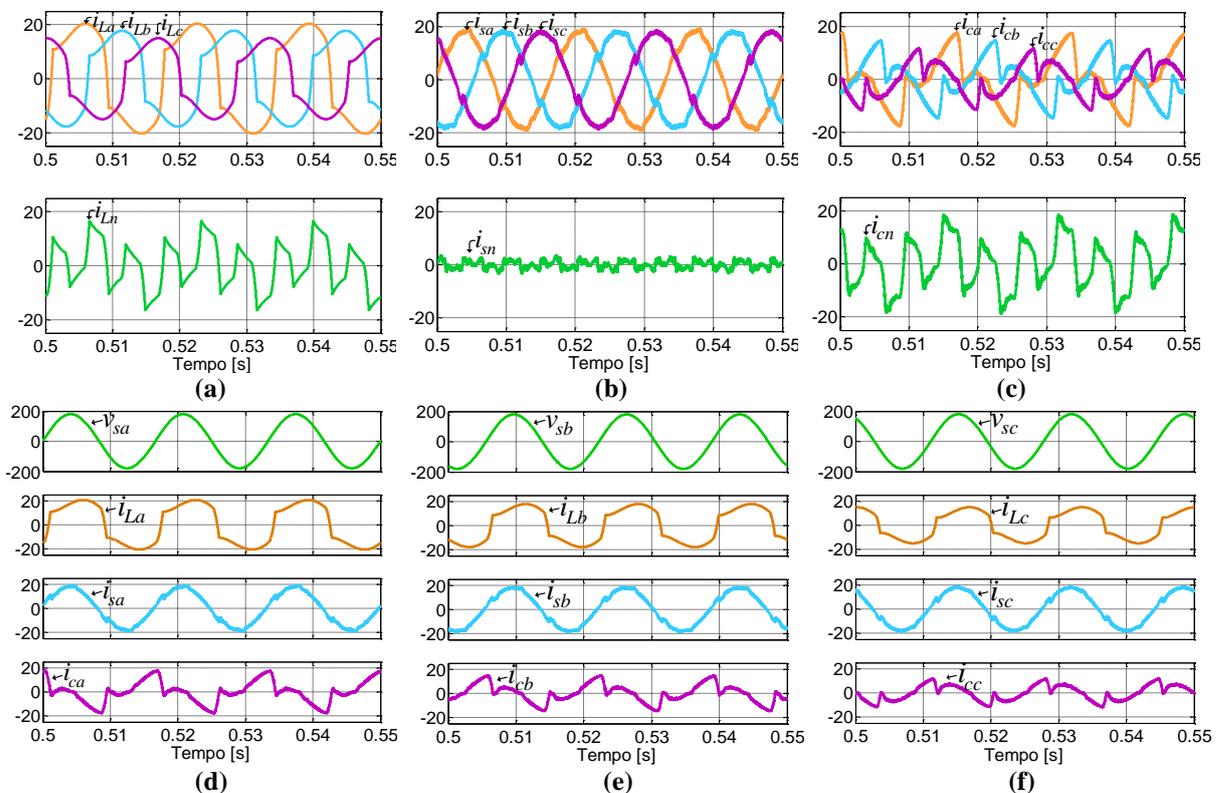


Figura 5.5 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 1):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

As Figuras 5.6 (a), (b) e (c) mostram, respectivamente, as correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), correntes compensadas da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e as correntes sintetizadas pelo FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}), com suas respectivas correntes de neutro (i_{Ln} , i_{sn} e i_{cn}), para o sistema alimentando a carga 2 da Tabela 5.2. Verifica-se que, mesmo para diferentes cargas conectadas à rede, as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais e

equilibradas. As Figuras 5.6 (d), (e) e (f), mostram as correntes de cada uma das fases, juntamente com suas respectivas tensões de alimentação, onde observa-se que há também compensação dos reativos nas três fases.

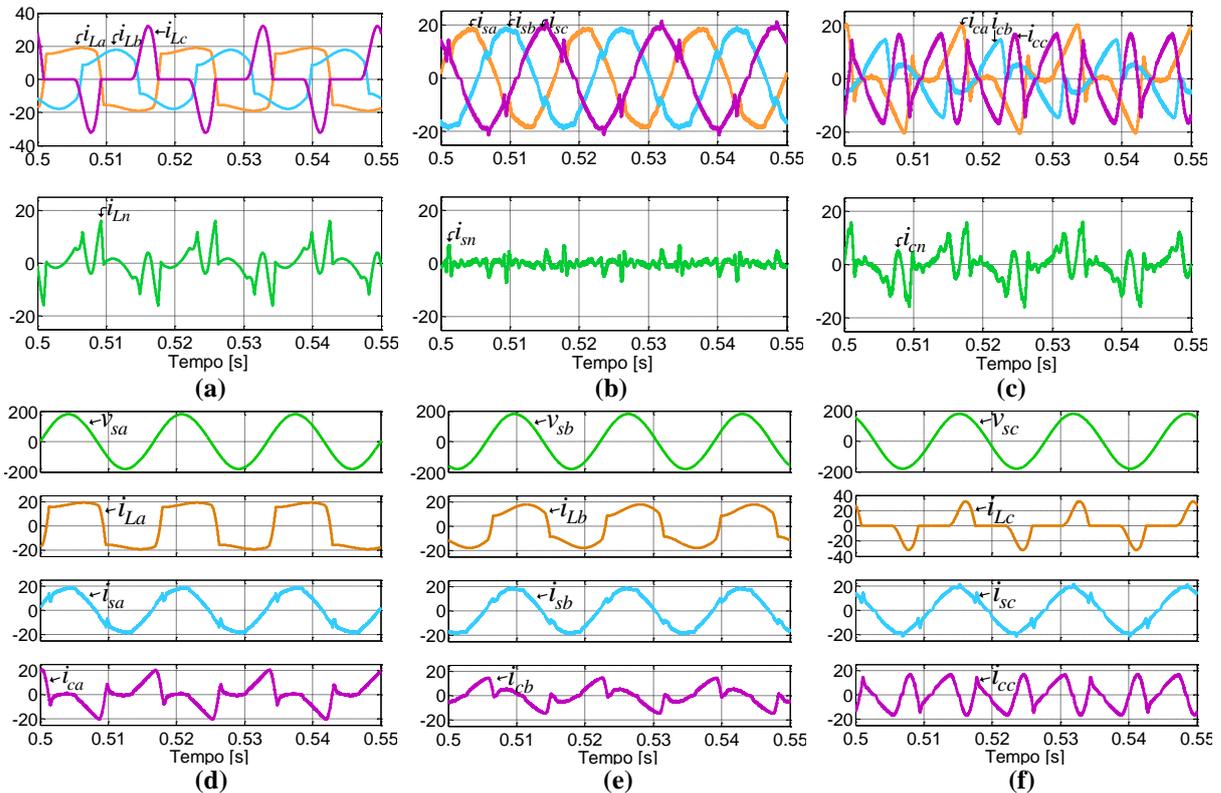


Figura 5.6 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 2):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Já a Figura 5.7 mostra os resultados obtidos para o sistema alimentando a carga 3, da Tabela 5.2, onde na Figura 5.7 (a) são mostradas as correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , na Figura 5.7 (b) são mostradas as correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , e na Figura 5.7 (c) são mostradas as correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} . Verifica-se que mesmo com ausência de carga em uma das fases, o FAPP compensa o desequilíbrio de corrente entre as fases, tornando as correntes da fonte equilibradas e aproximadamente senoidais. As Figuras 5.7 (d), (e) e (f) mostram as correntes envolvidas em cada uma das fases juntamente com suas respectivas tensões de alimentação.

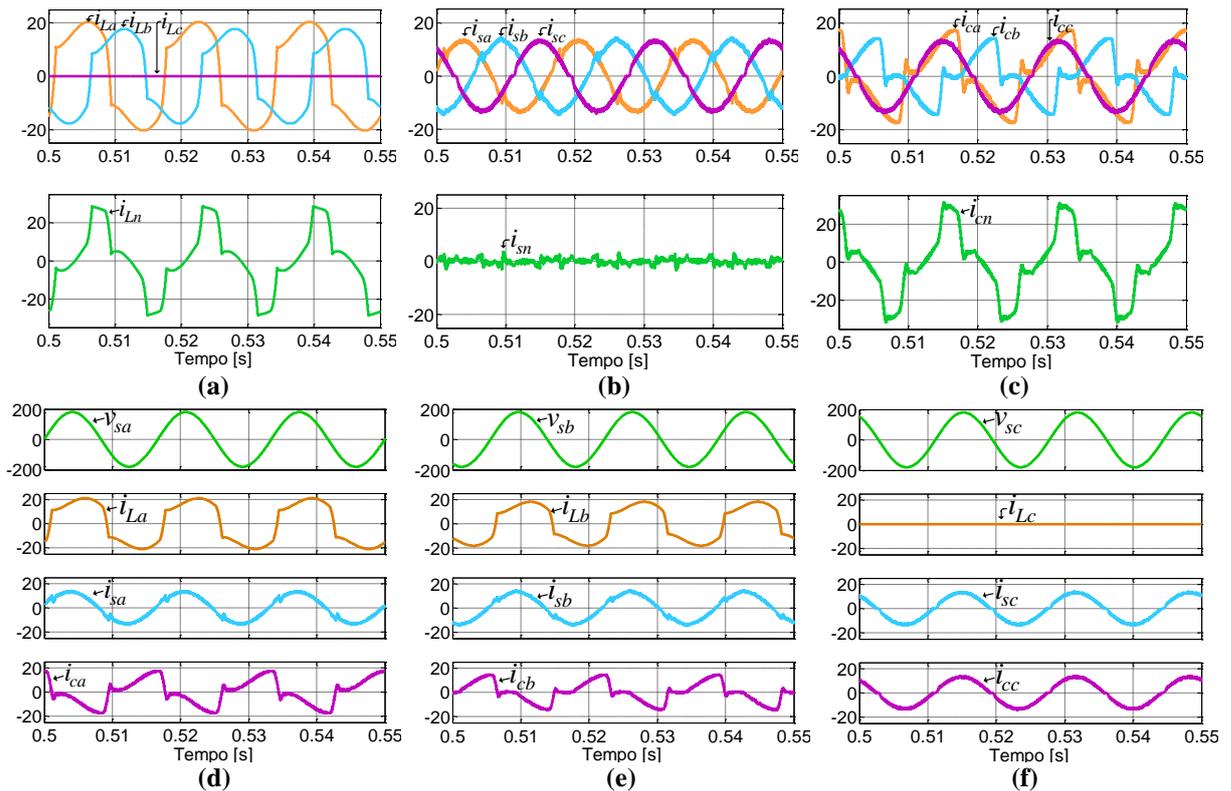


Figura 5.7 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 3):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Conforme os resultados mostrados nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7, verifica-se que, além da supressão dos harmônicos e compensação de reativos, o FAPP compensou o desequilíbrio de correntes entre as fases, tornando as correntes da rede aproximadamente senoidais e equilibradas, em todos os testes desenvolvidos. Desta forma, todas as componentes de sequência zero foram compensadas, resultando em corrente de neutro da fonte aproximadamente nula. Portanto, verifica-se a possibilidade de operação do FAPP utilizando o algoritmo de compensação de desequilíbrio mostrado na Figura 3.7.

As Figuras 5.8 e 5.9 mostram os resultados obtidos para o sistema alimentando as cargas trifásicas 4 e 5 da Tabela 5.2, respectivamente. As correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) são mostradas nas Figuras 5.8 (a) e 5.9 (a). Como estas são cargas trifásicas a três fios, não há condutor neutro de carga. As correntes compensadas da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e corrente de neutro da fonte (i_{sn}) são mostradas nas Figuras 5.8 (b) e 5.9 (b), e as correntes de compensação sintetizadas pelo FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e a corrente de neutro do FAPP (i_{cn}) são mostradas nas Figuras 5.8 (c) e 5.9 (c). Verifica-se satisfatório o desempenho do FAPP, tornando as correntes da rede aproximadamente senoidais, mesmo para cargas trifásicas a três-fios conectadas à rede elétrica.

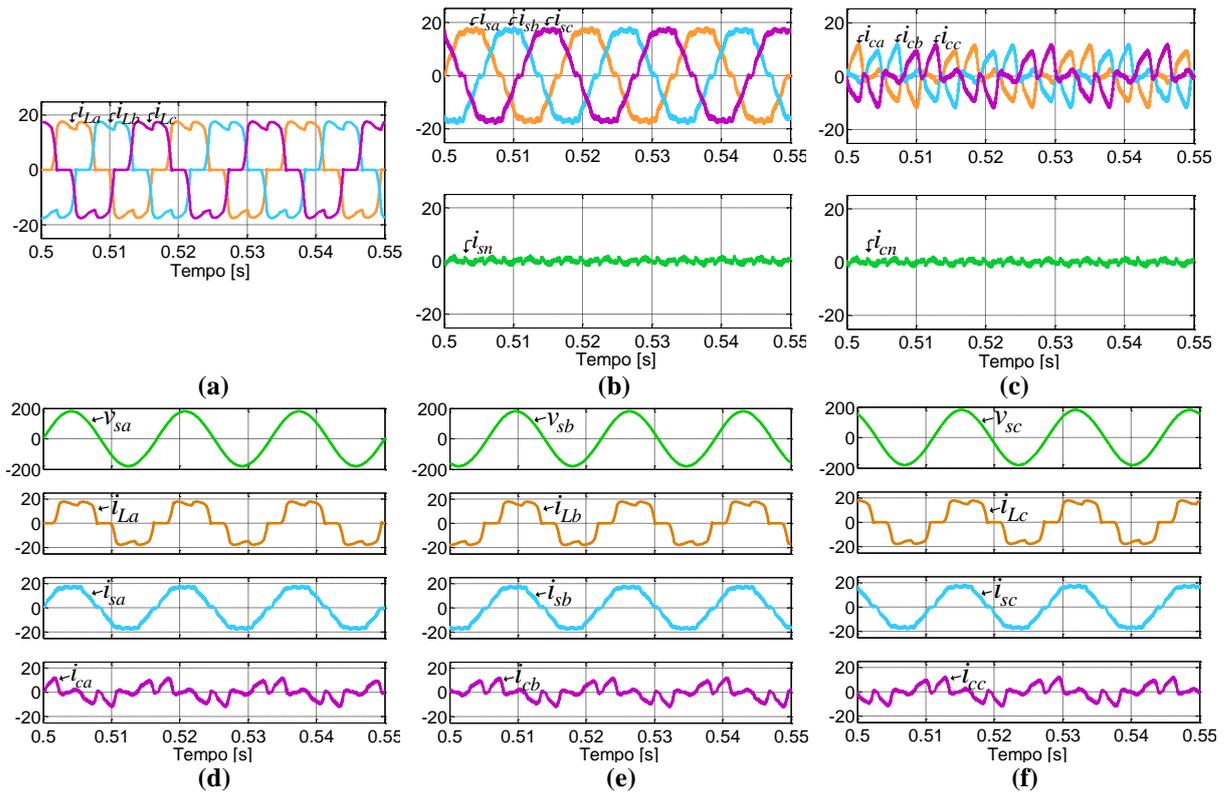


Figura 5.8 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 4):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

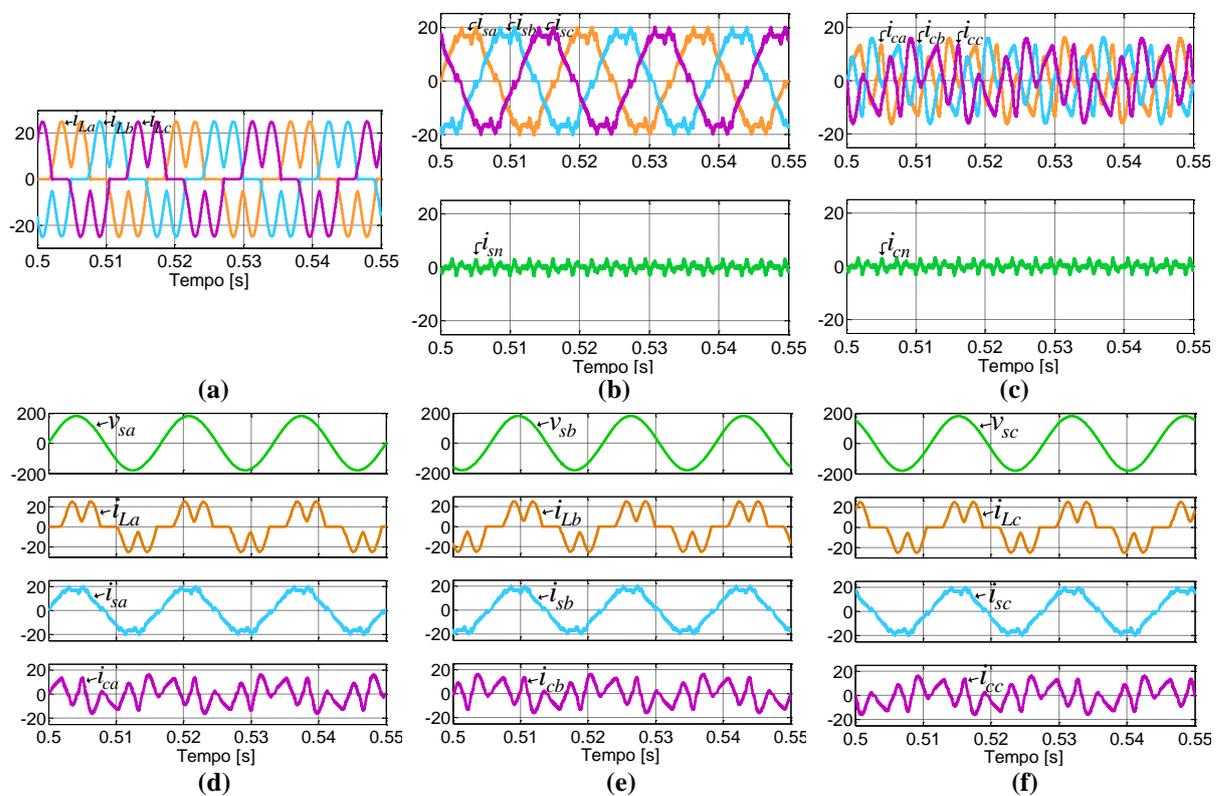


Figura 5.9 – Correntes e tensões do sistema (CDCC e carga 5):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

5.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados obtidos via simulação computacional do FAPP topologia 3F-B, sendo analisado o comportamento deste em dois modos distintos de operação, sendo estes CCIF e CDCC.

Cinco tipos de cargas foram utilizadas nas simulações, de modo a verificar o comportamento do FAPP operando com diferentes cargas conectadas a rede elétrica, sendo estas cargas monofásicas desequilibradas e trifásicas.

Através dos resultados obtidos para o modo CCIF, é possível observar o correto funcionamento do FAPP na supressão de harmônicos e compensação de reativos, não sendo levado em conta o desequilíbrio de corrente entre as fases. Portanto, verifica-se a possibilidade de operação da topologia 3F-B de forma independente entre as fases, através da utilização do algoritmo SRF monofásico, aplicado individualmente em cada fase do FAPP.

Verificando os resultados obtidos para o modo CDCC, observa-se que, além da supressão de harmônicos e compensação de reativos, o FAPP compensou o desequilíbrio de corrente entre as fases, tornando as correntes da fonte aproximadamente senoidais e equilibradas.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO FAPP

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios experimentais do FAPP obtidos em laboratório utilizando a topologia nomeada 3F-B. Como nas simulações, os ensaios experimentais do FAPP foram realizados considerando os modos de operação CCIF e CDCC. Estes foram adquiridos utilizando o osciloscópio digital Tektronix TPS 2024. Já os espectros harmônicos e as TDH das correntes de carga e da rede já compensada foram obtidos por meio do medidor de qualidade da energia elétrica Fluke 43B.

Inicialmente é apresentada a descrição do protótipo do FAPP desenvolvido em laboratório, bem como as características das cargas utilizadas nos ensaios. Em seguida, são apresentados os resultados de operação em regime permanente do FAPP para os modos de operação CCIF e CDCC, bem como é realizada a comparação entre os níveis de conteúdo harmônico das correntes compensadas com os apresentados na recomendação IEEE 519-1992. Na sequência são mostrados os resultados de operação dinâmica do FAPP, frente às variações de carga, e por fim, é feita uma comparação do comportamento estático do FAPP utilizando os controladores de corrente PI e PID.

6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O protótipo do FAPP 3F-B utiliza três conversores monofásicos *full-bridge* conectados em cada uma das fases do sistema de alimentação, sendo que cada um dos três conversores *full-bridge* foram construídos utilizando o inversor monofásico SKS 30F B2CI 10 V12, da SEMIKRON. Cada conversor é acoplado à rede por intermédio de um indutor de filtragem e um transformador de isolamento, sendo que os projetos destes estão descritos nos apêndices A e B, respectivamente. Também são utilizadas quatro placas para aquisição de sinais, duas placas de comunicação com os *drivers* dos inversores e um Processador Digital de Sinal (DSP – *Digital Signal Processor*), além de fontes de alimentação e equipamentos de proteção. No anexo A são mostradas as fotografias do protótipo construído.

O diagrama em blocos que representa o protótipo implementado em laboratório é mostrado na Figura 6.1. A área sombreada consiste na parte digital do sistema. Esta é composta pelo kit DSP TMDSPRE28335, no qual todos os algoritmos foram desenvolvidos em linguagem de programação C. Compõem o algoritmo implementado, as rotinas de aquisição de dados, os algoritmos SRF de corrente, os sistemas PLL monofásicos, as rotinas do modulador PWM a três níveis, além dos controladores PI de corrente e de tensão do barramento CC, cujos ganhos foram calculados no capítulo 4.

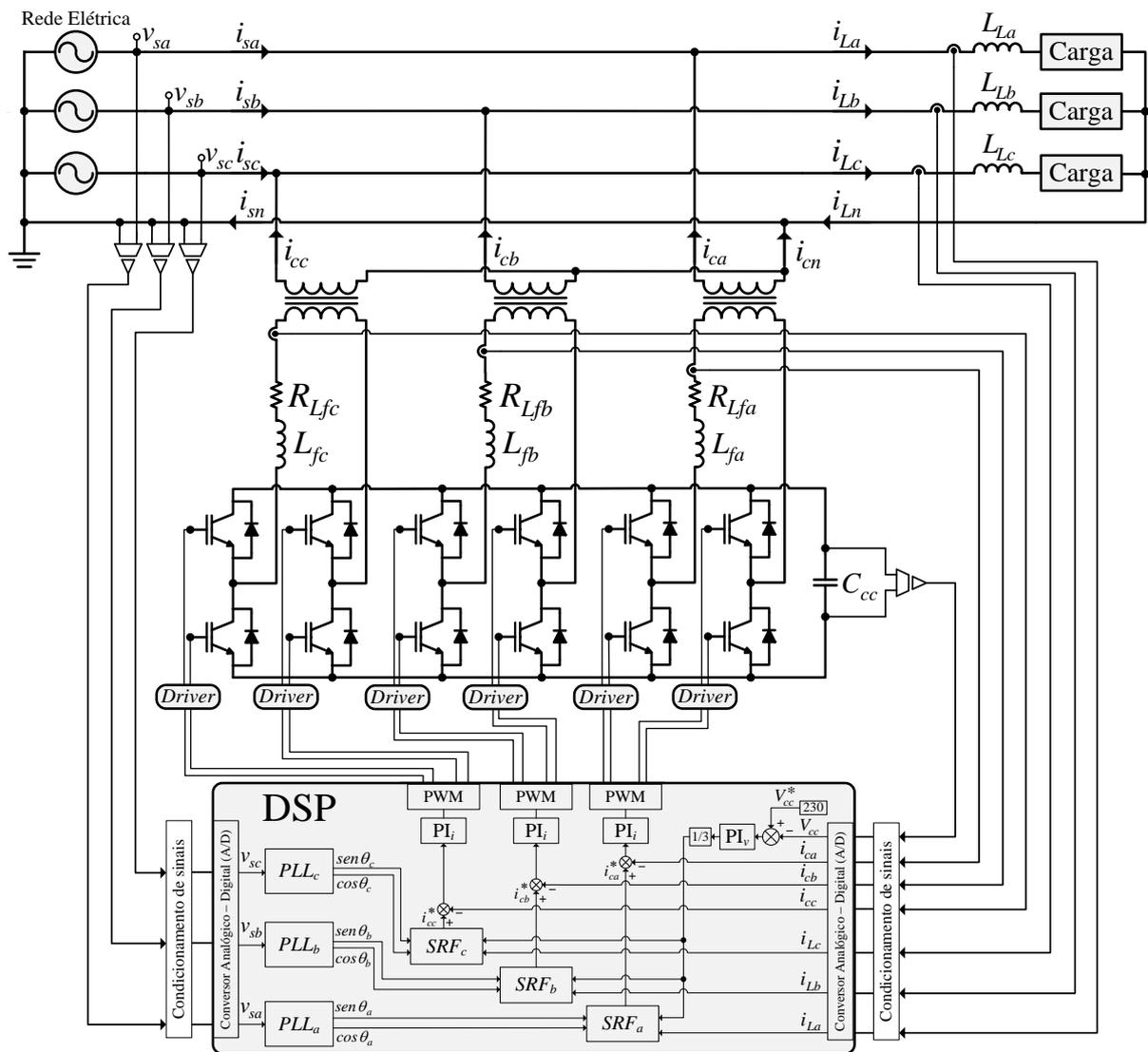


Figura 6.1 – Diagrama em blocos do protótipo do FAPP.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros do protótipo do FAPP, enquanto a Tabela 6.2 mostra os parâmetros das cargas utilizadas nos ensaios práticos, onde estas apresentam características muito similares às empregadas nas simulações.

Tabela 6.1 - Parâmetros do protótipo implementado.

Tensão eficaz de fase da rede elétrica	$V_s = 127V$
Frequência da rede elétrica	$f = 60Hz$
Indutor de acoplamento do FAPP	$L_f = 0,5mH$
Indutância de dispersão do transformador do FAPP	$L_{dt} = 1mH$
Tensão do Barramento CC	$V_{cc} = 230V$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 2,115mF$
Taxa de amostragem do conversor A/D	$t_a = 60kHz$
Frequência de chaveamento dos conversores <i>full-bridge</i>	$f_{ch} = 20kHz$

Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas em experimento prático.

	Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Carga 1	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=6,3Ω e L=380mH) S=1,87kVA e P=1,69kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=9,4Ω e L=357mH) S=1,30kVA e P=1,19kW
Carga 2	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=5,8Ω e L=900mH) S=1,75kVA e P=1,56kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RC (R=18,8Ω e C=940μF) S=1,46kVA e P=1,13kW
Carga 3	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=6,3Ω e L=380mH) S=1,87kVA e P=1,69kW	Retificador monofásico de onda completa com carga RL (R=7,5Ω e L=346mH) S=1,58kVA e P=1,42kW	-----
Carga 4	Retificador trifásico de onda completa com carga R (R=16Ω) S=4,30kVA e P=4,09kW		
Carga 5	Retificador trifásico de onda completa com carga RC (R=16Ω e C=95μF) S=4,78kVA e P=4,28kW		

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – MODO DE OPERAÇÃO CCIF

Nesta seção serão apresentados os resultados estáticos do FAPP considerando o modo de operação CCIF, bem como a comparação entre o conteúdo harmônico das correntes compensadas da rede e os limites estabelecidos pela recomendação IEEE 519-1992.

A Figura 6.2 mostra os resultados do FAPP para o sistema alimentando a carga 1 mostrada na Tabela 6.2. As correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e a corrente de neutro da carga (i_{Ln}) são mostradas na Figura 6.2 (a). Já as correntes compensadas da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e corrente de neutro da fonte (i_{sn}) são mostradas na Figura 6.2 (b), enquanto as correntes de compensação sintetizadas pelo FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e a corrente de neutro do FAPP (i_{cn}) são

mostradas na Figura 6.2 (c). Observa-se que as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais, porém desequilibradas, como já era esperado.

Com o objetivo de propiciar uma melhor visualização das correntes envolvidas de cada uma das fases ($i_{La,b,c}$, $i_{sa,b,c}$ e $i_{ca,b,c}$), juntamente com suas respectivas tensões de alimentação ($v_{sa,b,c}$), estas são mostradas, respectivamente, pelas Figuras 6.2 (d), (e) e (f). Assim, verifica-se a compensação dos reativos das cargas, pois observa-se que as correntes compensadas da rede ($i_{sa,b,c}$) encontram-se em fase com as respectivas tensões de alimentação ($v_{sa,b,c}$).

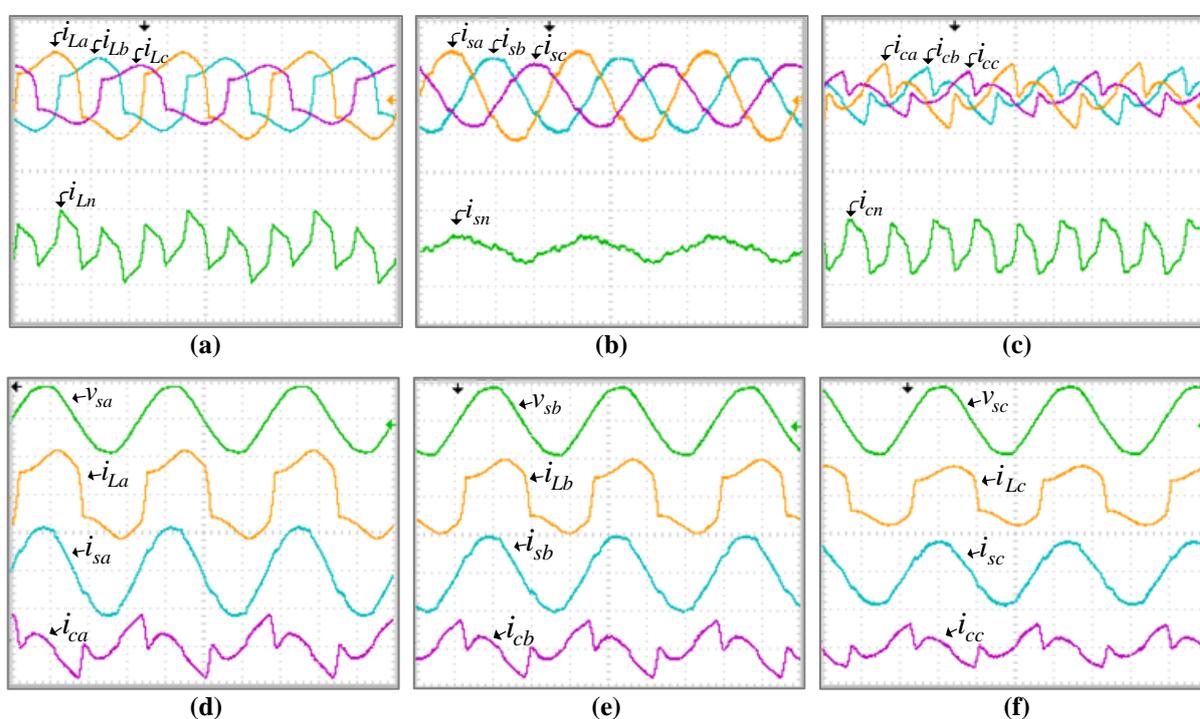


Figura 6.2 – Correntes e tensões do sistema para carga 1 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

A Figura 6.3 mostra o espectro harmônico e a TDH, das correntes das cargas e das correntes compensadas da fonte, referentes aos resultados mostrados na Figura 6.2. A Figura 6.3 (a) mostra o espectro harmônico e a TDH da corrente i_{La} , e a Figura 6.3 (b) mostra o espectro harmônico e a TDH da corrente compensada i_{sa} , juntamente com os níveis harmônicos recomendados pela IEEE 519-1992. As Figuras 6.3 (c) e (e) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{Lb} e i_{Lc} , respectivamente, e as Figuras 6.3 (d) e (f) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{sb} e i_{sc} , respectivamente, juntamente com os níveis harmônicos recomendados pela IEEE 519-1992. Verifica-se redução da TDH

das correntes da rede de aproximadamente 25% (sem compensação) para aproximadamente 3,7% (com compensação) nas três fases. Em ambas as fases, os conteúdos harmônicos das correntes da rede ficaram abaixo dos limites recomendados pelo IEEE.

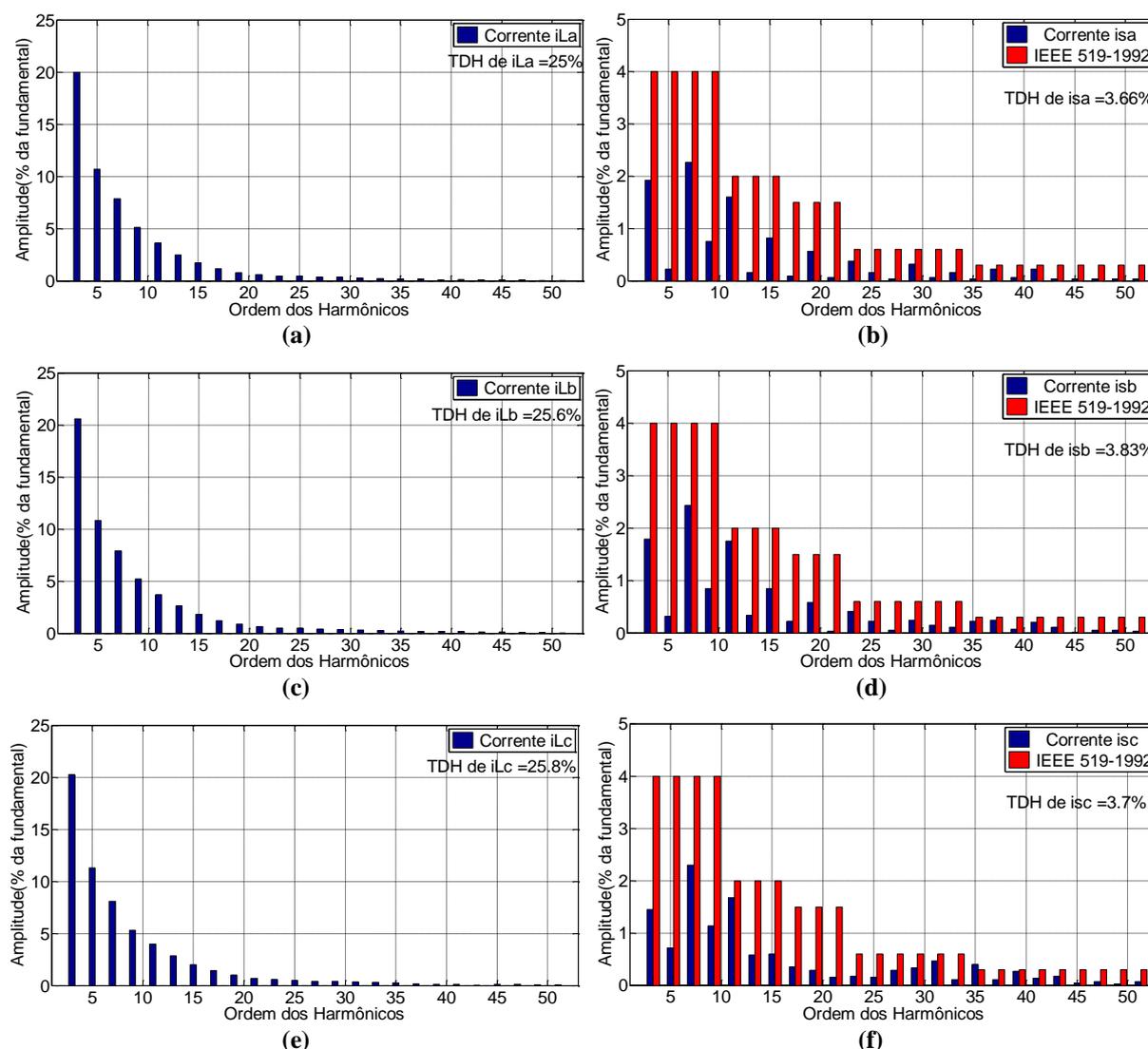


Figura 6.3 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 1):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

As Figuras 6.4 (a), (b) e (c), mostram, respectivamente, as correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), da rede (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e de compensação do FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}), com suas respectivas correntes de neutro (i_{Ln} , i_{sn} e i_{cn}), para o sistema alimentando a carga 2 da Tabela 6.2. Verifica-se que para diferentes cargas conectadas à rede, as correntes compensadas tornaram-se aproximadamente senoidais e desequilibradas. As Figuras 6.4 (d), (e) e (f), mostram as correntes de cada uma das fases, juntamente com suas

respectivas tensões de alimentação, onde observa-se que há também compensação dos reativos em ambas as fases.

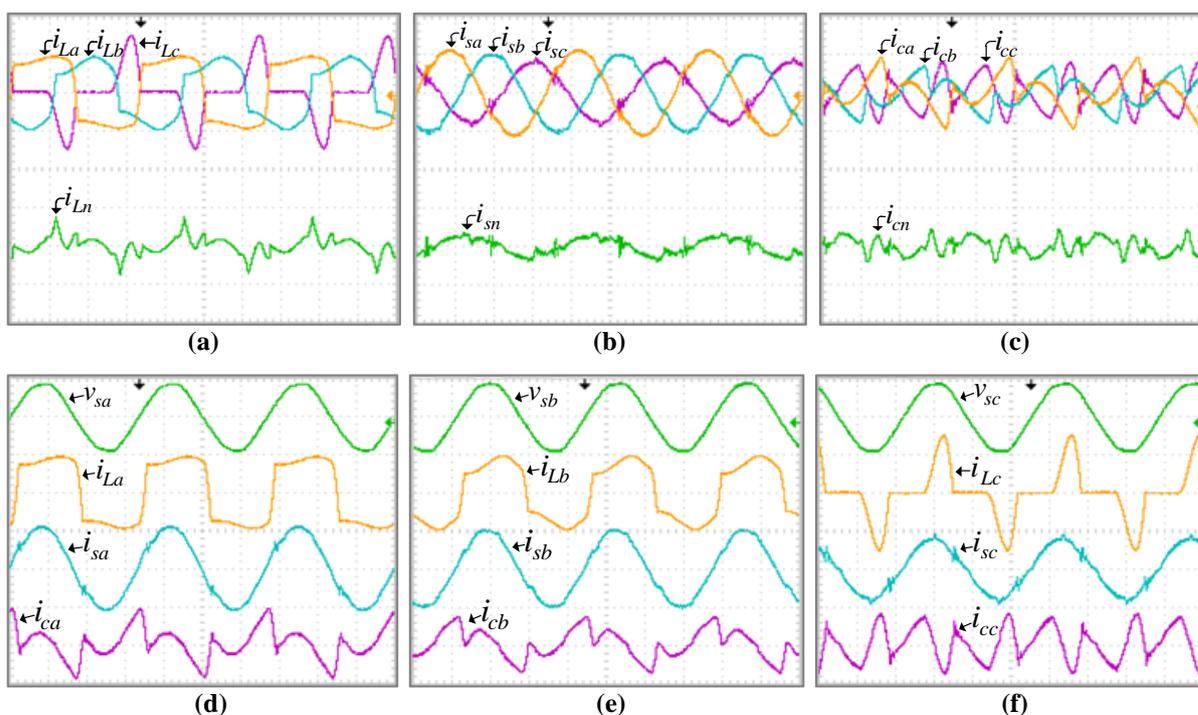


Figura 6.4 - Correntes e tensões do sistema para carga 2 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

A Figura 6.5 mostra o espectro harmônico e a TDH, das correntes das cargas e das correntes compensadas da fonte, referentes aos resultados mostrados na Figura 6.4. As Figuras 6.5 (a), (c) e (e) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , respectivamente. Já as Figuras 6.5 (b), (d) e (f) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , respectivamente, sendo ambos comparados com os limites recomendados pela IEEE 519-1992. Verifica-se que as correntes compensadas i_{sa} e i_{sb} apresentam conteúdos harmônicos dentro destes limites. Já a corrente i_{sc} apresenta alguns harmônicos com valor superior a estes limites, devido as oscilações presentes nesta corrente. Porém, esta teve significativa redução na TDH (aproximadamente 88%).

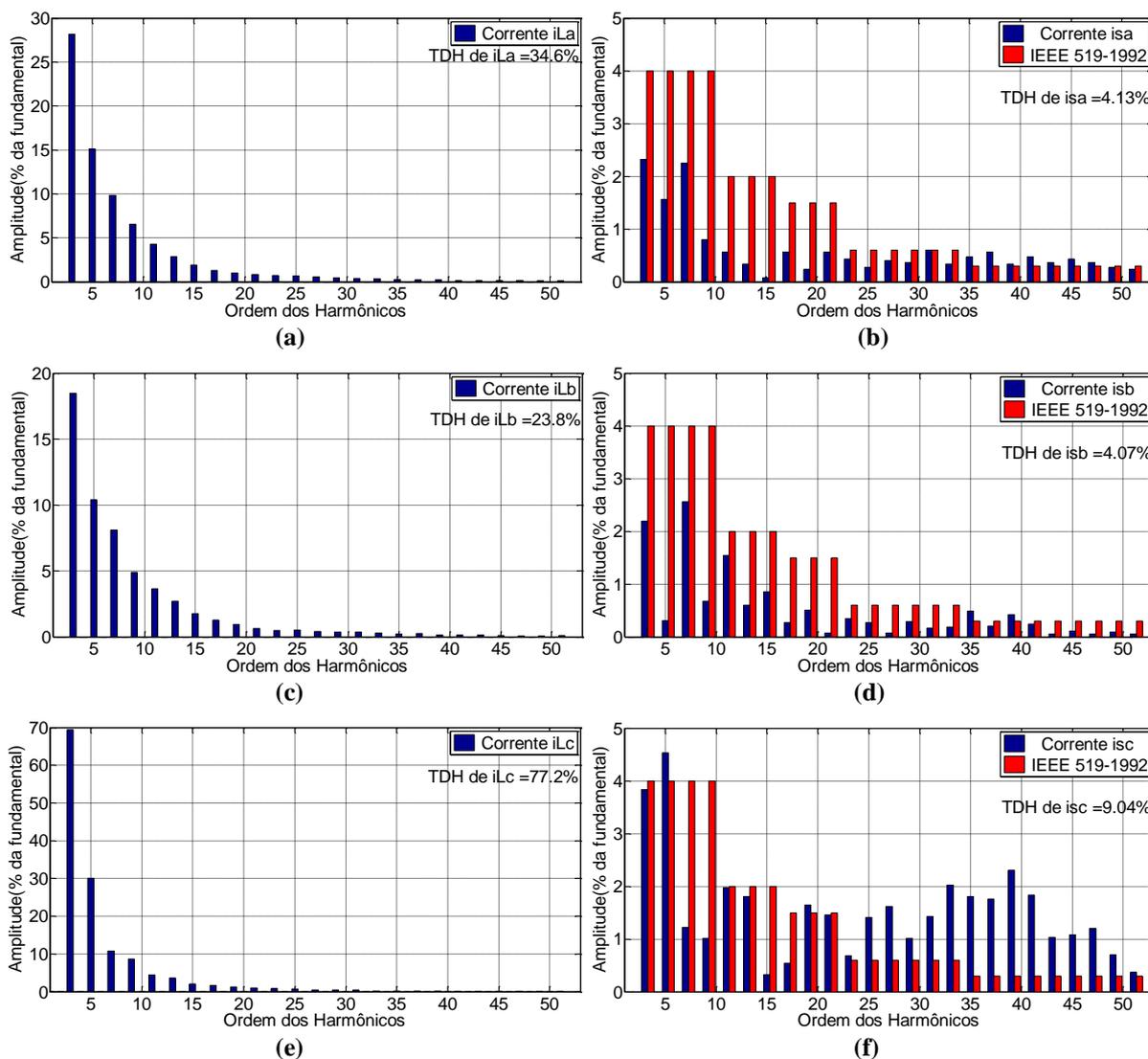


Figura 6.5 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 2):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

Os resultados obtidos para o sistema alimentando a carga 3, da Tabela 6.2, são mostrados na Figura 6.6, sendo as correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} mostrados na Figura 6.6 (a), as correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} mostrados na Figura 6.6 (b), e as correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} mostrados na Figura 6.6 (c). Verifica-se que o FAPP desenvolve a compensação de forma independente entre as fases, pois ocorre supressão de harmônicos e compensação de reativos somente nas fases nas quais há carga conectada. A pequena parcela de corrente que circula na fase ‘c’ corresponde a corrente drenada pelo conversor *full-bridge*, acoplado nesta fase, para controle da tensão do barramento V_{cc} . As Figuras 6.6 (d), (e) e (f) mostram as correntes envolvidas em cada uma das fases juntamente com suas respectivas tensões de alimentação.

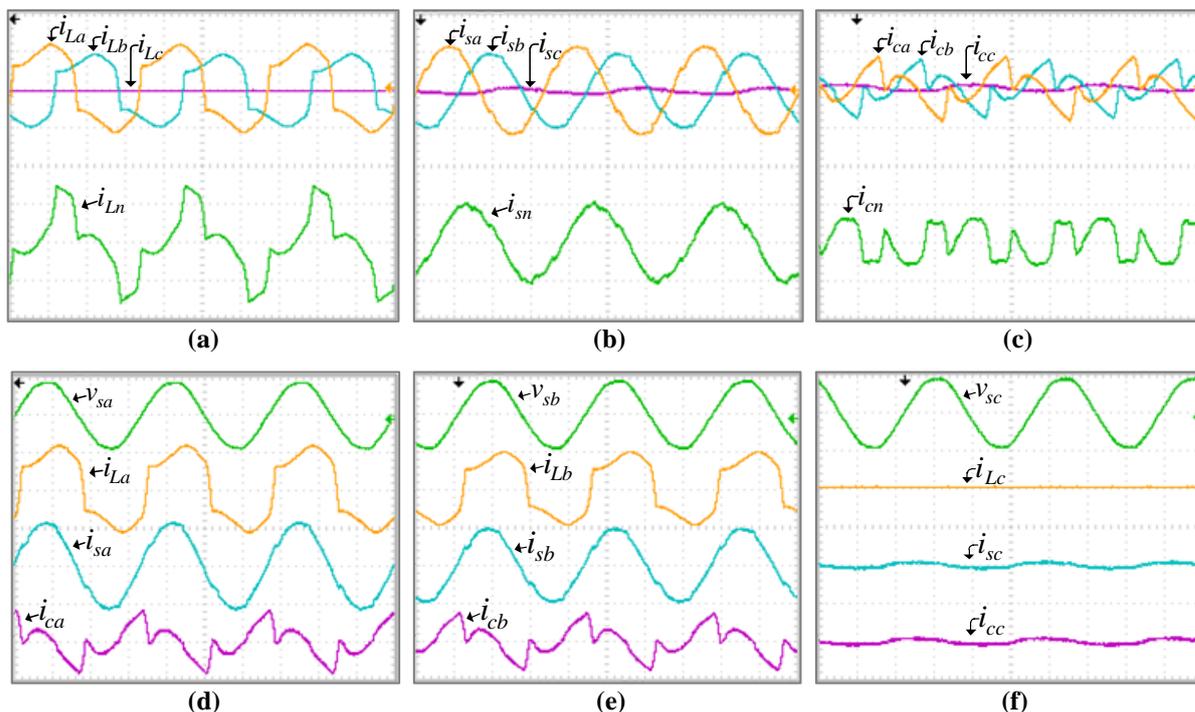


Figura 6.6 - Correntes e tensões do sistema para carga 3 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

O espectro harmônico e a TDH, referentes aos resultados mostrados na Figura 6.6, são mostrados na Figura 6.7, sendo o espectro harmônico e a TDH de i_{La} e i_{Lb} mostrados nas Figuras 6.7 (a) e (c), respectivamente. Já as Figuras 6.7 (b) e (d) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{sa} e i_{sb} , respectivamente. Verifica-se que i_{sa} e i_{sb} apresentam conteúdo harmônico abaixo dos limites recomendados pela IEEE, e que estas apresentam valor de TDH similar aos obtidos para o sistema alimentando a carga 1, conforme mostrado na Figura 6.3. Isso demonstra que, mesmo que haja ausência de carga em uma fase, as demais fases do FAPP continuam operando normalmente.

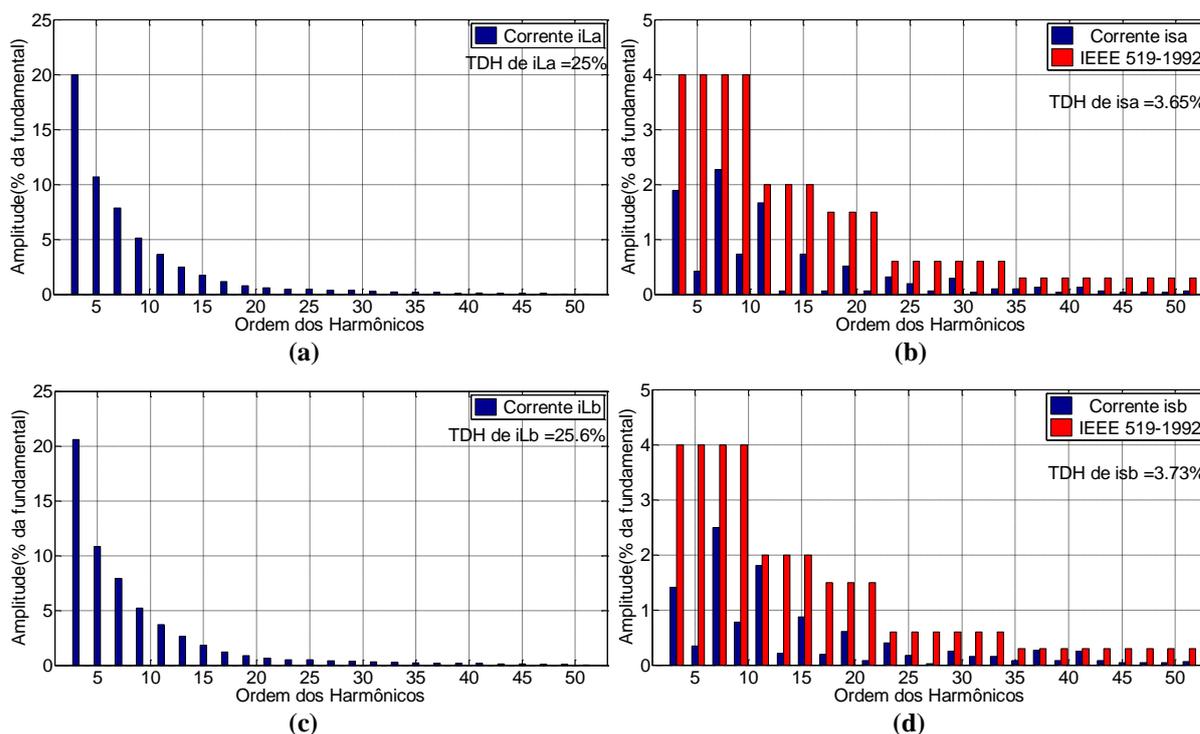


Figura 6.7 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 3):
 (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ; (d) Corrente da fonte i_{sb} .

Conforme os resultados mostrados nesta seção, observa-se que as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais e desequilibradas, assim, há somente a circulação da componente fundamental da corrente de neutro na rede, demonstrando que o FAPP compensou apenas as componentes de sequência zero nas frequências diferentes da fundamental. Portanto, comprova-se a possibilidade de operação do FAPP de forma independente entre as fases, através da utilização do algoritmo SRF monofásico. Outro ponto importante de salientar é a similaridade destes resultados com os resultados de simulação apresentados na sessão 5.3.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – MODO DE OPERAÇÃO CDCC

Nesta seção serão apresentados os resultados de operação em regime permanente do FAPP considerando a CDCC, bem como a comparação entre o conteúdo harmônico das correntes compensadas da rede e os limites estabelecidos pela recomendação IEEE 519-1992.

A Figura 6.8 mostra os resultados do FAPP para o sistema alimentando a carga 1, sendo as correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e corrente de neutro da carga (i_{Ln}) mostradas na Figura 6.8 (a), correntes compensadas da fonte (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e corrente de neutro da fonte (i_{sn}) mostradas na Figura 6.8 (b), e as correntes de compensação sintetizadas pelo FAPP (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e a corrente de neutro do FAPP (i_{cn}) mostradas na Figura 6.8 (c). Verifica-se correntes compensadas da fonte aproximadamente senoidais e equilibradas, resultando em corrente de neutro i_{sn} próxima de zero. A Figura 6.8 (d) mostra a tensão e correntes envolvidas na fase ‘a’ (v_{sa} , i_{La} , i_{sa} e i_{ca}), a Figura 6.8 (e) mostra a tensão e correntes envolvidas na fase ‘b’ (v_{sb} , i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb}) e a Figura 6.8 (f) mostra tensão e correntes envolvidas na fase ‘c’ (v_{sc} , i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc}). Verifica-se compensação das componentes reativas.

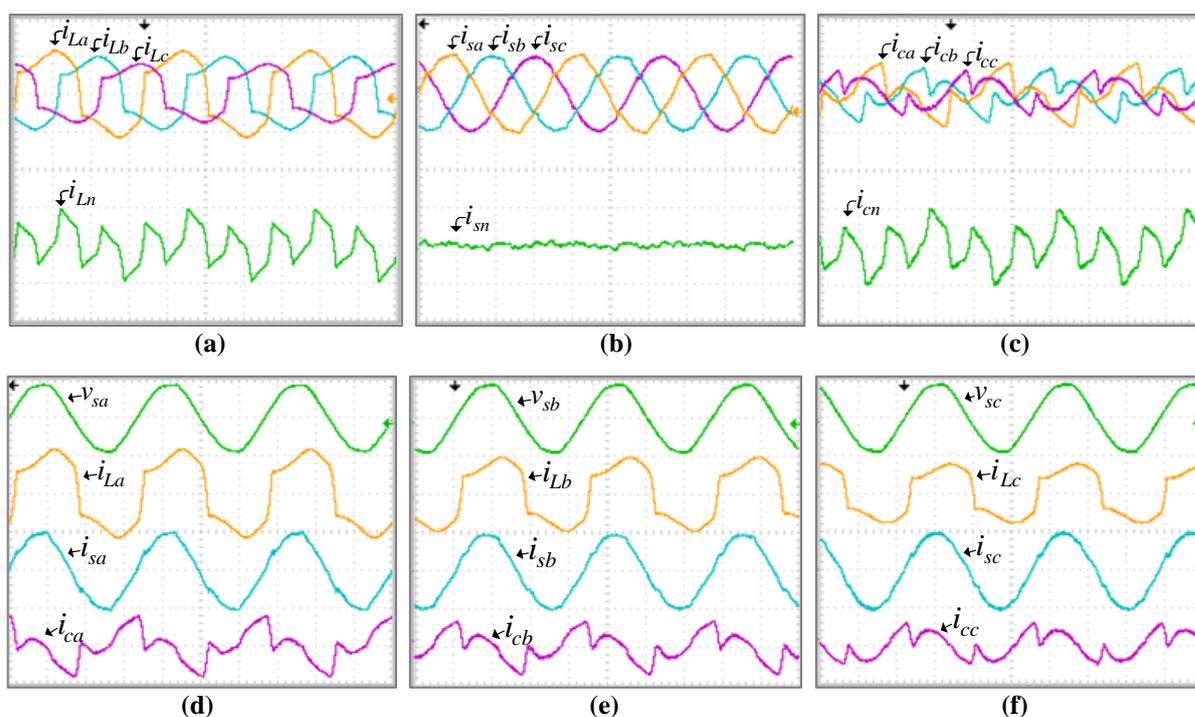


Figura 6.8 - Correntes e tensões do sistema para carga 1 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

A Figura 6.9 mostra o espectro harmônico e a TDH referentes aos resultados mostrados na Figura 6.8, sendo o espectro harmônico e a TDH de i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} mostrados nas Figuras 6.9 (a), (c) e (e), respectivamente. Já as Figuras 6.9 (b), (d) e (f) mostram o espectro harmônico e a TDH das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , respectivamente. Verifica-se conteúdo harmônico abaixo dos limites estabelecidos pela IEEE, em ambas as fases.

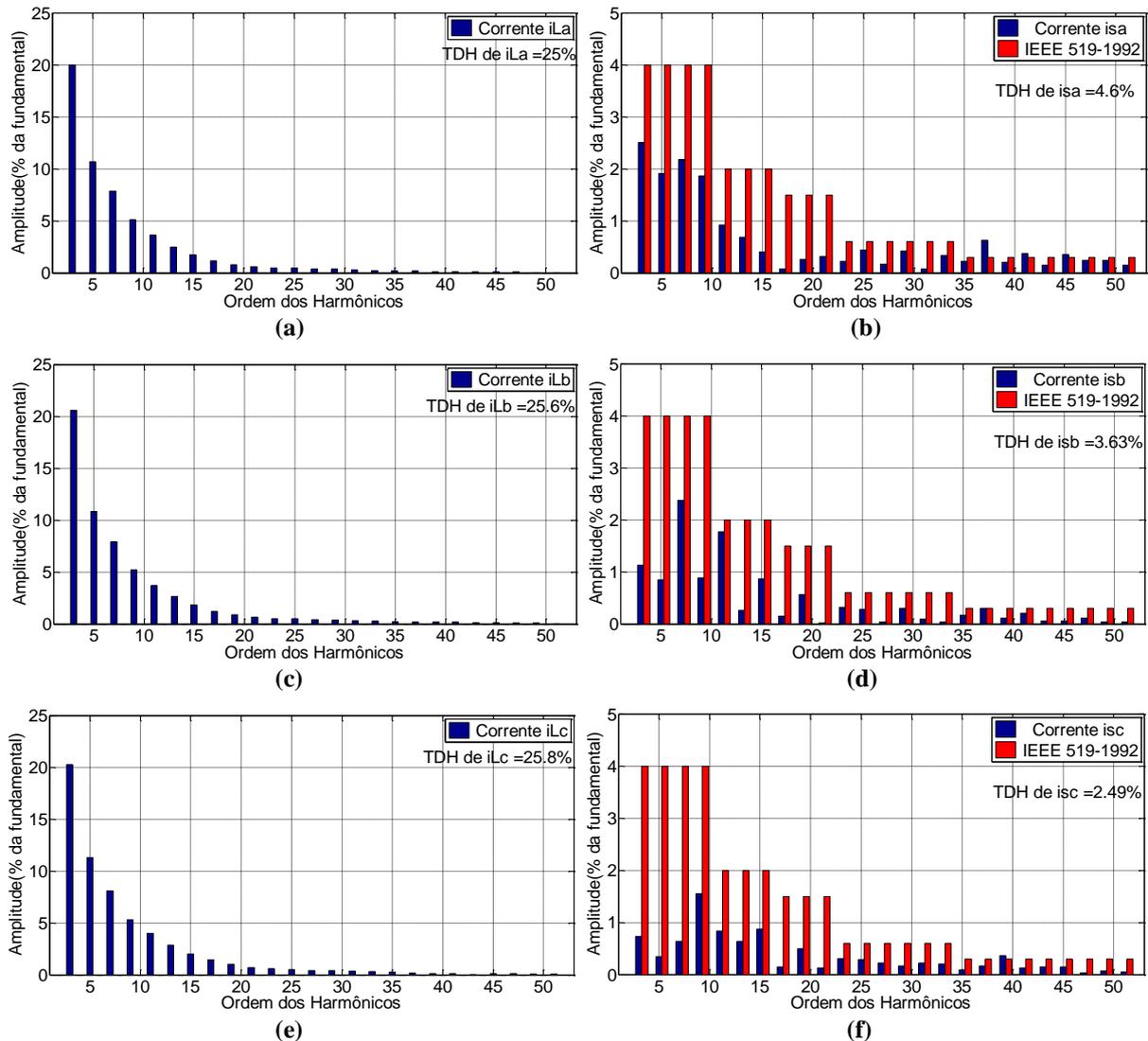


Figura 6.9 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 1):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

As Figuras 6.10 (a), (b) e (c) mostram, respectivamente, as correntes das cargas, correntes compensadas da fonte e as correntes sintetizadas pelo FAPP, com suas respectivas correntes de neutro, para o sistema alimentando a carga 2. Verifica-se que, mesmo para diferentes cargas conectadas à rede, as correntes da rede tornaram-se aproximadamente senoidais e equilibradas. As Figuras 6.10 (d), (e) e (f), mostram as correntes de cada uma das fases, juntamente com suas respectivas tensões de alimentação.

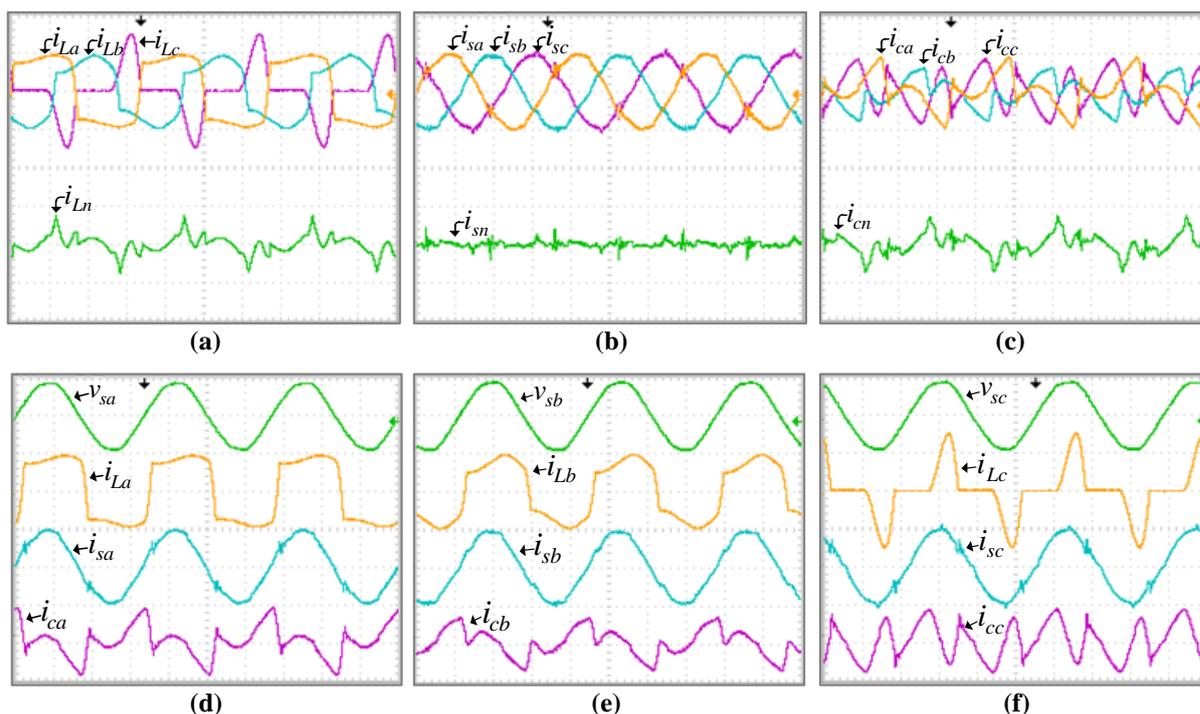


Figura 6.10 - Correntes e tensões do sistema para carga 2 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Já o espectro harmônico das correntes das cargas e das correntes compensadas das fontes, com a respectiva TDH, são mostrados na Figura 6.11. Comparando estes com os resultados mostrados na Figura 6.5, observa-se aumento na TDH de i_{sa} , devido ao aumento na amplitude dos harmônicos de ordens elevadas, porém, observa-se redução na TDH de i_{sc} .

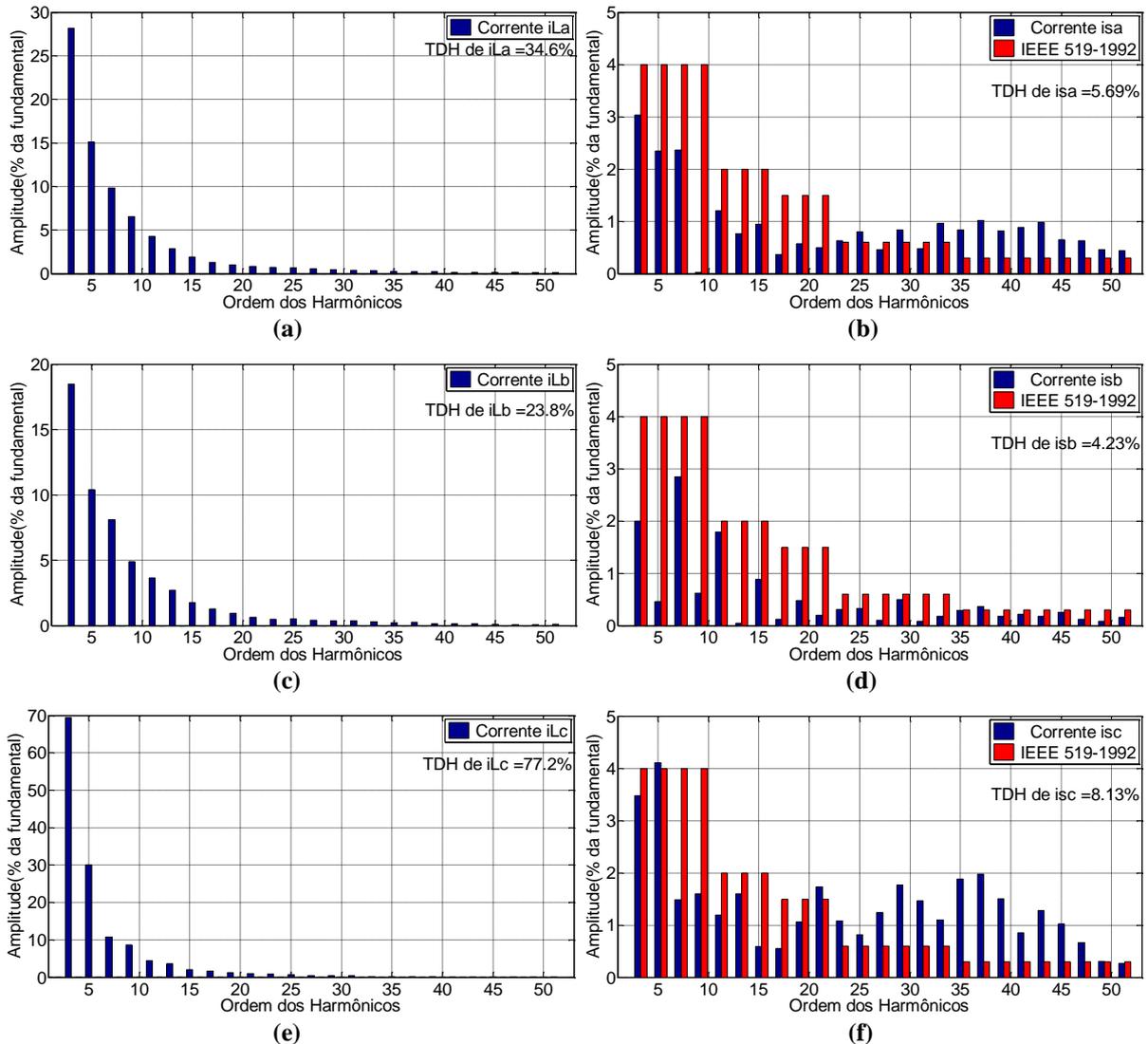


Figura 6.11 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 2):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

As correntes das cargas, da rede e de compensação, para o sistema alimentando a carga 3, são mostradas nas Figuras 6.12 (a), (b) e (c). Verifica-se que o FAPP compensa o desequilíbrio de corrente entre as fases, tornando as correntes da fonte equilibradas e aproximadamente senoidais, mesmo com ausência de carga em uma das fases. A Figura 6.12 (d) mostra a tensão v_{sa} e as correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} , a Figura 6.12 (e) mostra a tensão v_{sb} e as correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} , e a Figura 6.12 (f) mostra a tensão v_{sc} e as correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} . Já os espectros harmônicos e a TDH são apresentados na Figura 6.13

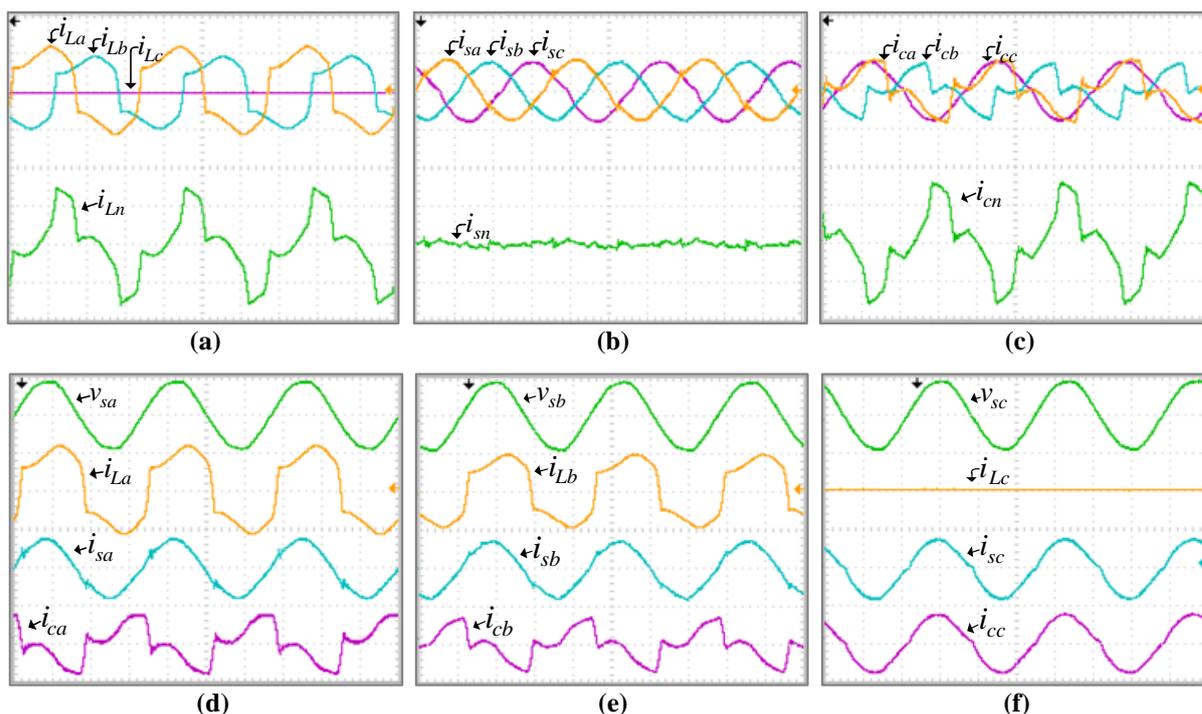


Figura 6.12 - Correntes e tensões do sistema para carga 3 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; **(b)** Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; **(c)** Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; **(d)** Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; **(e)** Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; **(f)** Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

Conforme os resultados mostrados nesta sessão, verifica-se que há compensação do desequilíbrio de corrente entre as fases, além da supressão dos harmônicos e compensação de reativos. Desta forma, todas as componentes de sequência zero foram compensadas, resultando em corrente de neutro da fonte aproximadamente nula. Observa-se também a similaridade destes resultados com os resultados de simulação apresentados na sessão 5.4.

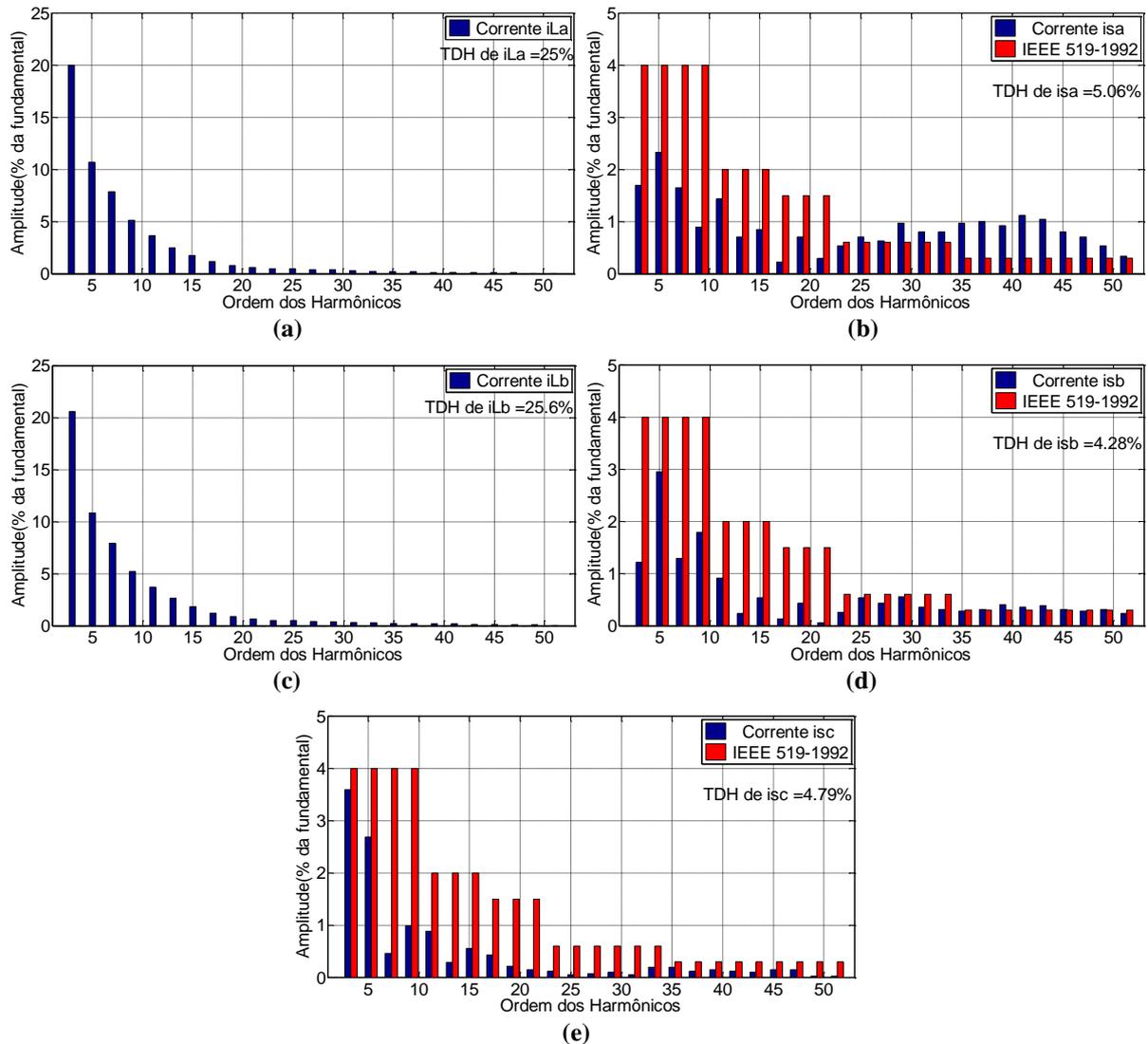


Figura 6.13 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 3):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} .

As Figuras 6.14 e 6.15 mostram os resultados obtidos para o sistema alimentando as cargas trifásicas 4 e 5 da Tabela 6.2, respectivamente. As correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são mostradas nas Figuras 6.14 (a) e 6.15 (a). Como estas são cargas trifásicas a três fios, não há condutor neutro de carga, ou seja, corrente i_{Ln} nula. As correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.14 (b) e 6.15 (b), e as correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.14 (c) e 6.15 (c).

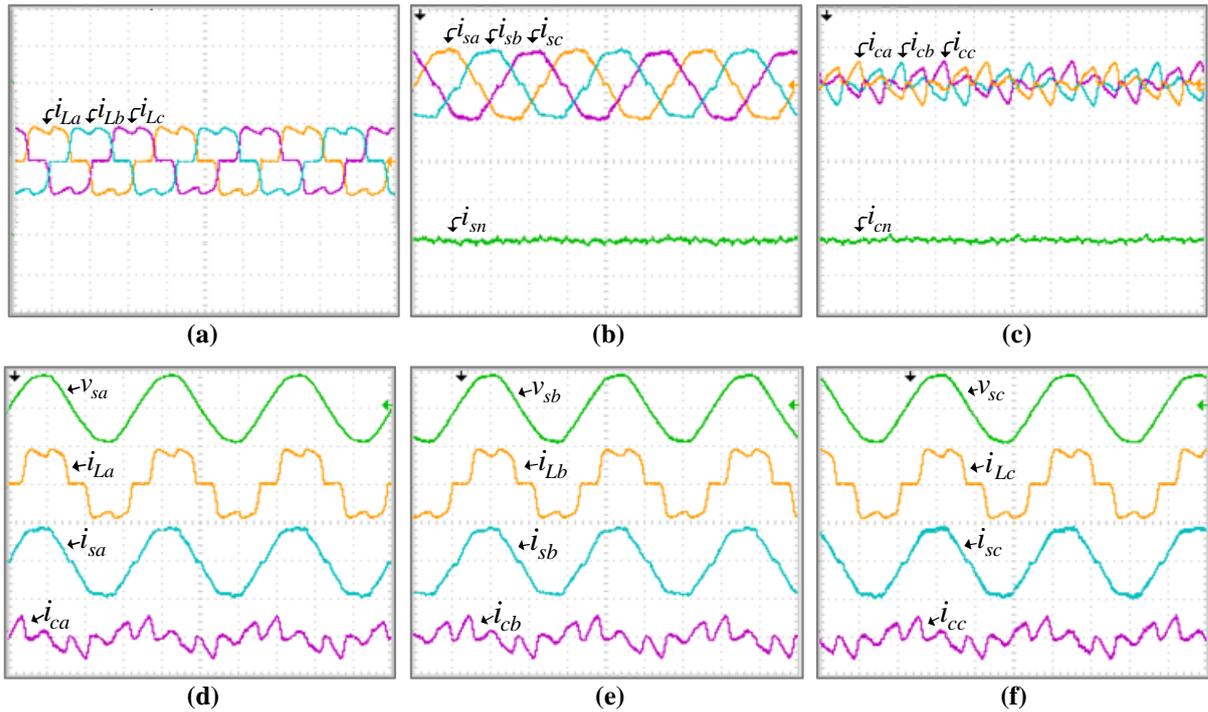


Figura 6.14 – Correntes e tensões do sistema para carga 4 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

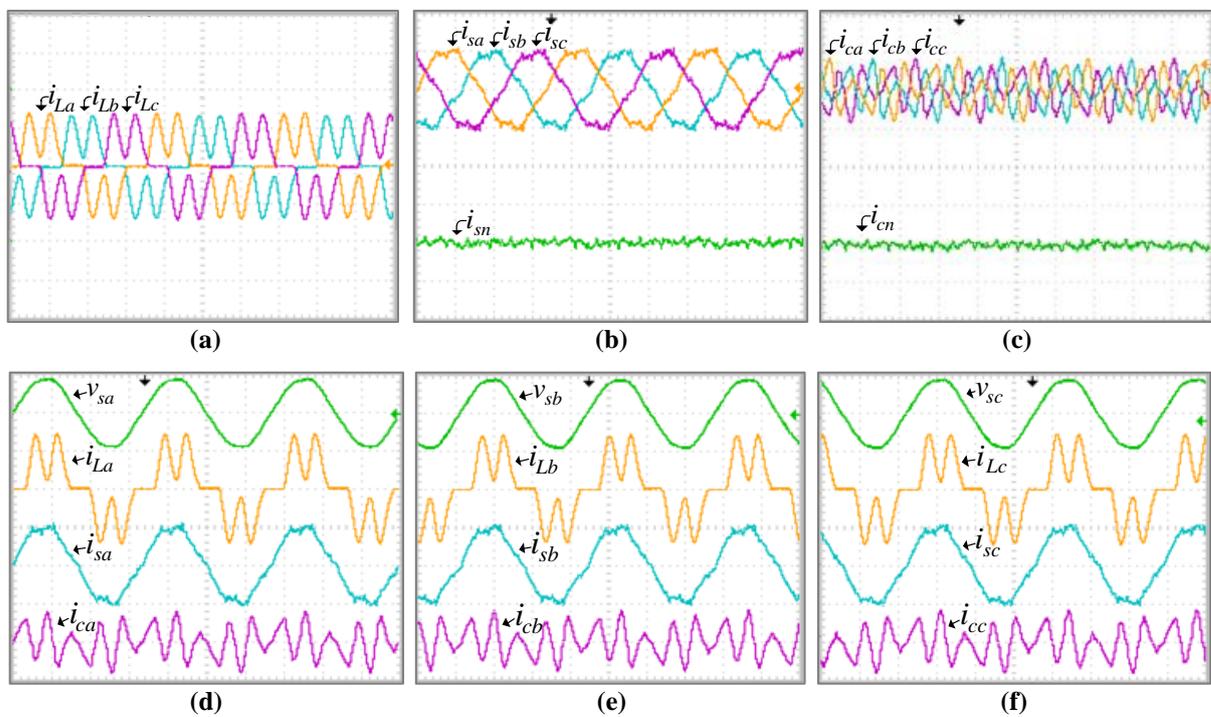


Figura 6.15 – Correntes e tensões do sistema para carga 5 (20A-200V/div; 5ms/div):

(a) Correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} ; (c) Correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} ; (d) Tensão v_{sa} e correntes i_{La} , i_{sa} e i_{ca} ; (e) Tensão v_{sb} e correntes i_{Lb} , i_{sb} e i_{cb} ; (f) Tensão v_{sc} e correntes i_{Lc} , i_{sc} e i_{cc} .

A Figura 6.16 mostra o espectro harmônico e a TDH, das correntes das cargas e das correntes compensadas da fonte, referentes aos resultados mostrados na Figura 6.14. Já a Figura 6.17 mostra o espectro harmônico e a TDH referentes aos resultados mostrados na Figura 6.15. Verifica-se na Figura 6.16 que as correntes compensadas apresentam o 5º harmônico com amplitude acima do limite estabelecido pela recomendação da IEEE. Já na Figura 6.17 verifica-se que, além do 5º harmônico, algumas harmônicas de ordens elevadas também ultrapassam estes limites. Porém, verifica-se redução significativa na TDH das correntes compensadas da fonte, principalmente para a carga 5.

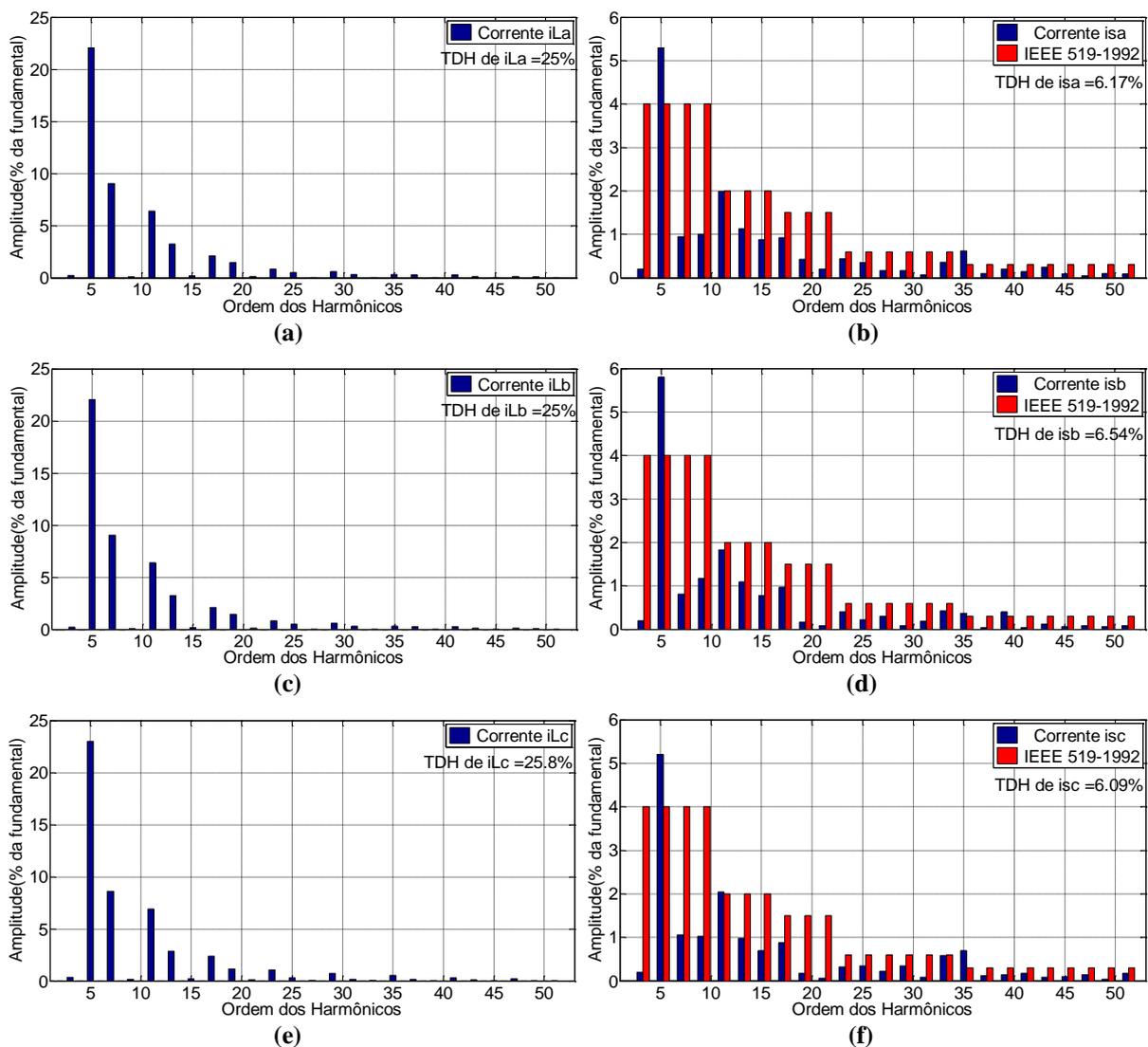


Figura 6.16 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 4):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

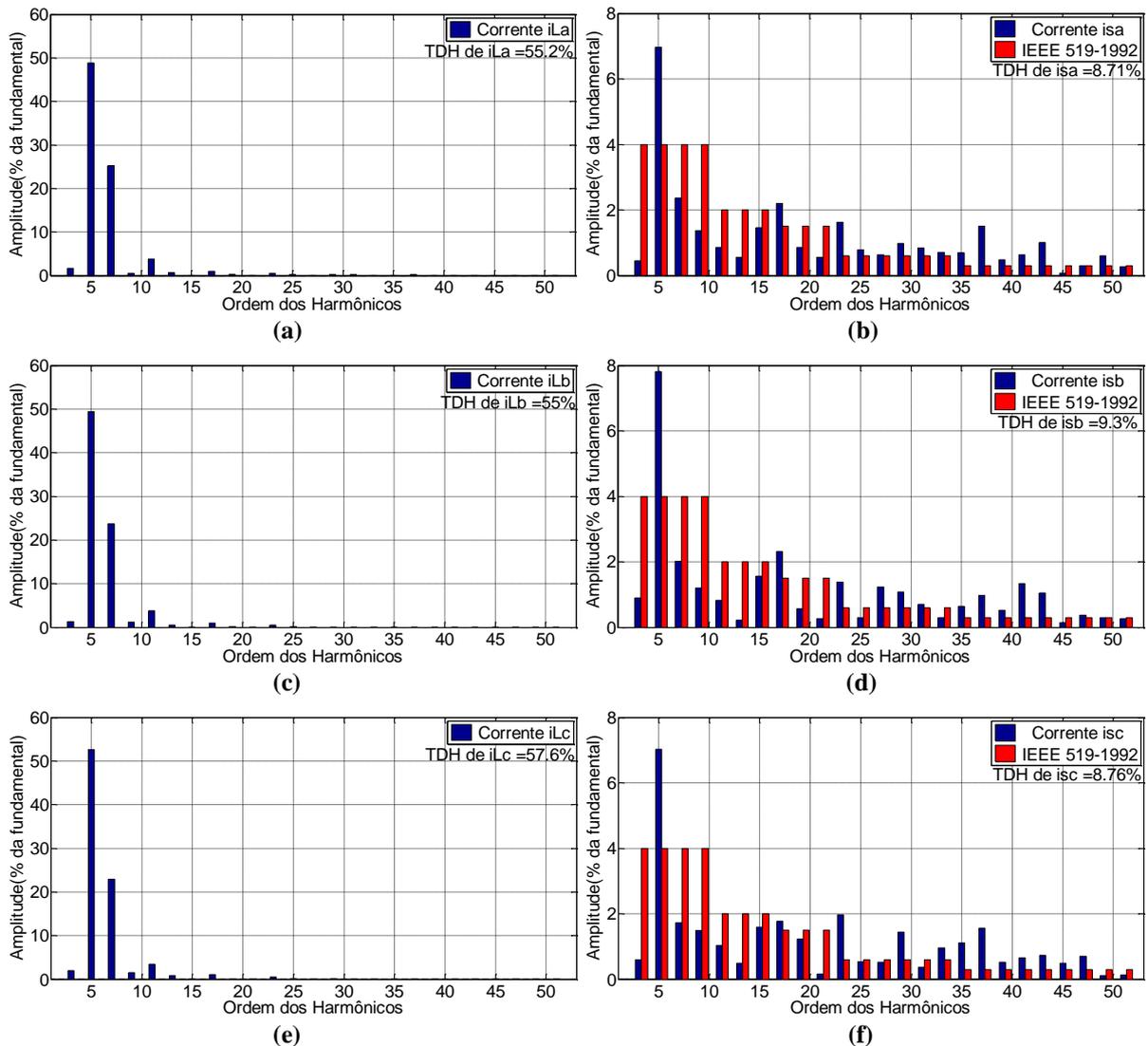


Figura 6.17 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (Carga 5):

- (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da fonte i_{sa} ; (c) Corrente da carga i_{Lb} ;
 (d) Corrente da fonte i_{sb} ; (e) Corrente da carga i_{Lc} ; (f) Corrente da fonte i_{sc} .

6.5 TRANSIÇÕES DE OPERAÇÃO DO FAPP

Nesta seção são apresentados os transitórios do FAPP de forma a verificar o comportamento deste nas transições entre os modos de operação CCIF e CDCC, bem como na entrada e saída de operação. Para estes testes, foi utilizada a carga 1 da Tabela 6.2.

A Figura 6.18 mostra os resultados do FAPP na transição entre o modo de operação CCIF e CDCC, onde a Figura 6.18 (a) mostra a transição do CCIF para a CDCC, e a Figura 6.18 (b) mostra a transição da CDCC para o CCIF. Já a Figura 6.19 mostra os

resultados do FAPP na entrada e saída de operação, onde a Figura 6.19 (a) mostra a entrada do FAPP em operação, atuando na supressão de harmônicos e compensação de reativos das cargas (CCIF), e a Figura 6.19 (b) mostra a saída de operação do FAPP. Verifica-se que em ambos os casos, o FAPP desenvolve a transição sem causar distúrbios no sistema elétrico, demonstrando satisfatório desempenho do protótipo para estes tipos de transição.

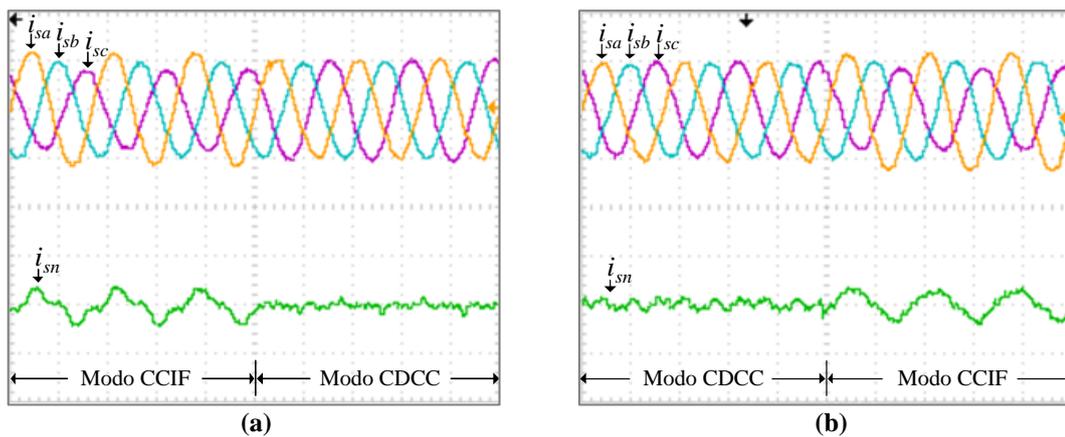


Figura 6.18 – Correntes da rede na transição do modo de operação (20A/div; 10ms/div):

(a) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} na transição do modo CCIF para a CDCC;

(b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} na transição do modo CDCC para o CCIF.

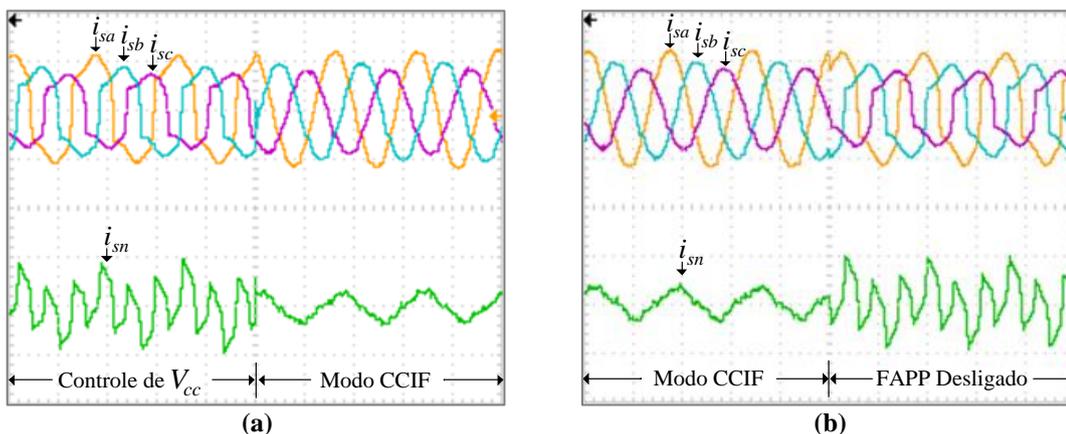


Figura 6.19 – Correntes da rede na transição de entrada e saída de operação (20A/div; 10ms/div):

(a) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} na transição de entrada de operação do FAPP;

(b) Correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} na transição de saída de operação do FAPP.

6.6 CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais relacionados ao controle do barramento CC do FAPP, no instante de pré-carga do banco de capacitores, bem como o comportamento da tensão deste para variação de carga no sistema.

A Figura 6.20 (a) mostra a tensão do barramento V_{cc} nas etapas de pré-carga do banco de capacitores, e a Figura 6.20 (b) mostra as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} drenadas da rede. Na etapa E1, o barramento apresenta $V_{cc}=35\text{V}$, sendo esta obtida pela fonte de alimentação dos *drivers* dos inversores de frequência. No intervalo E2 ocorre a pré-carga do banco de capacitores. Neste intervalo, as chaves de potência encontram-se abertas e o FAPP comporta-se como um retificador não controlado, drenando corrente da rede de forma a elevar a tensão para $V_{cc}=178\text{V}$. Esta corrente drenada apresenta amplitude reduzida, conforme mostra a Figura 6.20 (b), pelo fato da utilização de resistores de pré-carga ligados em série com o FAPP. Já na etapa E3 ocorre o acionamento do contator de partida, curto-circuitando estes resistores, elevando V_{cc} para 180V (Valor de pico da tensão da rede elétrica). Na etapa E4, é acionado o FAPP, de forma a elevar a tensão do barramento ao valor de referência. Verifica-se que os conversores drenam da rede uma pequena parcela de corrente em ambas as fases, necessária para manter o barramento CC no valor de referência desejado ($V_{cc}=230\text{V}$).

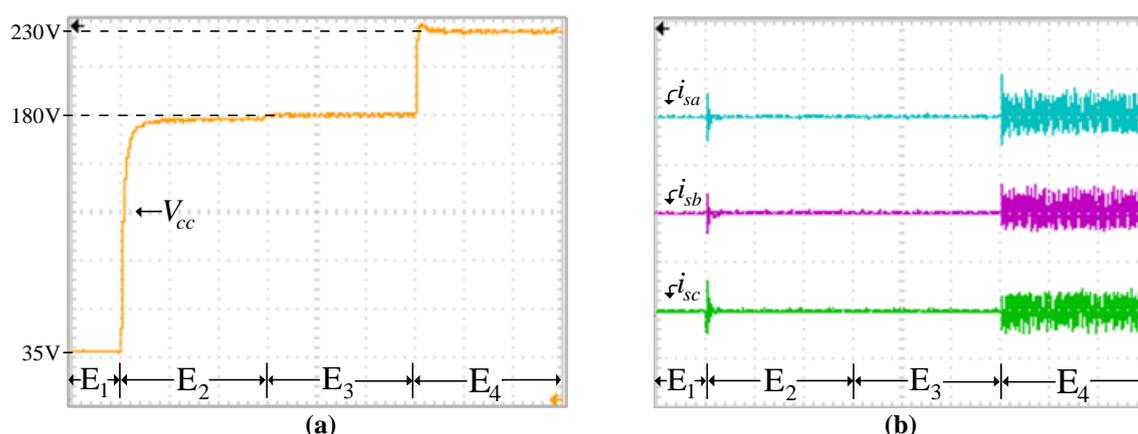


Figura 6.20 – Etapa de pré-carga do barramento CC do FAPP (30V-5A/div; 1s/div):

(a) Tensão do barramento V_{cc} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .

A Figura 6.21 mostra o comportamento da tensão do barramento CC para degrau de entrada de carga. Na Figura 6.21 (a) é apresentada a tensão V_{cc} para entrada de carga nas três fases simultaneamente, conforme correntes da rede mostradas na Figura 6.21 (d). A Figura 6.21 (b) mostra a tensão V_{cc} para entrada de carga em duas fases simultaneamente, conforme correntes da rede mostradas na Figura 6.21 (e), e a Figura 6.21 (c) mostra a tensão V_{cc} para entrada de carga em uma fase, conforme correntes da rede mostradas na Figura 6.21 (f).

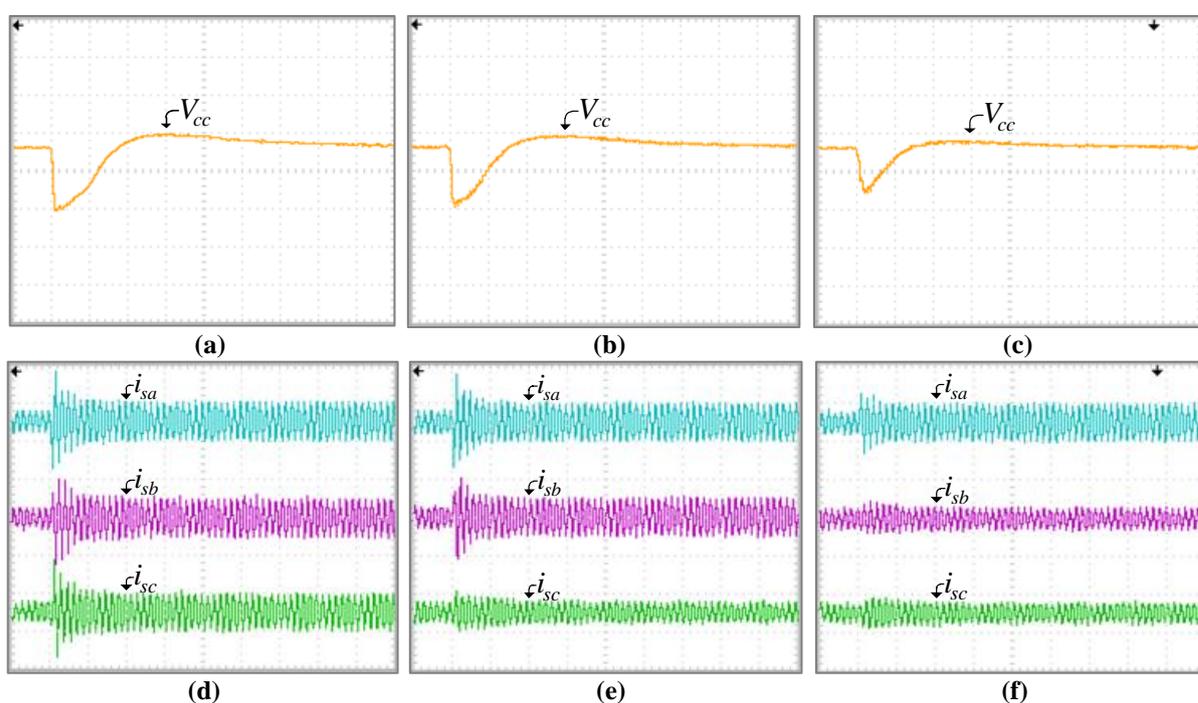


Figura 6.21 – Tensão do barramento CC e correntes da rede para entrada de carga

(50V-40A/div; 100ms/div): (a) Tensão V_{cc} para degrau em três fases; (b) Tensão V_{cc} para degrau em duas fases; (c) Tensão V_{cc} para degrau em uma fase; (d) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em três fases; (e) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em duas fases; (f) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em uma fase.

A Figura 6.22 mostra o comportamento da tensão do barramento CC para degrau de saída de carga. Na Figura 6.22 (a) é apresentado a tensão V_{cc} para saída de carga nas três fases simultaneamente, a Figura 6.22 (b) mostra a tensão V_{cc} para saída de carga em duas fases simultaneamente, e a Figura 6.22 (c) mostra a tensão V_{cc} para saída de carga em uma fase. As correntes da rede são mostradas nas Figuras 6.22 (d), (e) e (f), respectivamente.

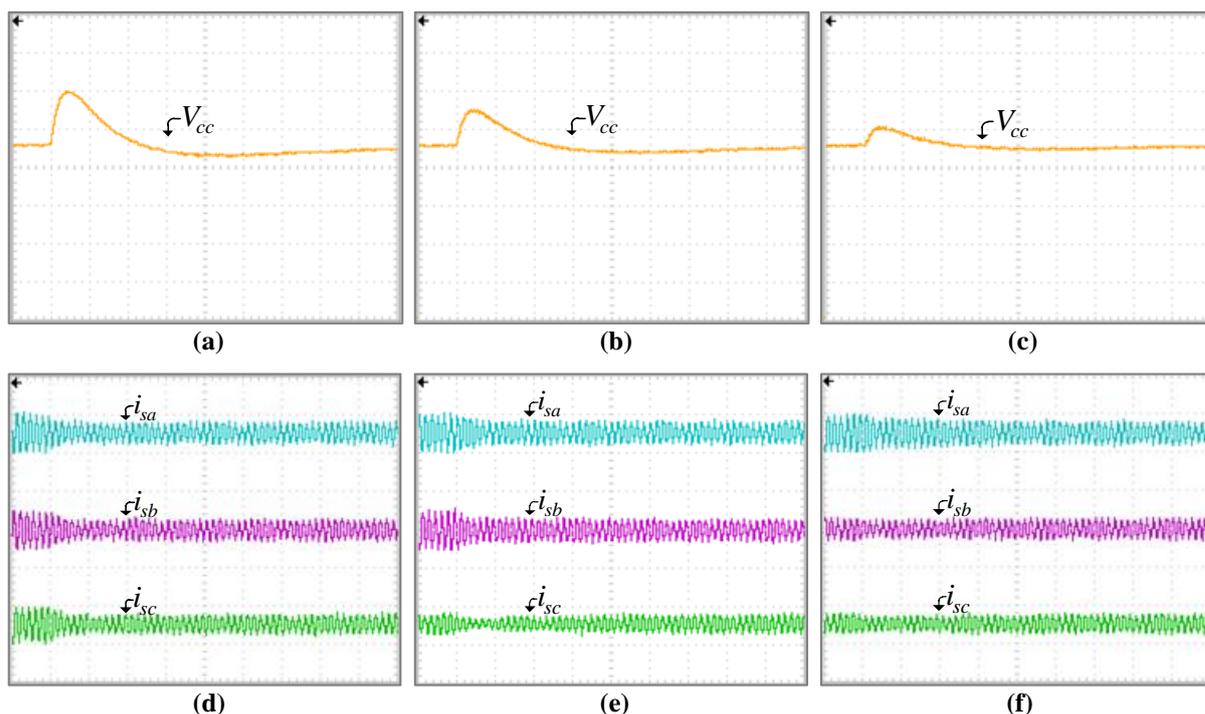


Figura 6.22 – Tensão do barramento CC e correntes da rede para saída de carga

(50V-40A/div; 100ms/div): (a) Tensão V_{cc} para degrau em três fases; (b) Tensão V_{cc} para degrau em duas fases; (c) Tensão V_{cc} para degrau em uma fase; (d) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em três fases; (e) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em duas fases; (f) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em uma fase.

Verifica-se satisfatório o comportamento do controlador PI utilizado na malha de tensão do barramento CC, pois tanto para degrau de entrada ou saída de carga no sistema, este controlador foi capaz de manter a tensão do barramento CC constante e no valor de referência desejado, sendo a ocorrência destas transições de forma simultânea entre as fases ou em apenas uma única fase.

A Figura 6.23 mostra em mesma janela o comportamento do barramento CC para degrau de entrada e saída de carga em um curto intervalo de tempo, também para degrau em três, duas ou em uma fase, conforme mostram as respectivas correntes. Verifica-se que mesmo em um curto intervalo de tempo, o controle do barramento CC consegue manter a tensão constante e no nível desejado.

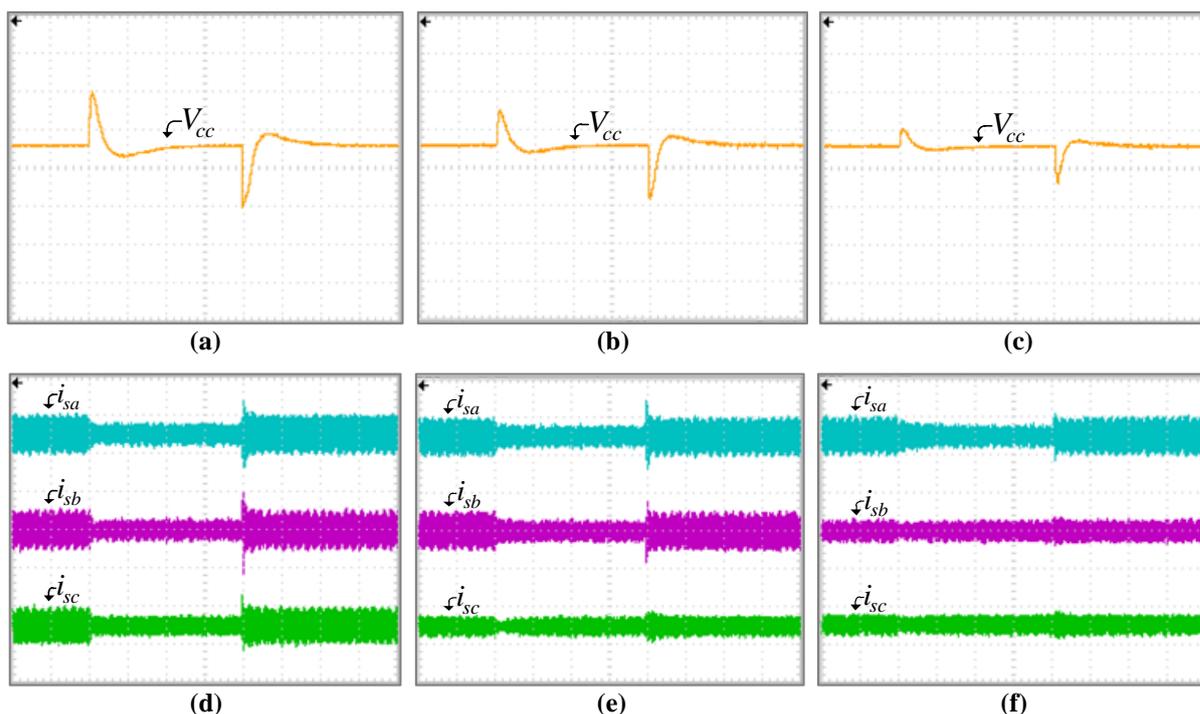


Figura 6.23 - Tensão do barramento CC e correntes da rede para saída e entrada de carga (50V-40A/div; 100ms/div): (a) Tensão V_{cc} para degrau em três fases; (b) Tensão V_{cc} para degrau em duas fases; (c) Tensão V_{cc} para degrau em uma fase; (d) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em três fases; (e) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em duas fases; (f) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} com degrau em uma fase.

6.7 COMPORTAMENTO DOS CONTROLADORES PI E PID

No Capítulo 4 foi apresentada a metodologia adotada para o projeto de dois controladores, sendo eles o PI e o PID, onde ambos foram projetados para atuarem no controle da malha de corrente do FAPP. Nesta seção são apresentados os resultados comparativos dos mesmos, de modo a demonstrar seus desempenhos no controle das malhas de corrente do FAPP. Estes ensaios foram realizados considerando somente a fase ‘a’ do FAPP, utilizando como carga um retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R=7,5\Omega$ e $L=346\text{mH}$), conectada à rede elétrica.

A Figura 6.24 mostra os resultados do FAPP, obtidos para o sistema alimentando a carga sem o indutor de comutação (L_{La}) entre ela e a rede. A Figura 6.24 (a) mostra a corrente da carga (i_{La}) juntamente com a corrente compensada (i_{sa}), para o FAPP sendo controlado pelo PI, e a Figura 6.24 (b) mostra i_{La} juntamente com i_{sa} , para o FAPP sendo controlado pelo PID. Já a Tabela 6.3 mostra a TDH destas correntes.

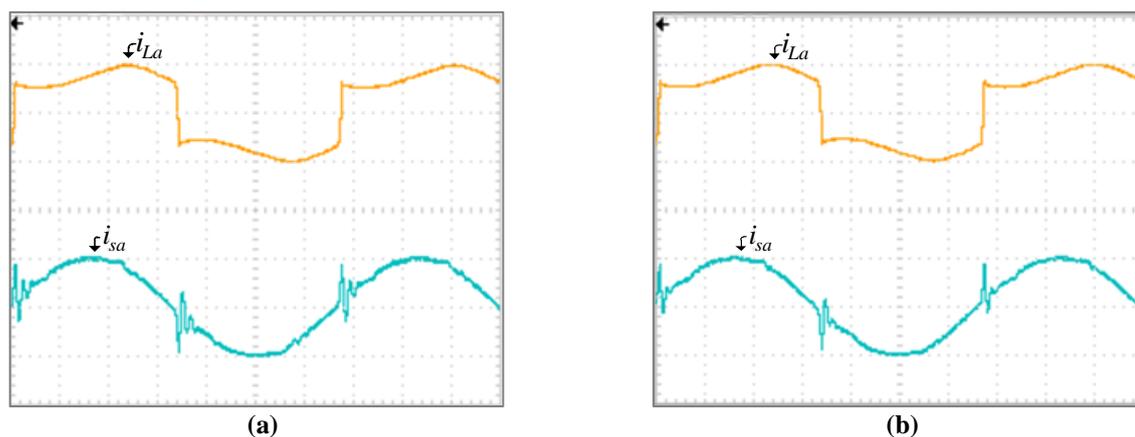


Figura 6.24 – Correntes i_{La} e i_{sa} sem L_{La} entre a rede e a carga (20A/div; 2,5ms/div):

- (a) Correntes i_{La} e i_{sa} para o FAPP utilizando o controlador PI;
 (b) Correntes i_{La} e i_{sa} para o FAPP utilizando o controlador PID.

Tabela 6.3 – TDH das correntes da carga e da rede sem L_{La} .

Taxa de distorção harmônica (TDH%)			
Controlador PI		Controlador PID	
i_{La}	i_{sa}	i_{La}	i_{sa}
35,6	12,9	35,1	9,9

Quando comparado com o resultado obtido com o controlador PI, verifica-se que o controlador PID reduziu a oscilação da corrente compensada i_{sa} na passagem por zero. Consequentemente, teve-se maior redução na TDH desta corrente. A redução desta oscilação acontece devido à ação integrativa presente neste tipo de controlador, porém este apresentou amplificação de ruídos de altas frequências.

Porém, verifica-se ainda elevada TDH na corrente compensada para ambos os casos. Assim, optou-se pela inclusão do indutor L_L entre a rede e a carga. Desta forma, estes ensaios foram novamente realizados.

A Figura 6.25 mostra os resultados do FAPP, obtidos para o sistema alimentando a carga com L_{La} entre ela e a rede. A Figura 6.25 (a) mostra a corrente i_{La} juntamente com a corrente compensada i_{sa} , para o FAPP sendo controlado pelo PI, e a Figura 6.24 (b) mostra i_{La} juntamente com i_{sa} , para o FAPP sendo controlado pelo PID. A TDH destas correntes são mostradas na Tabela 6.4.

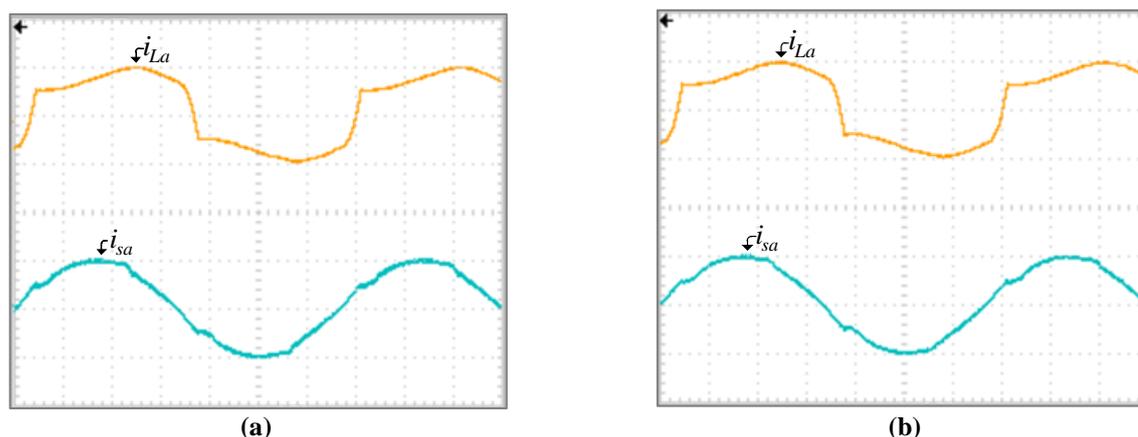


Figura 6.25 – Correntes i_{La} e i_{sa} com L_{La} entre a rede e a carga (20A/div; 2,5ms/div):

- (a) Correntes i_{La} e i_{sa} para o FAPP utilizando o controlador PI;
 (b) Correntes i_{La} e i_{sa} para o FAPP utilizando o controlador PID.

Tabela 6.4 – TDH das correntes da carga e da rede com L_{La} .

Taxa de distorção harmônica (TDH%)			
Controlador PI		Controlador PID	
i_{La}	i_{sa}	i_{La}	i_{sa}
25,6	3,7	26,2	3,6

Conforme os resultados mostrados na Figura 6.25, bem como as TDH mostradas na Tabela 6.4, verifica-se grande similaridade na corrente compensada com a utilização de ambos os controladores. Porém, devido à ação derivativa, o controlador PID apresentou amplificação dos ruídos em alta frequência. Portanto, por esta razão e pelo fato deste controlador apresentar maior complexidade de implementação, optou-se neste trabalho pela utilização do PI no controle das malhas de corrente de cada uma das fases do FAPP.

6.8 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos via protótipo do FAPP implementado em laboratório. De maneira similar às simulações computacionais, foram analisados os comportamentos do FAPP considerando os dois modos distintos de operação, sendo estes os modos de operação CCIF e CDCC.

Com base nas análises dos resultados obtidos nos ensaios, os quais se referem ao comportamento estático do FAPP (CCIF e CDCC), é possível observar um desempenho satisfatório na supressão de harmônicos de corrente, compensações dos reativos das cargas, bem como dos desequilíbrios de correntes entre as fases. Também é possível salientar a similaridade dos resultados experimentais com os resultados obtidos com as simulações computacionais apresentados no capítulo anterior. Para todos os testes realizados, os espectros harmônicos e TDH das correntes de carga e das correntes compensadas na rede, foram obtidos através do instrumento de medição da qualidade da energia elétrica Fluke 43B. Através das medições realizadas, verificou-se uma redução significativa na TDH das correntes compensadas, onde, na maioria dos casos, esta ficou abaixo dos níveis máximos apresentados na recomendação IEEE 519-1992.

Já os resultados obtidos para testar o comportamento dinâmico do FAPP foram considerados também satisfatórios. Este foi testado considerando a transição entre os modos de operação CCIF e CDCC. Estas transições poderiam gerar distúrbios nas correntes compensadas, fato que não ocorreu. Também, foi observado um comportamento satisfatório do FAPP na sua entrada (partida) e saída de operação.

Por fim, o desempenho dos algoritmos de geração das referências de corrente de compensação, assim como o comportamento dos controladores PI das malhas de corrente e de tensão do barramento CC do FAPP foram testados com êxito, mediante a introdução de degraus de carga.

7 CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

7.1 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e implementação digital utilizando DSP de um FAPP construído com a topologia 3F-B. Este é aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios para supressão de harmônicos de corrente, compensação de reativos e compensação de desbalanços de corrente entre as fases. Foram utilizados algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrona destinados à geração das correntes de referência de compensação do FAPP. Os algoritmos adotados para obtenção das correntes de referência de compensação são fundamentados no método de controle baseado no sistema de referência síncrona. Com a criação de um sistema trifásico fictício, estes puderam ser empregados em um sistema trifásico a quatro-fios, no qual cada uma das fases pôde ser controlada como se fossem três sistemas monofásicos independentes.

Duas estratégias de compensação de corrente foram empregadas, sendo elas a CCIF e a CDCC. Na estratégia CCIF, o FAPP foi controlado para suprimir as correntes harmônicas da carga bem como compensar sua potência reativa. Neste caso, a compensação dos desbalanços da carga não foi considerada, ou seja, a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero não foram realizadas. Neste caso as correntes compensadas da rede tornaram-se praticamente senoidais, no entanto desequilibradas. Já na estratégia CDCC, o FAPP além de suprimir as correntes harmônicas da carga e compensar potência reativa, compensou também os desequilíbrios de corrente entre as fases. Neste caso as correntes compensadas da rede tornaram-se senoidais e equilibradas, pois as componentes fundamentais de sequência negativa e zero foram consideradas no algoritmo de compensação.

O estudo da topologia de FAPP abordada neste trabalho foi apresentado, sendo descrito a modulação utilizada, os algoritmos utilizados para geração das correntes de referência de compensação do FAPP, e o sistema de sincronismo e detecção do ângulo de fase (PLL). Também foi descrita a modelagem matemática do FAPP, bem como função de transferência que representa o sistema físico do conversor *full-bridge*. A partir desta função, foram descritas as malhas de controle de corrente e de tensão do barramento CC.

Foi apresentada a metodologia empregada para projeto de dois tipos de controladores, sendo eles os controladores PI e PID. Baseado nesta metodologia, estes

controladores foram projetados, de forma a obter um sistema compensado em malha aberta com margem de fase desejada na frequência de cruzamento especificada em projeto. Também foram apresentados os métodos utilizados para a discretização dos respectivos controladores, bem como suas equações a diferenças, sendo estas implementadas no DSP.

Simulações computacionais e ensaios experimentais do FAPP foram realizados, possibilitando a análise do comportamento das duas estratégias de operação do filtro (CCIF e CDCC). Cinco tipos distintos de cargas não-lineares foram utilizados nos ensaios de simulação e práticos, visando verificar o comportamento estático e dinâmico do FAPP. Desse modo, verificou-se que ambas as estratégias de controle empregadas no FAPP apresentaram um desempenho satisfatório, ou seja, eliminou os harmônicos das correntes de carga, compensou a potência reativa contribuindo efetivamente para a elevação do fator de potência medido na rede elétrica.

A TDH das correntes da rede tiveram uma redução significativa, onde na maioria dos casos estas ficam abaixo dos níveis máximos recomendados pela IEEE 519-1992.

Também verificou-se um satisfatório desempenho do FAPP na transição entre os modos de operação CCIF e CDCC, bem como na entrada e saída de operação do FAPP. Também foi comprovado o adequado funcionamento do controlador PI da malha de tensão do barramento CC, observados por meio dos ensaios realizados com degraus de carga.

7.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

São propostas de continuidades deste trabalho:

- Utilizar outros algoritmos para a geração de referências de corrente de compensação, de forma a verificar o desempenho do FAPP;
- Testar outras topologias de controladores, tanto nas malhas de corrente como na de tensão do barramento CC, de forma a verificar o desempenho estático e dinâmico do FAPP;
- Testar o comportamento para o FAPP operando com referência senoidal nos controladores da malha de corrente, tomando as correntes da rede como realimentação destas malhas de controle;
- Testar o comportamento do FAPP para aplicações em potências mais elevadas.

7.3 PUBLICAÇÕES RELATIVAS AO TRABALHO

Durante o desenvolvimento deste trabalho, os seguintes artigos foram publicados:

- ACORDI, E. Jr.; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; NASCIMENTO, C. B.; GOEDTEL, A. **Study of Shunt Active Power Filters Applied to Three-Phase Four-Wire Systems**. Renewable Energy & Power Quality Journal, v. 10, p. 277, 2012.
- CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDTEL, A.; SILVA, S. A. O. da; NASCIMENTO, C. F. **Neural-Networks and Synchronous Reference Frame Applied in the Harmonic Compensation with a Three-Phase Parallel Active Power Filter**. Renewable Energy & Power Quality Journal, v. 10, p. 517, 2012.
- CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; GOEDTEL, A. **Virtual Instrumentation Applied to Calculation of Electrical Power Quantities in Single-Phase Systems**. Renewable Energy & Power Quality Journal, v. 10, p. 326, 2012.
- CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDTEL, A.; SILVA, S. A. O. da; NASCIMENTO, C. F. **Utilização de Rede Neural Artificial na Geração das Correntes de Compensação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo Trifásico**. In: Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2011, São João Del Rei-MG. X SBAI, 2011, 2011. p. 522-527.

REFERÊNCIAS

ABDESLAN, D. O.; WIRA, P.; MERCKLÉ, J.; FLIELLER, D.; CHAPUIS, Y. A. A unified artificial neural network architecture for active power filters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 54, n. 1, p. 61 – 76, feb. 2007.

AKAGI, H. Active harmonics filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128 – 2141, dec. 2005.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. IA-20, n. 3, p. 625 – 630, may/june 1984.

AREDES, M. **Active power line conditioners**. Dr-Ing. Thesis, Technische Universität Berlin, 1996.

AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. **Power Delivery, IEEE Transactions on.**, v. 12, n. 2, p. 311 – 318, mar. 1997.

AREDES, M.; WATANABE, E. H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. **Power Delivery, IEEE Transactions on.**, v. 10, n. 3, p. 1649 – 1656, july. 1995.

BHATTACHARYA, S.; CHENG, P-T.; DIVAN, D. M. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 33, n. 3, p. 732 – 747, may/june. 1997.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. B. Synchronous frame harmonic isolator using active series filter. **Power Electronics and Application, 4th European Conference on**. Florencia, Italy, 1991. p. 30-35.

BHATTACHARYA, S; FRANK, T. M.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. In: **Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE**. San Diego, CA. IEEE, 1996. v. 2. p. 1032-1039.

CHEN, C. L.; LIN, C. E.; HUANG, C. L. An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method. In: **Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE**. Taipei, Chine: IEEE, 1994.

CLARKE, E. **Circuit and analysis of A-C power systems**. New York: John Wiley & Sons, 1943.

CRUZS, T. M. A survey of neutral currents in three-phase computer power systems. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 26, n. 4, p. 719 – 725, july/aug. 1990.

DAI, N.; WONG, M.; HAN, Y. H. Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM. **Power Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 21, n. 2, p. 1 – 10, mar. 2006.

DAS, J. C.; PE; MIEE, Sr. Passive filters-potentialities and limitations. In: **Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual**. Atlanta, USA. IEEE, 2003. p. 187-197.

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; SANTOS, S.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**. 2. ed. New York: McGraw, 2002.

FENILI, M. P. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.

FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A.B.; SOUZA, A. F. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. **Industrial Electronics, IEEE Transaction on.**, v. 55, n. 8, p. 2923 – 2932, aug. 2008.

FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GRINÓ, R.; CARDONER, R.; COSTA, R.; FOSSAS, E. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 54, n. 3, p. 1495 – 1503, june. 2007.

HADDAD, K.; THOMAS, T.; JOÓS, G.; JAAFARI, A. Dynamic performance of three-phase four wire active filters. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997**. Atlanta, GA. IEEE, 1997. p. 206-212.

HERRERA, R. S.; SALMERÓN, P. Instantaneous reactive power theory: a comparative evaluation of different formulations. **Power Delivery, IEEE Transactions on.**, v. 22, n. 1, p. 595 – 604, jan. 2007.

HOLTZ, J. Pulse width modulation – A survey. **Industrial Electronics, IEEE Transaction on.**, v. 39, n. 5, p. 410 – 420, oct. 1992.

IEC 1000-3-2 International Std. **International Eletrotechnical Comission, Geneve Switzerland.** 1998. Norma IEC.

IEEE Std. 519-1992. **IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems.** June. 1992.

IEEE Std. 1459-2010. **Standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions.** mar. 2010.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 33, n. 1, p. 58 – 63, jan./feb. 1997.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three h-bridge topology under unbalanced load conditions. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE.** Rhodes, Greece: IEEE, 2008

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital.** Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2003.

LINDEKE, D.; MUSSA, S. A.; SOUZA, F. P. de; BARBI, I. Single phase active power filter controlled with a digital signal processor - DSP. In: **Power Electronics Specialists Conference, PESC '2001, 35th Annual IEEE.** Aachen, Germany: IEEE, 2004.

MARTIGNONI, A. **Transformadores.** 8. ed. São Paulo: Globo, 1991.

MENDALEK, N. Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter. In: **International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications, ACTEA'2009.** Zouk Mosbeh, Lebanon, 2009.

MICROMETALS. **Power conversion & line filter applications**. Disponível em: http://www.micrometals.com/pcparts/PC_L.pdf. Acessado em 05 de agosto de 2012.

MODESTO, R. A.. **Método de compensação ativa de potência aplicado a um filtro ativo paralelo monofásico**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2007.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications and design**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1995.

MONTEIRO, M. I. M.; CADAVAL, E. R.; GONZÁLEZ, F. B. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire system. **Power Electronics, IEEE Transaction on**, v. 22, n. 1, p. 229 – 236, jan. 2007.

PAKDEL, M.; FARZANEH-FARD, H. A control strategy for load balancing and power factor correction in three-phase four-wire systems using a shunt active power filter. In: **Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on**. Mumbai. IEEE, 2006. p. 579-584.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. compensation characteristics of a combined system of shunt passive and series active filters. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 29, n. 1, p. 144 – 152, jan./feb. 1993.

PENG, F. Z.; AKAGI, H. A new approach to harmonic compensation in power system: a combined systems of shunt passive and series active filter. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 26, n. 6, p. 983 – 990, nov./dec. 1990.

PINHEIRO, H.; BOTTERÓN, F.; RECH, C.; SCHUCH, L.; CAMARGO, R. F.; HEY, H. L.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, J. R. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. **Controle & Automação, Revista**, v. 16, n. 1, p. 13 – 24, mar. 2005.

PINI, S. H. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo de dois quadrantes conectado no lado de corrente contínua de um retificador monofásico com filtro indutivo**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2010.

PREGITZER, R.; COSTA, J. C.; MARTINS, J. S.; AFONSO, J. A. Simulation and implementation results of a 3-phase 4-wire shunt active power filter. In: **International Conference on Harmonics and Quality of Power**. Cascais, Portugal, 2006.

PRODIST. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional**. Módulo 8. Revisão 4, ANEEL, 2012.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual**. Boston, MA. IEEE, 1992. p. 829-836.

QUINN, C. A.; MOHAN, N.; MEHTA, H. A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual**. San Diego, CA. IEEE, 1993. p. 841-846.

RANJBAR, M; JALILIAN, A.; SHOULAIE, A. DSP-based digital control of a single-phase shunt active power filter under distorted voltage source. In: **Power Electronic Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st**. Tehran, Iran. IEEE, 2010. p. 376-381.

SANTOS, R. J. M. dos. **Condicionador unificado de qualidade de energia dual com controle simplificado**. Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2012.

SILVA, S. A. O. da. **Sistemas de energia ininterrupta *line interactive* trifásicos com compensação ativa de potência série e paralela**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2001.

SILVA, S. A. O. da; CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDEL, A.; NASCIEMNTO, C. F.; PAIÃO, D. A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems. In: **13th European Power Electronics Conference and Applications EPE 2009**, Barcelona, Spain. 2009. p. 1-10.

SILVA, S. A. O. da; DONOSCO-GARCIA, P. F.; CORTIZO, P. C.; SEIXAS, P. F. A line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning for three-phase, four-wire systems. **Sba Controle & Automação**. v. 16, n. 2, p. 200 – 210, 2005.

SILVA, S. A. O. da; DONOSO-GARCIA, P. F.; CORTIZO, P. C.; SEIXAS, P. F. A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. 38, n. 6, p. 1581 – 1590, nov./dec. 2002.

SILVA, S. A. O. da; FERACIN, A.; CERVANTES, S. G. S.; GOEDEL, A.; NASCIEMNTO, C. F. Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems. In: **Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on**. Valparaiso, Chile. IEEE, 2010. p. 832-837.

SILVA, S. A. O. da; MODESTO, R. A. A comparative analysis of SRF-based controllers applied to active power line conditioners. In: **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE**. Orlando, FL. IEEE, 2008. p. 405-410.

SILVA, S. A. O. da; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R. A. Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**. Rhodes, Greece. IEEE, 2008. p. 4706-4711.

SILVA, S. A. O. da; TOMIZAKI, E.; NOVOCHADLO, R.; COELHO, E. A. A. PLL structures for utility connected systems under distorted utility conditions. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006. 34th Annual Conference on**. Paris, France. IEEE, 2006. p. 2636-2641.

SILVA, S. M.; LOPES, B. M.; FILHO, B. J. C.; CAMPANA, R. P.; BOAVENTURA, W. C. Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. In: **Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE**. 2004, p. 2259-2263.

SINGH, B.; HADDAD, K. A.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 46, n. 5, p. 960 – 971, oct. 1999.

SOUZA, F. P. de. **Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtro ativo**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC, 2000.

SOUZA, F. P. de; BARBI, I. Single-phase active power filters for distributed power factor correction. In: **Power Electronics Specialists Conference, PESC '2000, 31th Annual IEEE**. Galway: IEEE, 2000.

SRIANTHUMRONG, S.; FUJITA, H.; AKAGI, H. Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier. **Power Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 17, n. 1, p. 117 – 124, jan. 2002.

VODYAKHO, O.; HACKSTEIN, D.; STEIMEL, A.; KIM, T. Novel direct current-space-vector control for shunt active power filters based on the three-level inverter. **Power Electronics, IEEE Transactions on.**, v. 23, n. 4, p. 1668 – 1678, july. 2008.

APÊNDICE A

Projeto do Indutor de Filtragem

O indutor de filtragem L_f foi projetado considerando-se uma margem de segurança de 20% para a corrente processada pelo FAPP. A corrente de pico e a corrente eficaz que circulam pelo FAPP, e conseqüentemente pelo indutor, foram obtidas com auxílio de simulação, sendo a carga utilizada um retificador monofásico de onda completa com carga RC. Os valores de corrente são mostrados na Tabela a.1.

Tabela a.1 – Valores da corrente processada pelo FAPP.

Corrente de pico	30 A
Corrente eficaz	12 A

O projeto foi baseado no roteiro de cálculo do manual da MICROMETALS (MICROMETALS, 2012), onde os principais pontos do projeto são apresentados no decorrer desta seção. As especificações preliminares do projeto podem ser vistas na Tabela a.2 (LINDEKE, 2003).

Tabela a.2 – Especificações de projeto do indutor.

Indutância (L_f)	0,5 mH
Densidade de corrente máxima (J_{max})	450 A/cm ²
Fator de enrolamento (k_w)	0,7
Densidade de fluxo magnético (B_{max})	0,3 T
Corrente de pico no indutor (I_{Lfp})	30 A
Corrente eficaz no indutor (I_{Lfef})	12 A

De posse destes dados, é possível calcular através da equação (a.1) o produto das áreas para a escolha do núcleo a ser adotado (LINDEKE, 2003).

$$AeAw = \frac{L_f \cdot I_{Lfp} \cdot I_{Lfef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (a.1)$$

Através desta expressão, pode-se selecionar o núcleo T400-2D, da MICROMETALS (MICROMETALS, 2012), onde as principais características deste núcleo são apresentadas na Tabela a.3:

Tabela a.3 – Dados do núcleo T400-2D.

Comprimento médio do núcleo	25 cm
Volume do núcleo	185 cm ³
Comprimento médio de cada espira (l_e)	11,1 cm
Área da seção (Ae)	7,42 cm ²
Área da janela (Aw)	25,51 cm ²
Permeabilidade de referência ($\% \mu_0$)	0,95
Indutância estimada (Al)	36 nH/N ²

Com os dados referentes ao núcleo, é possível determinar o número de espiras para o indutor através da equação (a.2).

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{L_f}{Al \cdot \% \mu_0}} \quad (a.2)$$

Por restrições construtivas e conforme o valor de corrente processada pelo FAPP, foi determinado para construção do indutor o fio AWG17. O número de fios em paralelo é obtido através da expressão (a.3), e a quantidade necessária de fio pela equação (a.4).

$$N_{par} = \frac{I_{Lfef}}{S_{cu} \cdot J_{max}} \quad (a.3)$$

$$l_{total} = l_e \cdot N_{esp} \cdot N_{par} \quad (a.4)$$

Como forma de verificar a possibilidade de execução do projeto, esta pode ser determinada através da equação (a.5), onde para que seja possível a execução deste indutor, o resultado obtido nesta equação deve ser superior a 3 (LINDEKE, 2003).

$$P_{exec} = \frac{Aw}{S_{awg} \cdot N_{esp} \cdot N_{par}} \geq 3 \quad (\text{a.5})$$

A Tabela a.4 mostra os dados obtidos no projeto do indutor L_f a ser utilizado em cada conversor *full-bridge* do FAPP.

Tabela a.4 – Dados do indutor.

Indutância	0,5 mH
Núcleo escolhido	T400-2D
Número de espiras	121
Fio escolhido	AWG 17
Número de fios em paralelo	3
Possibilidade de execução	5,77

APÊNDICE B

Projeto do Transformador de Isolação

Cada transformador monofásico, utilizado no FAPP para isolação dos conversores *full-bridge*, foi projetado conforme roteiro de projeto apresentados em MARTIGNONI, 1991. A Tabela b.1 mostra os principais dados necessários para o desenvolvimento do projeto do transformador.

Tabela b.1 – Especificações de projeto do transformador de isolação.

Potência do transformador	1,2 kVA
Tensão do primário	127 V
Tensão do secundário	127 V
Relação de transformação	1:1
Frequência	60 Hz
Indução máxima do ferro (B_m)	10000 G

Inicialmente, considerando as potências (W) e as tensões (V) do lado primário e secundário do transformador, as correntes dos enrolamentos primário e secundário podem ser obtidas através da equação (b.1). Através destas correntes, é possível determinar a seção dos condutores (S) através da equação (b.2). Observa-se nesta equação o fator de densidade de corrente (d), onde neste projeto é adotado $d = 3$ (MARTIGNONI, 1991).

$$I = \frac{W}{V} \quad (\text{b.1})$$

$$S = \frac{I}{d} \quad (\text{b.2})$$

Através desta seção, é possível determinar o fio a ser utilizado no enrolamento primário e secundário, onde neste projeto foi utilizado o fio 12AWG, tanto no primário quanto no secundário do transformador.

Como o transformador apresenta apenas um enrolamento primário e um secundário, a seção magnética (S_m) do transformador pode ser obtida pela equação (b.3). De posse do valor de S_m , determina-se através da equação (b.4) a seção geométrica (S_g), onde esta representa o produto da largura da coluna central do transformador pelo comprimento do pacote de laminas.

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{W_2}{f}} \quad (\text{b.3})$$

$$S_g = 1,1 \cdot S_m \quad (\text{b.4})$$

Através destes valores, é possível determinar a largura da perna central (a) e o tamanho do empilhamento das chapas (b) através das seguintes expressões:

$$a = \sqrt{S_g} \quad (\text{b.5})$$

$$b = \frac{S_g}{a} \quad (\text{b.6})$$

O número de espiras do enrolamento primário é obtido através da equação (b.7). Neste projeto, foi determinado para o enrolamento secundário o mesmo número de espiras obtido no primário ($N_2 = N_1$).

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot 10^8}{4,4 \cdot B_{max} \cdot S_{max}} \quad (\text{b.7})$$

A área da janela do transformador pode ser obtida através da equação (b.8), e a área ocupada pelo cobre pela equação (b.9). Através destas duas áreas, é possível verificar a possibilidade de execução do projeto deste transformador através da equação (b.10), onde para que seja possível esta execução o resultado obtido nesta equação deve ser superior a 3 (MARTIGNONI, 1991).

$$S_j = 0,75 \cdot a^2 \quad (\text{b.8})$$

$$S_{cu} = N_1 \cdot S_{avg} + N_2 \cdot S_{avg} \quad (\text{b.9})$$

$$P_{exec} = \frac{S_J}{S_{cu}} \quad (\text{b.10})$$

A Tabela b.2 mostra os dados obtidos no projeto do transformador de acoplamento.

Tabela b.2 – Dados do transformador monofásico de acoplamento.

Número de espiras do primário (N_1)	131
Número de espiras do secundário (N_2)	131
Largura da perna central (a)	6 cm
Comprimento do pacote de chapas (b)	6,5 cm
Fio adotado	12 AWG
Número de fios em paralelo no primário	1
Número de fios em paralelo no secundário	1
Possibilidade de execução	3,1

ANEXO A

Fotografias do protótipo do FAPP implementado.

