UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE
MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAPHAEL JORGE MILLNITZ DOS SANTOS

CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA DUAL COM CONTROLE SIMPLIFICADO

JOINVILLE / SC
2012

RAPHAEL JORGE MILLNITZ DOS SANTOS

CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA DUAL COM CONTROLE SIMPLIFICADO

Dissertação apresentada para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas – CCT.

Orientador: Marcello Mezaroba, Dr.

JOINVILLE / SC

2012

FICHA CATALOGRÁFICA

S237c

DOS SANTOS, Raphael Jorge Millnitz
Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual com Controle Simplificado / Raphael Jorge Millnitz dos Santos; Orientador: Marcello Mezaroba. – Joinville, 2012.

141 f. : il ; 30 cm.
Incluem referências.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Mestrado em Engenharia Elétrica, Joinville, 2012.

1. Qualidade de Energia. 2. Filtros Ativos. 3. Condicionador Unificado. 4. iUPQC.

CDD 621.31

“CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA DUAL COM CONTROLE SIMPLIFICADO”

por

RAPHAEL JORGE MILLNITZ DOS SANTOS

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

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

CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Dr. Marcello Mezaroba

UDESC/CCT (presidente/orientador)

Banca Examinadora:

Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva

UTFPR

Joinville, 28 de fevereiro de 2012.

Dr. Yales Rômulo de Novaes

UDESC

Dr. Alessandro Luiz Batschauer

UDESC

À minha avó
Elizabeth Scheller Millnitz
(*In Memoriam*)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus por ter guiado meus passos nessa jornada.

À minha família pelo amor, pela paciência, pela compreensão, por minha formação e pelo incentivo durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Marcello Mezaroba pelo incentivo, pela acessibilidade, pela instrução e pelo conhecimento transmitido, o qual tornou possível a conclusão deste trabalho.

À SUPPLIER Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos Ltda. pelos horários cedidos e pelo incentivo ao aperfeiçoamento profissional.

Aos mestrandos do nPEE (Núcleo de Processamento de Energia Elétrica) pelo conhecimento compartilhado, em especial ao amigo Rafael Luís Klein, pelas inúmeras horas de trabalho conjunto na realização de artigos e trabalhos de disciplinas, pela amizade e pelas sugestões que trouxeram melhoria a este trabalho.

Aos bolsistas do nPEE, pelas atividades realizadas, especialmente ao bolsista Jean Carlo da Cunha, pelo empenho e dedicação na realização das tarefas relacionadas ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores membros do nPEE e aos demais professores que compõe o Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelo conhecimento compartilhado.

À Universidade do Estado de Santa Catarina, especialmente ao Centro de Ciências Tecnológicas e ao Departamento de Engenharia Elétrica pela infra-estrutura concedida.

Aos amigos e familiares que, de uma forma ou de outra, contribuíram na realização deste trabalho.

RESUMO

DOS SANTOS, Raphael Jorge Millnitz. **Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual com Controle Simplificado**. 135f. Dissertação (Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica – Área: Automação de Sistemas) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2012.

Esta Dissertação de Mestrado apresenta um condicionador unificado de qualidade de energia dual (iUPQC) trifásico a quatro fios, controlado analogicamente, composto por dois filtros ativos, o série e o paralelo. O filtro ativo paralelo é controlado em tensão, responsável por manter a tensão da carga senoidal, regulada, equilibra e livre de harmônicos. O filtro ativo série é responsável por drenar da rede de alimentação uma corrente senoidal, com baixa distorção harmônica e em fase com a componente fundamental de tensão da rede, garantindo alto fator de potência. A vantagem desta configuração é a utilização de referências senoidais para ambos os filtros ativos. Inicialmente, a qualidade de energia é abordada, trazendo as principais distorções encontradas na rede elétrica e as soluções ativas para estes problemas. O iUPQC é apresentado, trazendo suas características, a definição de sua estrutura de potência e o fluxo de potência do sistema. Após isto são analisados e projetados os filtros de alta frequência presentes nos filtros ativos, obtidos os modelos do circuito e projetados os controladores do iUPQC. Em seguida a simulação do iUPQC é apresentada e no último capítulo são mostrados os circuito utilizados no protótipo e os resultados experimentais obtidos, os quais são analisados e comparados à norma IEEE 519-1992.

Palavras-chave: Qualidade de Energia. Filtros Ativos. Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual.

ABSTRACT

DOS SANTOS, Raphael Jorge Millnitz. **Dual Unified Power Quality Conditioner Using a Simplify Control Technique**. 135p. Master Thesis (Professional Master in Electrical Engineering – Working field: System Automation) – Universidade do Estado de Santa Catarina (State University of Santa Catarina). Graduation Program in Electrical Engineering, Joinville, Santa Catarina, year 2012.

This work introduces a dual unified power quality conditioner (iUPQC) made by two active filters, the series and the parallel. The parallel active filter is voltage controlled, responsible for maintaining the sinusoidal, regulated, balanced and harmonic free load voltage. The series active filter is responsible for draining a sinusoidal and harmonic free current from the utility grid whose current is synchronized with the fundamental component of the voltage utility grid, implying a high power factor. The advantage of this configuration is the use of the sinusoidal references for both active filters. First, the power quality is addressed by discussing the main utility grid distortions and the active solutions for these problems. The characteristics, the power structure definition and the power flow of the iUPQC are then addressed. Next, the high frequency filters of active filters are analyzed and designed, the circuit models are obtained and the iUPQC controllers are designed. The iUPQC simulation is then analysed and, finally, the last chapter is about the prototype developed at the university laboratory, and the analysis of the experimental results which were compared to the IEEE 519-1992 standard.

Keywords: Power Quality. Active Filters. Dual Unified Power Quality Conditioner.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação da estrutura do UPQC. 22
Figura 2 – Representação da estrutura do iUPQC. 23
Figura 3 – Filtro ativo série. 35
Figura 4 – Filtro ativo paralelo. 36
Figura 5 – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Convencional, UPQC. 37
Figura 6 – Estrutura do UPQC. 38
Figura 7 – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual, iUPQC. 39
Figura 8 – Estrutura do iUPQC. 40
Figura 9 – Diagrama Unifilar do iUPQC. 43
Figura 10 – Inversores trifásicos compondo a estrutura de um iUPQC. 44
Figura 11 – Circuito equivalente de um conversor trifásico com ponto médio. 44
Figura 12 – Fluxo de potência ativa do iUPQC. (a) vi < vo (b) vi > vo. 47
Figura 13 – Potência aparente normalizada do filtro ativo série. 49
Figura 14 – Potência aparente normalizada do filtro ativo paralelo. 49
Figura 15 – Representação monofásica do iUPQC. 50
Figura 16 – Circuito equivalente visto pelo FAS. 51
Figura 17 - Representação monofásica do iUPQC com fonte de corrente no FAS. 51
Figura 18 - Circuito equivalente visto pelo FAP. 52
Figura 19 – Filtro de alta frequência do FAP. 53
Figura 20 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência do FAP a vazio (RL→∞) e com carga nominal (RL=20 Ω). 54
Figura 21 – Filtro de alta frequência do FAS com as demais impedâncias do circuito. 55
Figura 22 - Diagrama de Bode do filtro de alta frequência do FAS considerando as demais impedâncias do circuito, com duas situações de carga: a vazio (RL→∞) e com carga nominal (RL=20 Ω). 56
Figura 23 – Diagrama funcional do filtro ativo série pertencente ao iUPQC. 60
Figura 24 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do FAS. 61
Figura 25 – Circuito equivalente da estrutura de potência do FAS. 62
Figura 26 – Tensão instantânea no ponto A. 62
Figura 27 – Modelo da planta de corrente do FAS para uma fase. 63
Figura 28 – Circuito equivalente para a malha de tensão do FAS. 64
Figura 29 – Circuito equivalente da planta de desequilíbrio de tensão do barramento CC. 66

Figura 30 – Sinais de comparação para o PWM. 67
Figura 31 – Sensor de tensão do barramento CC. 68
Figura 32 – Diagrama de blocos da malha de corrente. 69
Figura 33 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de corrente sem compensação. 70
Figura 34 – Módulo e Fase das funções de laço aberto da malha de corrente. 72
Figura 35 – Controlador analógico de corrente do FAS. 72
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de tensão. 73
Figura 37 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de tensão sem compensação. 74
Figura 38 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de tensão. 76
Figura 39 – Controlador analógico de tensão do FAS. 76
Figura 40 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio da tensão do barramento CC. 77
Figura 41 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de desequilíbrio de tensão sem compensação. 78
Figura 42 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio de tensão. 79
Figura 43 – Controlador analógico de tensão do FAS. 80
Figura 44 – Diagrama funcional do filtro ativo paralelo pertencente ao iUPQC. 81
Figura 45 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do FAP. 81
Figura 46 – Circuito equivalente da estrutura de potência do FAP. 82
Figura 47 – Modelo da planta de tensão do FAP para uma fase. 82
Figura 48 – Diagrama de blocos da malha de tensão do FAP. 83
Figura 49 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de tensão de saída sem compensação. 85
Figura 50 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de tensão de saída. 87
Figura 51 – Controlador analógico de tensão do FAP. 87
Figura 52 – Sistema unifilar simulado. 90
Figura 53 – Tensões de entrada com distorção (50 V/div, 5 ms/div). 92
Figura 54 – Espectro harmônico das tensões de entrada comparado à IEEE 519-1992. 92
Figura 55 – Correntes da carga distorcidas (7,5 A/div, 5 ms/div). 93
Figura 56 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase A comparado à IEEE 519-1992. 94
Figura 57 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase B comparado à IEEE 519-1992. 94
Figura 58 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase C comparado à IEEE 519-1992. 94
Figura 59 – Circuito de potência do FAP. 95
Figura 60 – Circuito de Controle do FAP. 96
Figura 61 - Circuito de potência do FAS. 96

Figura 62 - Circuito de Controle do FAS. 97
Figura 63 – Rede de alimentação e cargas não-lineares simuladas. 98
Figura 64 – Tensões na carga (50 V/div, 5 ms/div). 98
Figura 65 – Espectro harmônico das tensões na carga comparado à IEEE 519-1992. 99
Figura 66 – Correntes da rede (2,5 A/div, 5 ms/div). 99
Figura 67 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase A comparado à IEEE 519-1992. 100
Figura 68 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase B comparado à IEEE 519-1992. 100
Figura 69 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase C comparado à IEEE 519-1992. 101
Figura 70 – Sinais de saída do controlador de corrente do FAS (5 V/div, 5 ms/div). 102
Figura 71 – Sinais de saída do controlador de tensão do FAP (10 V/div, 5 ms/div). 102
Figura 72 – Tensões e correntes da rede de alimentação (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div). 103
Figura 73 – Tensões compensadas indiretamente pelo FAS e presentes nos transformadores de acoplamento (30 V/div, 5 ms/div). 104
Figura 74 – Compensação de tensão do iUPQC. 104
Figura 75 – Correntes drenadas pelo FAP (5 A/div, 5 ms/div). 105
Figura 76 – Compensação de corrente do iUPQC. 105
Figura 77 – Tensões no barramento CC (100 V/div, 5 ms/div). 106
Figura 78 – Tensões no PAC e correntes na rede (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A. 106
Figura 79 – Tensões no barramento CC e correntes na rede (200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A. 107
Figura 80 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%. 107
Figura 81 – Tensões no barramento CC e correntes na carga (200 V/div, 5 A/div, 20 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%. 108
Figura 82 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%. 108
Figura 83 – Tensões no barramento CC e correntes na carga (200 V/div, 5 A/div, 20 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%. 109
Figura 84 – Protótipo elaborado. 111
Figura 85 - Estrutura de potência do iUPQC implementado [26]. 112
Figura 86 – Módulo de potência utilizado. 112
Figura 87 – Driver SKHI 20op utilizado em cada braço de interruptores dos conversores implementados. 113
Figura 88 – Esquemático parcial da placa de comando do FAS. 114
Figura 89 – Placa de comando do FAS. 114

Figura 90 – Esquemático parcial da placa de comando do FAP. 115
Figura 91 – Placa de comando do FAP. 115
Figura 92 – Esquemático parcial da fonte auxiliar. 116
Figura 93 – Fonte de alimentação auxiliar. 116
Figura 94 – Placa de sensores de corrente. 117
Figura 95 – Placa do gerador de referências. 117
Figura 96 – Esquema de ligação do iUPQC no circuito. 119
Figura 97 – Tensão de entrada (50 V/div, 2,5 ms/div). 120
Figura 98 – Espectro harmônico das tensões de entrada comparado à IEEE 519-1992. 120
Figura 99 – Tensões na carga (50 V/div, 2,5 ms/div). 121
Figura 100 – Espectro harmônico das tensões na carga comparado à IEEE 519-1992. 121
Figura 101 – Correntes da carga (7,5 A/div; 2,5 ms/div). 122
Figura 102 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase A comparado à IEEE 519-1992. 123
Figura 103 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase B comparado à IEEE 519-1992. 123
Figura 104 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase C comparado à IEEE 519-1992. 123
Figura 105 – Correntes na rede (2,5 A/div, 2,5 ms/div). 124
Figura 106 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase A comparado à IEEE 519-1992. 124
Figura 107 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase B comparado à IEEE 519-1992. 125
Figura 108 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase C comparado à IEEE 519-1992. 125
Figura 109 – Tensões compensadas indiretamente pelo FAS e presentes nos transformadores de acoplamento (30 V/div, 2,5 ms/div). 126
Figura 110 – Correntes drenadas pelo FAP (6 A/div, 5 ms/div). 127
Figura 111 – Corrente através do neutro (400 mA/div, 2,5 ms/div). 127
Figura 112 – Tensões no barramento CC (100 V/div, 5 ms/div). 128
Figura 113 – Tensões de entrada e saída (100 V/div, 5 ms/div) durante a queda de tensão de entrada na fase A. 128
Figura 114 – Tensão da carga (100 V/div, 10 ms/div) e corrente na rede (5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta ocorrida na fase A. 129
Figura 115 – Tensões no barramento CC e correntes na rede (200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A. 129
Figura 116 – Tensões de entrada e saída (100 V/div, 5 ms/div) durante um swell nas tensões de entrada. 130
Figura 117 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%. 130
Figura 118 – Tensão do barramento CC (100 V/div, 50 ms/div) e corrente da carga na fase A (5 A/div, 50 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%. 131

Figura 119 - Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%..... 131
Figura 120 – Tensão do barramento CC (100 V/div, 50 ms/div) e corrente da carga na fase A (5 A/div, 50 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%. 132
Figura 121 – Sequência de pré-carga do iUPQC..... 132
Figura 122 – Tensões do barramento CC e tensão da carga em uma das fases (100 V/div, 250 ms/div) durante a sequência de pré-carga. 133

LISTA DE TABELAS

Tabela I – Oscilações transitórias [2]. 28
Tabela II – Soluções em qualidade de energia. 32
Tabela III – Limites da taxa de distorção harmônica em % da tensão na frequência fundamental. 33
Tabela IV – Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV). 34
Tabela V – Comparativo entre o UPQC e o iUPQC. 41
Tabela VI – Parâmetros de projeto. 46
Tabela VII - Parâmetros para o controle de corrente do FAS. 69
Tabela VIII - Parâmetros para o controle de tensão do FAS. 74
Tabela IX - Parâmetros para o controle de tensão de desequilíbrio do FAS. 77
Tabela X - Parâmetros para o controle de tensão de desequilíbrio do FAS. 84
Tabela XI - Parâmetros de Simulação. 91
Tabela XII – Componentes da tensão de alimentação do sistema simulado. 91
Tabela XIII – Informações da entrada do iUPQC. 103
Tabela XIV – Componentes da tensão de alimentação emuladas pela fonte FCATHQ 450-38-50. 118
Tabela XV – Informações da entrada do iUPQC. 125

LISTA DE ABREVIATURAS

C	Capacitância de saída do conversor
C_{b1}	Capacitância parcial do barramento CC (parte superior)
C_{b2}	Capacitância parcial do barramento CC (parte inferior)
C_B	Capacitância total do barramento CC
C_{fp}	Capacitância do controlador de tensão de saída
C_p	Capacitância do filtro de alta frequência do filtro ativo paralelo
C_s	Capacitância do filtro de alta frequência do filtro ativo série
Cd_{fs}	Capacitância do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Ci_{fs}	Capacitância do controlador de corrente
$cos\varphi_1$	Fator de deslocamento
Cv_{fs}	Capacitância do controlador de tensão do barramento CC
d	Razão Cíclica
f_{np}	Frequência natural de ressonância do filtro de alta frequência do filtro ativo paralelo
f_{rd}	Frequência da rede de alimentação
f_s	Frequência de comutação
FAS	Filtro Ativo Série
FAP	Filtro Ativo Paralelo
fc_{fp}	Frequência de cruzamento do controle de tensão de saída
fcd_{fs}	Frequência de cruzamento do controle de desequilíbrio de tensão do barramento CC
fci_{fs}	Frequência de cruzamento do controle de corrente
fcv_{fs}	Frequência de cruzamento do controle de tensão do barramento CC
FH_{fp}	Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão de saída compensada
FHd_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC compensada
FHi_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de corrente compensada
FHv_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do barramento CC compensada
F_{fp}	Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão de saída sem compensação
Fd_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC sem compensação
Fi_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de corrente sem compensação
Fv_{fs}	Função de transferência de laço aberto do controlador de tensão do barramento CC sem compensação
G_{fp}	Planta da tensão de saída
Gd_{fs}	Planta de desequilíbrio da tensão do barramento CC
Gi_{fs}	Planta da corrente de entrada
Gv_{fs}	Planta da tensão do barramento CC
H_{fp}	Função de transferência do controlador de tensão de saída
Hd_{fs}	Função de transferência do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Hi_{fs}	Função de transferência do controlador de corrente
Hv_{fs}	Função de transferência do controlador de tensão do barramento CC
I_{cc}	Máxima corrente de curto-circuito
i_{cs}	Corrente através do indutor de saída do filtro ativo série
i_{fp}	Corrente através do filtro ativo paralelo
i_{fs}	Corrente através do transformador de acoplamento do filtro ativo série do lado da rede

i_i Corrente na rede de alimentação
I_L Componente fundamental da máxima corrente de demanda da carga
i_L Corrente sobre o indutor de saída do conversor
i_o Corrente da carga
i_{rd} Corrente na rede de alimentação
K_{fp} Atenuação do sensor de tensão de saída
Kd_{dr} Atenuação na saída do compensador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Kd_{fs} Atenuação do sensor de desequilíbrio de tensão do barramento CC
$Kdpi_{fs}$ Ganho do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Ki_{dr} Atenuação na saída do compensador de corrente
Ki_{fs} Atenuação do sensor de corrente do filtro ativo série
$Kipi_{fs}$ Ganho do controlador de corrente
Km_{fs} Ganho do multiplicador de tensão
$Kpid_{fp}$ Ganho do controlador de tensão de saída
Kv_{dr} Atenuação na saída do compensador de tensão do barramento CC
Kv_{fs} Atenuação do sensor de tensão do barramento CC
$Kvpi_{fs}$ Ganho do controlador de tensão do barramento CC
L Indutância de saída do conversor
L_{com} Indutância de comutação
L_{dt} Indutância de dispersão do transformador de acoplamento do filtro ativo série
L_{min} Indutância mínima
L_p Indutância de saída do filtro ativo paralelo
L_{rd} Indutância da rede de alimentação
L_s Indutância de saída do filtro ativo série
ma Índice de modulação
n Relação de transformação do transformador de acoplamento do filtro ativo série
P_{fp} Pólo do controlador de tensão de saída
P_i Potência ativa de entrada
P_o Potência ativa de saída
P_p Potência ativa do filtro ativo paralelo
P_s Potência ativa do filtro ativo série
PAC Ponto de Acoplamento Comum
Pd_{fs} Pólo do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Pi_{fs} Pólo do controlador de corrente
Pv_{fs} Pólo do controlador de tensão do barramento CC
R_{dt} Resistência de dispersão do transformador de acoplamento do filtro ativo série
R_{fp} Resistência do controlador de tensão de saída
R_L Resistência da carga
R_{rd} Resistência da rede de alimentação
R_{sv} Resistência do sensor de tensão do barramento CC
Rd_{fs} Resistência do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Ri_{fs} Resistência do controlador de corrente
Rv_{fs} Resistência do controlador de tensão do barramento CC
S Interruptor
S_L Potência aparente da carga
S_p Potência aparente do filtro ativo paralelo
S_s Potência aparente do filtro ativo série
TDD Distorção harmônica da corrente em % da máxima demanda da corrente na carga
TDH Taxa de Distorção Harmônica
$TDHi$ Taxa de Distorção Harmônica da corrente

$TDHv$	Taxa de Distorção Harmônica da tensão
t_c	Tempo de condução do interruptor
T_s	Período de comutação
V_1	Amplitude da componente fundamental
V_B	Tensão total do barramento CC
V_{b+}	Tensão parcial do barramento CC (parte superior)
V_{b-}	Tensão parcial do barramento CC (parte inferior)
v_c	Tensão sobre o capacitor de saída do conversor
v_{cp}	Tensão no conversor do filtro ativo paralelo
v_{cs}	Tensão no conversor do filtro ativo série
v_{fp}	Tensão no filtro ativo paralelo
v_{fs}	Tensão no transformador de acoplamento do filtro ativo série do lado da rede
v_i	Tensão de entrada do iUPQC
v_L	Tensão sobre o indutor de saída do conversor
V_n	Amplitude do harmônico de ordem n
v_o	Tensão da carga / Tensão de saída do iUPQC
v_{rd}	Tensão na rede de alimentação
V_{ref}	Tensão de saída do controlador
V_T	Valor máximo da portadora triangular do modulador PWM
v_{tr}	Tensão no transformador de acoplamento do filtro ativo série do lado do conversor
Vm_{fs}	Atenuação do modulador PWM do filtro ativo série
Vm_{fp}	Atenuação do modulador PWM do filtro ativo paralelo
Z_{dt}	Impedância de dispersão do transformador de acoplamento do filtro ativo série
Z_{fp1}	Primeiro zero do controlador de tensão de saída
Z_{fp2}	Segundo zero do controlador de tensão de saída
Z_L	Impedância da carga
Z_{rd}	Impedância da rede de alimentação
Zd_{fs}	Zero do controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC
Zi_{fs}	Zero do controlador de corrente
Zv_{fs}	Zero do controlador de tensão do barramento CC
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔV_B	Ondulação de tensão no barramento CC
Δt	Período de tempo
ξ	Coeficiente de amortecimento
ξ_p	Coeficiente de amortecimento do filtro de alta frequência do filtro ativo paralelo
ω_n	Frequência angular natural de ressonância
ω_{rd}	Frequência angular da rede de alimentação
ωc_{fp}	Frequência angular de cruzamento do controle de tensão de saída

LISTA DE SUBÍNDICES E PREFIXOS PARA AS VARIÁVEIS ADOTADAS

A, B, C	Índices referentes às fases da rede
p	Referente ao FAP
s	Referente ao FAS
pk	Referente ao valor de pico
$\bar{S}$	Referente ao valor médio
S(s)	Referente ao domínio s
s(t)	Referente ao tempo
$\hat{s}(t)$	Referente à variação de pequenos sinais
$\dot{S}$	Referente à fasor
*S**	Referente à referência

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 21
2 CONDICIONADORES DE ENERGIA 25
2.1 QUALIDADE DE ENERGIA 26
2.1.1 Distúrbios na Rede de Alimentação 26
2.1.1.1 Variação de Tensão de Curta Duração 26
2.1.1.2 Variação de Tensão de Longa Duração 27
2.1.1.3 Transientes 27
2.1.1.4 Desequilíbrio de Tensão 28
2.1.1.5 Harmônicos 29
2.1.1.6 Interharmônicos 29
2.1.1.7 Nível CC 29
2.1.1.8 Notching 30
2.1.1.9 Ruído Eletromagnético 30
2.1.1.10 Flutuação de Tensão 30
2.1.1.11 Variações de Frequência 31
2.1.2 Soluções em Qualidade de Energia 31
2.2 NORMA IEEE 519-1992 33
2.3 CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA 34
2.3.1 Filtro Ativo Série 34
2.3.2 Filtro Ativo Paralelo 35
2.3.3 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Convencional 36
2.4 CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA DUAL 38
2.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO 41
3 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA 42
3.1 DIAGRAMA GERAL DAS ESTRUTURAS DE POTÊNCIA 42
3.2 TRANSFORMADOR DE ACOPLAMENTO 43
3.3 PROJETO DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA 44
3.4 FLUXO DE POTÊNCIA 47
3.5 AVALIAÇÃO DA INFLUÊNCIA DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA 50
3.6 PROJETO DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA 52

3.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO 57
4 MODELAGEM E CONTROLE 59
4.1 CONTROLE DO FILTRO ATIVO SÉRIE 59
4.1.1 Estratégia de Controle do FAS 59
4.1.2 Modelagem do FAS 61
4.1.2.1 Modelo da Planta de Corrente de Entrada 61
4.1.2.2 Modelo da Planta de Tensão do Barramento CC 64
4.1.2.3 Modelo da Planta de Desequilíbrio da Tensão do Barramento CC 65
4.1.2.4 Modelo do Modulador PWM 67
4.1.2.5 Modelo do Sensor de Tensão 68
4.1.2.6 Modelo do Sensor de Corrente 68
4.1.3 Projeto dos Controladores do FAS 68
4.1.3.1 Projeto do Controlador de Corrente de Entrada 69
4.1.3.2 Projeto do Controlador de Tensão do Barramento CC 73
4.1.3.3 Projeto do Controlador de Desequilíbrio da Tensão do Barramento CC 77
4.2 CONTROLE DO FILTRO ATIVO PARALELO 80
4.2.1 Estratégia de Controle do FAP 80
4.2.2 Modelagem do FAP 82
4.2.2.1 Modelo da Planta de Tensão de Saída 82
4.2.3 Projeto do Controlador de Tensão de Saída 83
4.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO 88
5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA 90
5.1 SISTEMA SIMULADO 90
5.1.1 Especificação das Distorções de Tensão de Rede 91
5.1.2 Especificação das Distorções de Corrente da Carga 93
5.2 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO IUPQC 95
5.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO 109
6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS 111
6.1 CIRCUITOS ELETRÔNICOS 111
6.1.1 Unidade de Potência 112
6.1.2 Drivers 113
6.1.3 Comando do FAS 113
6.1.4 Comando do FAP 114
6.1.5 Fonte Auxiliar 115

6.1.6 Sensores de Corrente 116
6.1.7 Gerador de Referências 117
6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 118
6.2.1 Pré-Carga 132
6.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO 133
7 CONCLUSÕES GERAIS 135
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 138

1 INTRODUÇÃO

O aumento da utilização de dispositivos eletrônicos em ambientes industriais, residenciais e comerciais é notório nos dias atuais. Isso se deve ao avanço da tecnologia em semicondutores, o que possibilitou a diminuição dos custos de produção e a redução cada vez mais significativa de volume e peso dos equipamentos eletrônicos. Essa evolução tecnológica trouxe com ela o aumento de cargas não-lineares conectadas à rede elétrica. As cargas não lineares têm como característica drenar da rede elétrica correntes com alto conteúdo harmônico e possuir baixo fator de potência, causando efeitos indesejados, tais como: distorção da tensão da rede de alimentação, interferência eletromagnética em equipamentos próximos, aumento das perdas nos condutores elétricos, aumento da corrente que circula pelo neutro da instalação, desgaste e falhas nos equipamentos de proteção da rede elétrica [1-3].

Por este motivo, a preocupação com qualidade de energia tem expandido, visando à melhora da eficiência na transmissão/distribuição e a melhora no fornecimento de energia elétrica, tanto em termos de qualidade da tensão fornecida aos consumidores quanto em termos de confiabilidade do sistema [4]. Os órgãos regulamentadores têm aumentado seus esforços para estabelecer normas que limitem a inserção de harmônicos no sistema elétrico de potência, tais como as normas IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 e IEEE 519-1992 [5-7]. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) aprovou em 2008 e mantêm atualizado os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), os quais normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica [8].

Dentre as soluções em qualidade de energia estão duas soluções distintas e amplamente utilizadas, são elas: Soluções Preventivas e Soluções Corretivas. As soluções preventivas são aquelas agregadas a um equipamento específico, os quais fazem uso de pré-reguladores de alto fator de potência, filtros passa-baixa, retificadores multipulsos, entre outros, para tornar a carga linear do ponto de vista do sistema elétrico [9,10]. As soluções corretivas são utilizadas na adequação de formas de onda de uma ou diversas cargas conectadas a um ponto de acoplamento de carga (PAC). Esta solução permite a adequação da

forma de onda de tensão entregue às cargas e/ou da forma de onda de corrente drenada da rede sem a necessidade de substituição de equipamentos.

Dentre as soluções corretivas empregadas estão as de característica ativa, passiva e híbrida. Esta última utiliza elementos ativos e passivos para efetuar a correção das tensões ou correntes desejadas. Tais soluções são aplicadas em forma de filtros para compensar as não linearidades das cargas presentes no PAC.

Os filtros passivos fazem uso de componentes armazenadores de energia para corrigir as distorções presentes nas correntes drenadas pelas cargas não-lineares. Este tipo de solução apresenta desvantagens, tais como compensação fixa, possibilidade de ocorrer ressonância próxima às cargas, grande volume, etc [11].

Os filtros ativos são estruturas caracterizadas pelo uso de conversores estáticos no tratamento tanto de tensão quanto de corrente [12-17]. O filtro ativo série, amplamente difundido na literatura, atua de forma a gerar uma tensão complementar a tensão da rede de alimentação, fazendo com que a tensão vista pela carga seja senoidal, regulada, equilibrada e com pouca distorção harmônica. Outro filtro ativo bastante conhecido é o filtro ativo paralelo, ou shunt, o qual é responsável por drenar uma corrente complementar à corrente drenada pela carga não-linear, fazendo com que a corrente do ponto de vista da rede seja senoidal, livre de distorções e se encontre em fase com a tensão, garantindo um fator de potência próximo ou igual a unidade.

O condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC – sigla inglesa para *Unified Power Quality Conditioner*) é constituído por um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo, unindo as vantagens oferecidas por ambos, tornando a utilização deste uma solução mais completa em aplicações de qualidade de energia [18-24]. A Figura 1 representa a estrutura de um UPQC.

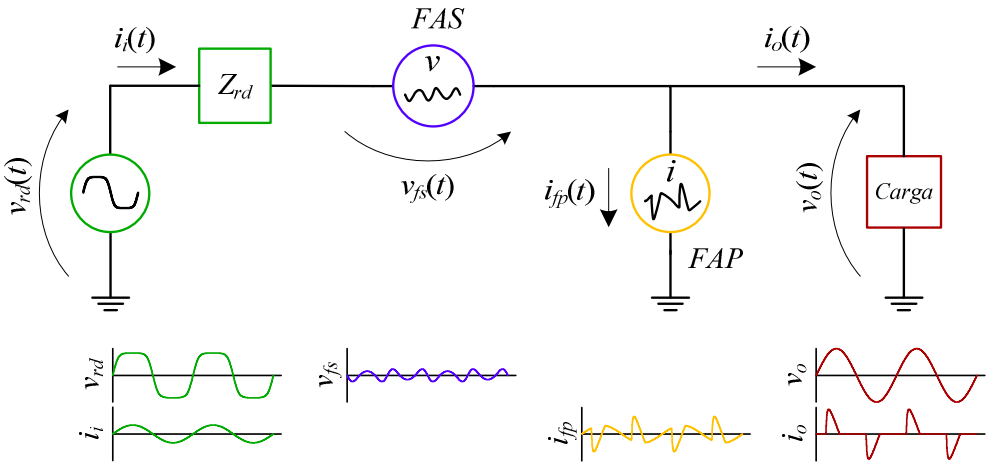


Figura 1 – Representação da estrutura do UPQC.

Os filtros ativos que compõe o UPQC são controlados de formas distintas. Usualmente, o filtro ativo paralelo é controlado em corrente, responsável por compensar os harmônicos da corrente da carga, e o filtro ativo série é controlado em tensão, para compensar as distorções na tensão de rede. Neste caso, as variáveis que os filtros desejam compensar apresentam componentes harmônicas, fazendo com que seja necessário gerar referências de controle também compostas por harmônicos, as quais são geradas através de métodos com certo grau de complexidade.

Buscando reduzir a complexidade da geração de referências para estes condicionadores alguns trabalhos apresentam técnicas de controle com referências senoidais, através da mudança da variável de controle e do posicionamento de sensores da realimentação [25,26].

O artigo apresentado por Moran em 1989 [27], mostra um condicionador de tensão de linha monofásico onde o filtro ativo série é controlado em corrente e o filtro ativo paralelo é controlado em tensão. Desta forma, as variáveis a serem controladas são senoidais e, por conseguinte, as referências também são senoidais. Alguns autores têm aplicado esta idéia em fontes de alimentação ininterruptas (UPS – sigla inglesa para *Uninterruptible Power Supply*) do tipo *Line-Interactive* [28-31] e em aplicações de condicionadores de qualidade de energia [32-33]. Para esta ultima aplicação, destaca-se o trabalho apresentado por Aredes et al [32], que apresenta um condicionador unificado de qualidade energia trifásico a três fios chamado por ele de iUPQC (do inglês *interchanging topology of the Unified Power Quality Conditioner*). O iUPQC traz a vantagem de trabalhar apenas com referências senoidais. O controle implementado é digital e faz uso da teoria p-q. Em trabalhos mais recentes, foram comparados os controladores digitais Alpha-Beta e DQ-PI aplicados na operação do iUPQC [34].

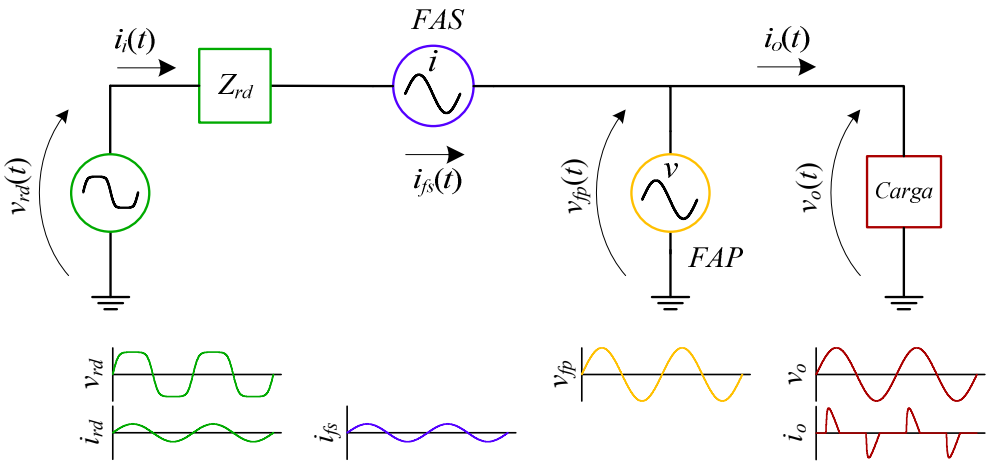


Figura 2 – Representação da estrutura do iUPQC.

Devido à característica de dualidade com o UPQC, aonde as variáveis de controle dos filtros ativos são duais, neste trabalho o iUPQC é chamado de Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual e sua estrutura é representada pela Figura 2.

Neste trabalho é apresentado um condicionador unificado de qualidade de energia dual trifásico a quatro fios com controle PWM analógico e de simples implementação. A idéia consiste em mostrar que através de simples projetos de controladores baseados na teoria clássica de controle é possível operar um condicionador de qualidade de energia com referências senoidais. O iUPQC a ser apresentado é capaz de compensar a tensão fornecida à carga mesmo em situações de alta distorção e/ou afundamentos/elevações de tensão da rede de alimentação e compensar a corrente na rede mesmo na presença de cargas não-lineares que drenam corrente com elevado conteúdo harmônico.

O capítulo 1 inicia apresentando os principais conceitos relacionados à qualidade de energia. Em seguida, é apresentada a norma IEEE 519-1992, a qual os resultados deste trabalho são comparados. As principais soluções ativas aplicadas em qualidade de energia são apresentadas na sequência, trazendo também as características do iUPQC e seu funcionamento.

No capítulo 2 é apresentada a estrutura de potência utilizada no iUPQC e o projeto dos dispositivos de potência. Os filtros de alta frequência que constituem o iUPQC são analisados e projetados neste capítulo.

No capítulo 3 são obtidos os modelos que compõe a planta do sistema e são projetados os controladores dos filtros ativos série e paralelo que constituem o iUPQC.

O capítulo 4 traz os circuitos simulados e os resultados da operação do iUPQC obtidos através de simulação, comparados à norma 519-1992.

No capítulo 5 são apresentados os circuitos eletrônicos que compõe o iUPQC implementado em laboratório e os resultados obtidos experimentalmente, comparados a norma IEEE 519-1992.

O trabalho é finalizado com uma conclusão geral, aonde são analisados os controladores projetados, discutidos os resultados obtidos com o iUPQC e feita uma análise geral do trabalho desenvolvido.

2 CONDICIONADORES DE ENERGIA

Devido à vasta utilização de semicondutores nos circuitos de potência de diversos dispositivos eletrônicos, utilizados tanto nas indústrias quanto em residências, a preocupação com a qualidade de energia elétrica tem aumentado. As cargas não lineares conectadas ao sistema de distribuição provocam distorções nas tensões de alimentação, afetando o funcionamento de diversos dispositivos mais sensíveis a ruídos e distorções provenientes da rede elétrica.

Quanto melhor a qualidade de energia, melhor é a eficiência da rede elétrica, pois mais próximo da operação nominal e com menores distorções em altas frequências os equipamentos e a própria rede se encontram, reduzindo assim as perdas. Desta forma, a qualidade de energia é de interesse de concessionárias de energia e dos consumidores finais, que se beneficiam com uma boa qualidade de energia.

Os consumidores finais têm a necessidade de confiar no sistema elétrico, a fim de que possam aplicar investimentos em sua estrutura e ter a garantia de que terão suprimento energético de qualidade para sua expansão. As concessionárias têm interesse em fornecer energia elétrica dentro de padrões de qualidade e confiabilidade, tornando a qualidade de energia interesse para ambos os lados do sistema elétrico.

Qualquer problema de energia manifestado em desvio de tensão, corrente ou frequência e que resulte em falha ou mau funcionamento de equipamentos consumidores é tido como um problema de qualidade de energia [1].

Desta forma, para melhorar a qualidade de energia é necessário minimizar os distúrbios presentes no sistema elétrico, distúrbios estes que são, em sua maioria, causados por fenômenos de ordem natural, falhas e limitações físicas na estrutura da concessionária e consumidores finais, cujo emprego de cargas indutivas, capacitivas e não lineares ocorre em larga escala.

Este capítulo irá apresentar uma breve introdução à qualidade de energia, mostrando os principais distúrbios encontrados na rede elétrica e suas características. Em seguida será apresentada a norma IEEE 519-1992, a qual é referência para este estudo. Os filtros ativos

série e paralelo, assim como o condicionador unificado de qualidade de energia, são apresentados na sequência, mostrando que estes equipamentos são aplicados em soluções de qualidade de energia. Por fim, é apresentado o condicionador unificado de qualidade de energia dual, o qual dá título a este trabalho, mostrando suas características e suas vantagens.

2.1 QUALIDADE DE ENERGIA

Inúmeros estudos vêm sendo conduzidos, principalmente pelo Comitê Coordenador de Normas 22 do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*IEEE SCC22* – sigla inglesa para *Institute of Electrical and Electronics Engineers Standard Coordinating Committee 22*) e a Comissão Internacional de Eletrotécnica (*IEC* – sigla inglesa para *International Electrotecnical Committee*) relativo aos distúrbios existentes nos sistemas elétricos de potência. É uma tentativa de classificar tais distúrbios e padronizar os termos utilizados, assim como normalizar estas informações com o propósito de facilitar as trocas de conhecimento entre os que se dedicam ao estudo de tais fenômenos [5-7]. Em âmbito nacional, os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) caracterizam fenômenos de distorção de tensão, estabelecem parâmetros e valores de referência relativos à conformidade e às perturbações na forma de onda de tensão e estabelecem procedimentos relativos aos indicadores de continuidade [8].

2.1.1 Distúrbios na Rede de Alimentação

Com o intuito de melhor compreender os distúrbios presentes na rede elétrica, a seguir serão analisados alguns deles, trazendo informações relevantes à efeitos, causas e características principais [1-3].

2.1.1.1 Variação de Tensão de Curta Duração

O afundamento de tensão (*sag / dip*) é definido como uma redução repentina do valor da tensão eficaz, tipicamente de 10 à 90%, durante um período de tempo maior que meio ciclo e menor que 1 minuto. São causados pela ocorrência de faltas no sistema e pela energização de componentes indutivos de grande porte, como transformadores e motores, que apresentam uma corrente de *in-rush* elevada.

A elevação de tensão (*swell*) é definida como um acréscimo de 10 à 80% no valor da tensão eficaz durante um período de tempo maior que meio ciclo e menor que 1 minuto. As elevações de tensão ocorrem com menor frequência que os afundamentos e da mesma maneira, podem ser causados por faltas no sistema elétrico. Quando uma carga de grande potência é desconectada do sistema é comum o surgimento de elevações de tensão na rede.

Uma interrupção ocorre quando a tensão de alimentação é reduzida à valores menores que 10% do seu valor nominal, durante um período de tempo não excedente a 1 minuto. As interrupções podem ser causadas por faltas no sistema, avarias no controle e falhas em equipamentos.

As variações de tensão de curta duração podem ser classificadas de acordo com o tempo de duração:

- Instantânea: De 0,5 ciclos à 30 ciclos;
- Momentânea: De 30 ciclos à 3 segundos;
- Temporária: De 3 segundos à 1 minutos.

2.1.1.2 Variação de Tensão de Longa Duração

Uma subtensão é a redução da tensão eficaz para valores menores que 90% da tensão nominal durante um período de tempo maior que 1 minuto. Pode ser causada pelo acionamento de cargas de alta potência ou pelo desacoplamento de grandes bancos de capacitores.

Uma sobretensão é o aumento da tensão eficaz para valores maiores que 110% da tensão nominal durante um período de tempo maior que 1 minuto. Pode ser causada pela desativação de cargas de altas potência ou pelo acoplamento de grandes bancos de capacitores.

Como a subtensão e a sobretensão podem durar alguns minutos, esses efeitos causam estresse em computadores, controladores eletrônicos e motores.

2.1.1.3 Transientes

Os transientes podem ser classificados de duas formas: Transitório Impulsivo e Oscilação Transitória.

O transitório impulsivo é a mudança repentina da tensão, corrente ou ambos, em um curto período de tempo, que possui característica de polaridade unidirecional (tanto positiva quanto negativa). É causado principalmente por descargas atmosféricas. Por se tratar de alta frequência, o formato do transitório impulsivo pode ser modificado rapidamente pelos componentes do circuito, podendo apresentar características diferentes quando visto de diferentes partes do sistema.

O transitório impulsivo é normalmente caracterizado pelo seu tempo de subida e descida. Eles também podem ser descritos por seu conteúdo espectral. Por exemplo, um transitório impulsivo de 1,2 x 50 μs 4000 V cresce até seu valor máximo de 4000 V em 1,2 μs e decresce até metade do seu valor máximo em 50 μs.

A oscilação transitória é a mudança repentina da tensão, corrente ou ambos, em um curto período de tempo, que possui característica de polaridade bidirecional, ou seja, é a tensão ou corrente a qual seu valor instantâneo muda de polaridade rapidamente. É descrita por seu conteúdo espectral, duração e magnitude. As subclasses de conteúdo espectral definidas na Tabela I são de alta, média e baixa frequência. A faixa de valores de frequência escolhida para compor essa classificação está de acordo com os fenômenos mais comuns de oscilações transitórias presentes no sistema de potência.

Tabela I – Oscilações transitórias [2].

	Conteúdo Espectral Típico	Duração Típica	Magnitude de Tensão Típica	Exemplos
Baixa Frequência	< 5 kHz	0,5-10 ms dependendo do sistema de amortecimento	1,3-1,5 pu pode atingir 2 pu	-Energização de banco de capacitores
Média Frequência	5 – 500 kHz	20 µs	0-8 pu	-Energização de capacitores -Reposta do sistema a impulsos transitórios
Alta Frequência	> 500 kHz	5 µs	0-4 pu	-Transientes de chaveamento -Transientes de comutação de dispositivos de potência.

2.1.1.4 Desequilíbrio de Tensão

Em um sistema trifásico o desequilíbrio de tensão é definido como uma condição em que as tensões de fase não são iguais em magnitude e/ou os ângulos entre estas não são iguais a 120º. Em termos percentuais, o desequilíbrio de tensão (magnitude) pode ser definido como o desvio máximo da média das tensões ou correntes trifásicas, dividido pela média das tensões ou correntes trifásicas. Uma definição mais rigorosa utiliza componentes simétricas, onde a relação entre as componentes de sequência negativa e positiva resulta no valor percentual de desequilíbrio.

A principal fonte de desequilíbrio de tensão são cargas monofásicas conectadas em circuitos trifásicos. O desequilíbrio de tensão também pode ser causado pelo rompimento de um fusível em uma das fases de um banco de capacitores trifásico e pela assimetria de transformadores de distribuição.

2.1.1.5 Harmônicos

Harmônicos são tensões e correntes senoidais que apresentam frequências múltiplas inteiras da frequência em que o sistema está designado a operar (denominada de frequência fundamental e tipicamente de 50 ou 60 Hz). Formas de onda distorcidas periodicamente podem ser decompostas em uma soma da componente fundamental e seus harmônicos. A distorção harmônica origina-se das características não lineares de dispositivos e cargas conectadas ao sistema.

A distorção harmônica é usualmente analisada através da taxa de distorção harmônica (TDH), que é definida pela equação abaixo.

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {V_n}^2}}{V_1} \quad (1)$$

Onde:

V_n – Amplitude do harmônico de ordem n.

V_1 – Amplitude da componente fundamental.

São inúmeros os problemas gerados por harmônicos, podendo-se citar: Perdas adicionais nos condutores, reatância de dispersão ampliada, aumento da corrente induzida em transformadores, vibrações mecânicas em motores e geradores, e ressonância em linhas de transmissão e em bancos de capacitores. Dispositivos eletrônicos e medidores também são afetados por este distúrbio.

2.1.1.6 Interharmônicos

Interharmônicos são definidos como componentes de tensão e corrente que apresentam frequências que não são múltiplos inteiros da fundamental. A estes tipos de sinais não se aplica a ferramenta matemática denominada Série de Fourier.

A principal fonte de interharmônicos são conversores estáticos de frequência, cicloconversores, motores a indução e fornos a arco. Os efeitos dos interharmônicos ainda não são bem conhecidos, mas têm mostrado afetar a portadora de sinalização da rede elétrica e dispositivos de efeito visual, como telas de tubo de raio catódicos.

2.1.1.7 Nível CC

A presença de componentes de tensão e corrente contínuos no sistema de potência alternada é definida como nível CC. Este fenômeno é gerado devido à assimetria de conversores de potência, como por exemplo, retificadores de meia-onda. Elementos

magnéticos, como transformadores, não operam corretamente na presença significativa de nível CC, pois como consequência os mesmos podem saturar, sofrer um aumento nas perdas, aquecimento adicional e redução de sua vida útil.

2.1.1.8 Notching

Notching é uma deformação periódica semelhante a um pequeno corte na forma de onda de tensão. Geralmente o *notching* é ocasionado pela comutação de componentes semicondutores de potência, que transferem a corrente de uma fase para outra, resultando em uma súbita variação de tensão nos indutores do sistema. A frequência associada ao *notching* pode ser muito alta e, por isso, pode não ser considerada por equipamentos de análise harmônica. A intensidade desse efeito varia ao longo do sistema por este ser amenizado pelas impedâncias do circuito.

2.1.1.9 Ruído Eletromagnético

Ruídos são definidos como sinais elétricos que contém um amplo conteúdo espectral de larga banda. São caracterizados de duas formas: modo comum e modo diferencial. O ruído de modo comum ocorre entre as fases e o neutro para o terra. O ruído de modo diferencial ocorre entre fases e entre fase e neutro.

O ruído em sistemas elétricos pode ser causado por dispositivos de eletrônica de potência, sistemas de controle, equipamentos de solda, cargas com retificadores e fontes chaveadas.

O ruído causa distúrbio em dispositivos eletrônicos como controladores programáveis e microcontroladores. O problema pode ser minimizado através da utilização de filtros, transformadores de isolação e condicionadores.

2.1.1.10 Flutuação de Tensão

Flutuações de tensão são desvios aleatórios de até 10% do valor nominal de tensão. Este fenômeno é uma resposta à variação de carga do sistema. A flutuação de tensão é definida por seu valor médio quadrático expresso em valor percentual da magnitude da componente fundamental. O termo cintilação ou *fliker*, que se refere ao efeito visual de variações na intensidade luminosa das lâmpadas, também é utilizado por alguns autores para caracterizar uma flutuação.

Cargas que variam sua potência constantemente são as principais responsáveis pelas alterações contínuas na magnitude de tensão de alimentação.

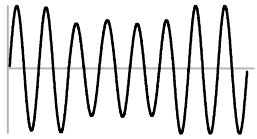
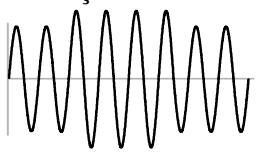
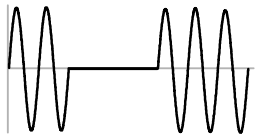
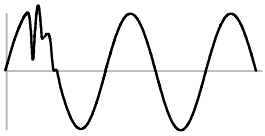
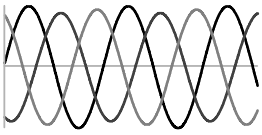
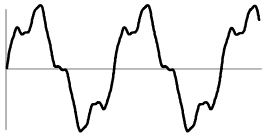
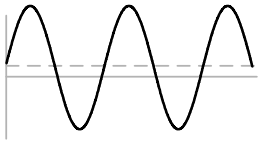
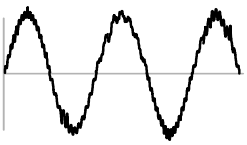
2.1.1.11 Variações de Frequência

A frequência fundamental da rede é proporcional à frequência dos rotores que compõem os geradores de energia elétrica, logo, pequenas variações na energia potencial do sistema de geração podem causar alguns desvios em frequência dos geradores. Este problema se agrava quando o fornecimento se dá por um gerador isolado. Estes tipos de distúrbios podem ser minimizados com a integração dos sistemas geradores. Variações nas potências exigidas pelas cargas também são capazes de provocar desvios em frequência. O tempo destas variações é, em geral, determinado pelo sistema de controle das unidades geradoras e pelas características das cargas acopladas a estes sistemas.

2.1.2 Soluções em Qualidade de Energia

Algumas soluções para os problemas de qualidade de energia, usualmente adotadas pelas concessionárias de energia e pelos consumidores, são mostradas na Tabela II. As soluções adotadas devem levar em consideração os fatores econômicos envolvidos, a configuração do sistema, a relação consumidor-concessionária e a localização do consumidor no sistema elétrico.

Tabela II – Soluções em qualidade de energia.

Soluções em ambos os lados do medidor			
Perturbações	Causas Possíveis	Soluções - Fornecedor	Soluções - Clientes
Afundamento de Tensão 	- Raios - Árvores ou animais em contato com a rede	- Restaurador Dinâmico de Tensão - Compensador Estático	- Condicionador de linha - Regulador de Tensão - Fonte de alimentação
Elevação de Tensão 	- Queda de outra fase - Rejeição de carga	- Restaurador Dinâmico de Tensão - Limitador de corrente de falta	- Condicionador de linha - Regulador de Tensão - Fonte de alimentação
Interrupção 	- Atuação de fusível - Queda de disjuntor	- Circuitos de proteção de estado-sólido - Compensador Estático	- Fonte de alimentação ininterrupta - Gerador
Transiente 	- Raio - Chaveamento da concessionária	- Pára-raios em componentes da rede de transmissão	- Condicionador de linha - Supressor de surto
Desequilíbrio 	- Cargas Monofásicas - Assimetria de Transformadores	- Compensador Estático - Restaurador Dinâmico de Tensão	- Condicionador de linha
Distorção Harmônica 	- Cargas não lineares - Ferro-ressonância	- Filtro - Compensador Estático - Restaurador Dinâmico de Tensão	- Condicionador de linha - Filtro
Nível CC 	- Cargas não lineares assimétricas		- Condicionador de linha - Filtro
Notching 	- Cargas não lineares		- Condicionador de linha - Filtro
Ruído 	- Cliente com ligação ou aterramento impróprio		- Aterramento ou blindagem - Condicionador de linha - Filtro

2.2 NORMA IEEE 519-1992

A norma IEEE 519-1992 [7] apresenta recomendações práticas e requisitos para o controle de harmônicos em sistemas elétricos de potência, descrevendo os principais causadores de distorção harmônica, indicando métodos de medição e trazendo limites para as distorções. A norma limita os harmônicos de tensão fornecidos pela concessionária e limita os harmônicos de corrente em regime permanente injetados pelo consumidor. As recomendações presentes nesta norma não se aplicam para equipamentos individuais.

É apresentada pela norma uma série de tabelas com limites para distorção harmônica de corrente e tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) de sistemas de baixa, média e alta tensão. Os limites dependem do nível de tensão e do nível de curto-circuito do PAC. A amplitude da corrente de curto-circuito I_{CC}, em relação à corrente da carga depende da impedância do sistema. Logo, quanto maior a corrente de curto-circuito (menor impedância) maiores serão as distorções de corrente admissíveis. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites aceitáveis.

A Tabela III traz os limites de distorção harmônica para a tensão impostos pela norma para o nível de tensão analisado (menor que 69 kV).

Tabela III – Limites da taxa de distorção harmônica em % da tensão na frequência fundamental.

Nível de tensão no PAC	Distorção harmônica individual da tensão	Taxa de distorção harmônica da tensão - *TDHv*
Até 69 kV	3,0 %	5,0 %

Onde a *TDHv* é calculada levando em consideração a tensão nominal da componente fundamental do sistema e não o valor de tensão no momento da medição, como usualmente calculado.

A Tabela IV traz os limites de distorção harmônica de corrente impostos pela norma para o nível de tensão do sistema analisado (120 V a 69 kV).

Tabela IV – Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV).

Valores máximos dos harmônicos de corrente em percentual de I_L						
Ordem dos harmônicos (harmônicos ímpares)						
I_{CC}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	*TDD*
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,5	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	2,0	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

Onde:

I_{CC} Máxima corrente de curto-circuito.

I_L Componente fundamental da máxima corrente de demanda na carga.

TDD Distorção harmônica da corrente em % da máxima demanda da corrente na carga (demanda de 15 ou 30 minutos).

2.3 CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA

A utilização de filtros ativos de potência para minimização de alguns distúrbios presentes na rede elétrica vem ganhando cada vez mais espaço entre as soluções existentes. O surgimento de novas tecnologias de semicondutores e a redução nos custos destes e dos demais dispositivos que compreendem a estrutura de um filtro ativo justifica este crescimento.

Os filtros ativos mais conhecidos e mais apresentados na literatura são os filtros ativos série e o paralelo, assim como o condicionador unificado de qualidade de energia, o qual é composto por ambos os filtros, sendo uma solução mais completa para melhora da qualidade de energia.

2.3.1 Filtro Ativo Série

Os filtros ativos série têm o objetivo de compensar as distorções presentes na tensão da rede elétrica a qual estão conectados, de modo que a tensão fornecida à carga seja senoidal com baixa TDH. Este filtro utiliza um transformador de acoplamento para a conexão com o sistema e, geralmente, está conectado o mais próximo possível da carga. A Figura 3 apresenta o filtro ativo série.

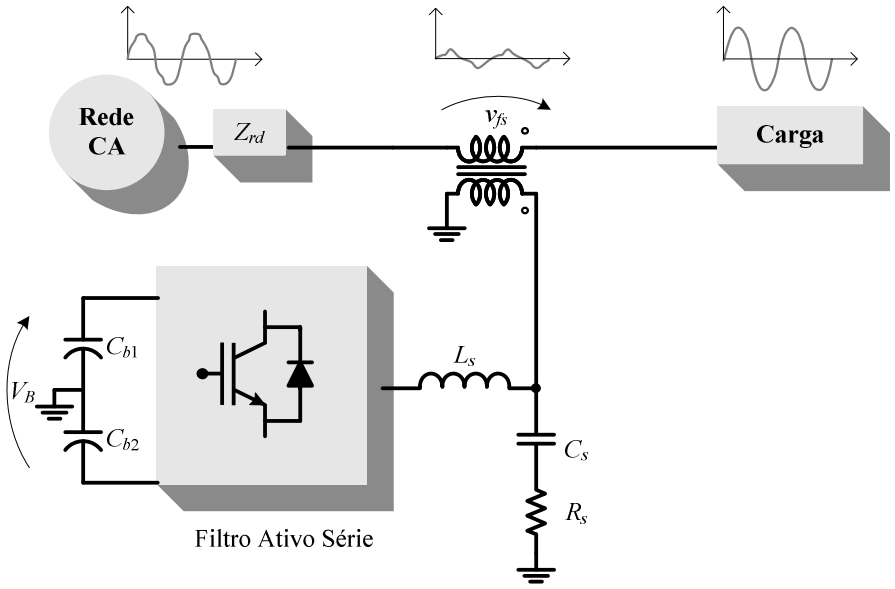


Figura 3 – Filtro ativo série.

A tensão fornecida pelo filtro ativo série e presente no transformador de acoplamento corresponde à forma de onda complementar à rede, fazendo com que a soma destas tensões seja a tensão senoidal entregue à carga.

Os distúrbios mais comuns para os quais são empregados filtros ativos série para correção são: desequilíbrio de tensão, *sags*, *swells* e eliminação ou minimização de harmônicos de tensão.

2.3.2 Filtro Ativo Paralelo

O filtro ativo paralelo é utilizado para compensar as distorções de corrente do sistema ao qual está inserido. Desta forma, o filtro atua em sistemas onde a corrente apresenta distorções harmônicas, cargas desequilibradas, circulação de potência reativa e de corrente no neutro, fazendo com que a distorção de corrente circule apenas no próprio filtro e na carga, eliminando da fonte a circulação de componentes harmônicos.

A Figura 4 mostra a configuração de um filtro ativo paralelo conectado ao sistema elétrico compreendendo carga e a rede com sua respectiva impedância. Devido à característica de fonte de tensão do inversor é necessária a presença de um indutor de acoplamento L_p, para impor a requerida saída em corrente.

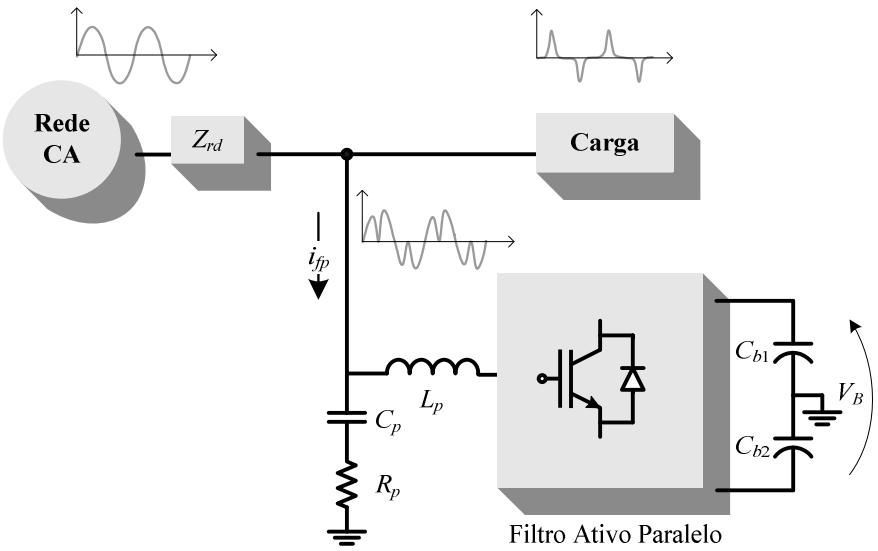


Figura 4 – Filtro ativo paralelo.

2.3.3 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Convencional

O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia, o UPQC, é caracterizado pela junção dos filtros ativos série e paralelo, tendo como objetivo compensar tanto a corrente drenada da rede quanto a tensão fornecida à carga.

A Figura 5 mostra o sistema do UPQC, apresentando as principais formas de onda contidas no circuito.

Nesta configuração o filtro ativo série é controlado em tensão e compensa a distorção presente na tensão da rede de alimentação $v_{rd}(t)$, fornecendo à carga uma tensão senoidal, com baixa distorção harmônica e equilibrada. A tensão compensada pelo filtro série $v_{fs}(t)$ é composta por uma componente fundamental, com o intuído de compensar elevações/afundamentos e desequilíbrio de tensão, e por harmônicos, os mesmos harmônicos de tensão da rede de alimentação que serão compensados.

O filtro ativo paralelo é controlado em corrente e é responsável por gerar uma corrente $i_{fp}(t)$ com conteúdo harmônico complementar a corrente da carga $i_o(t)$, fazendo com que a corrente drenada da rede de alimentação $i_i(t)$ seja senoidal e se encontre em fase com a componente fundamental da tensão de rede. O filtro ativo paralelo circula a componente fundamental da corrente da carga em casos onde o fator de deslocamento da carga é diferente de um.

O filtro ativo série é conectado ao circuito através de um transformador de acoplamento, enquanto que, na maioria das vezes, o filtro ativo paralelo é conectado diretamente, nas aplicações em redes de baixa tensão.

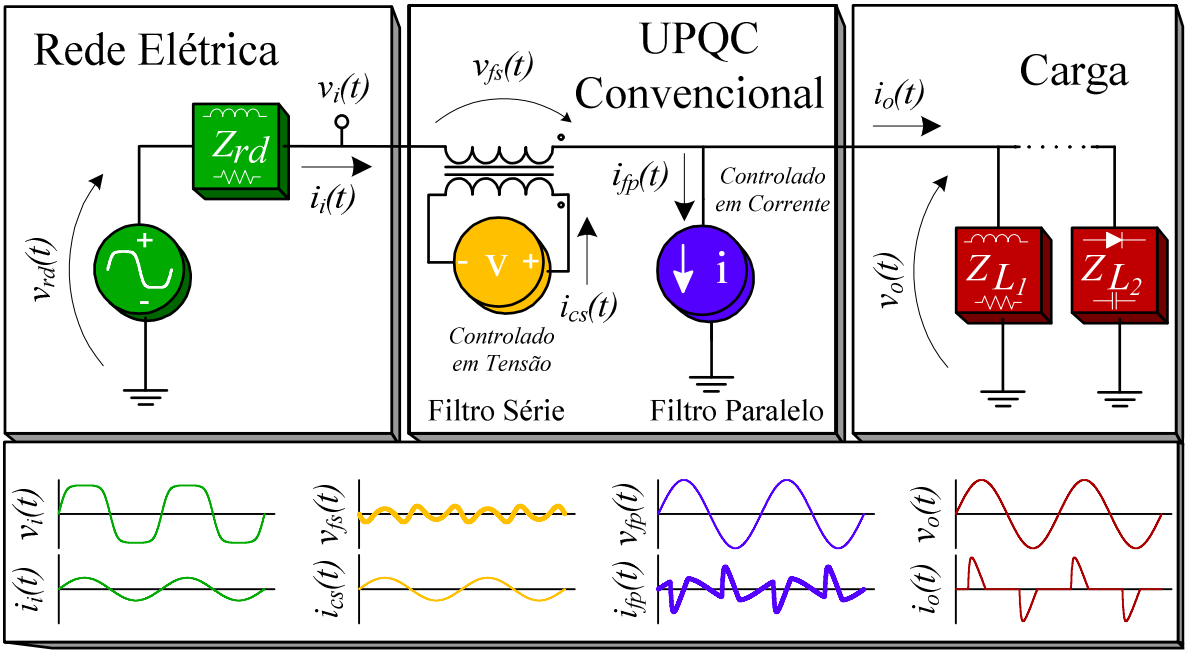


Figura 5 – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Convencional, UPQC.

O UPQC garante corrente da rede senoidal com baixa distorção harmônica e em fase com a tensão de rede e tensão senoidal regulada, equilibrada e com baixa distorção harmônica entregue à carga. O fator de potência da entrada da estrutura, com o uso do UPQC, é próximo ao unitário.

Na Figura 5, a forma de onda de tensão no transformador de acoplamento do FAS $v_{fs}(t)$ e da corrente drenada pelo FAP $i_{fp}(t)$ estão enfatizadas, pois são estas as variáveis controladas pelo UPQC. Nota-se que estas são formas de onda não senoidais, isso significa que as referências utilizadas pelos controladores do UPQC também são não senoidais. A obtensão dessas referências exige capacidade de processamento, uma vez que estas devem ser obtidas em tempo real através de amostragem de outras variáveis do circuito e cálculos matemáticos.

Como mostrado na Figura 6, o UPQC possui um barramento CC compartilhado entre os dois filtros ativos. Usualmente, o controle de tensão do barramento CC é feito pelo filtro ativo controlado em corrente, neste caso, o filtro ativo paralelo.

Os filtros ativos que compõe o UPQC podem ser posicionados de duas maneiras distintas no circuito. Uma delas, conforme mostrado na Figura 6, o FAP se encontra localizado imediatamente após a rede de alimentação e o FAS se encontra localizado entre o FAP e a carga. Outra forma de conexão é posicionando o FAP imediatamente antes da carga e o FAS entre a rede de alimentação e o FAP [26].

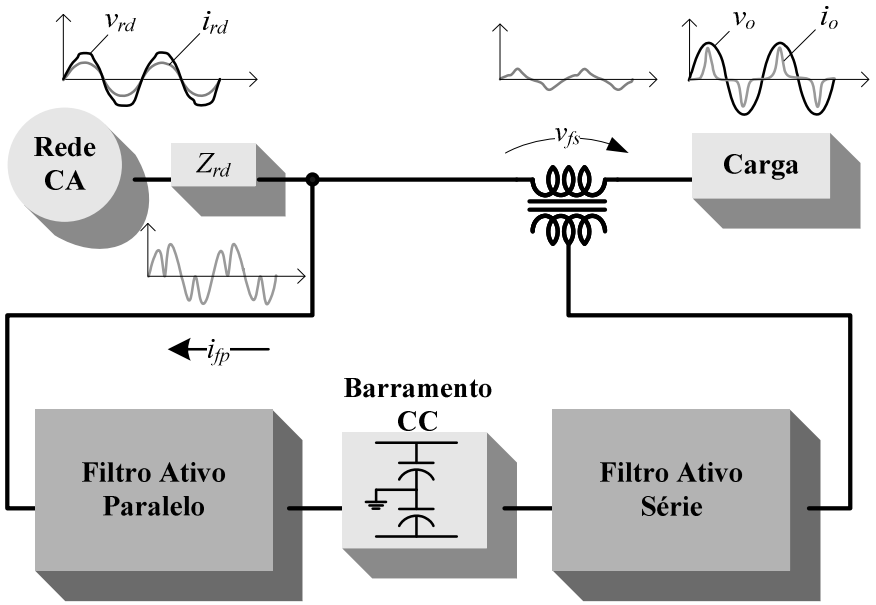


Figura 6 – Estrutura do UPQC.

Em aplicações de baixa potência, até 10 kVA, a impedância de dispersão presente nos transformadores de acoplamento do FAS interfere na imposição de tensão e compromete a compensação da tensão da carga. Para potências maiores, essas impedâncias de dispersão se tornam insignificantes perante as demais impedâncias do circuito e não prejudicam o funcionamento do UPQC.

2.4 CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA DUAL

Neste trabalho é apresentado o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual, o qual é constituído pelo filtro ativo série e pelo filtro ativo paralelo, da mesma forma que o UPQC convencional. A diferença entre eles consiste no modo em que os filtros ativos são controlados. Neste caso, o filtro ativo série é controlado em corrente e o filtro ativo paralelo é controlado em tensão. Esta configuração foi proposta originalmente em 1989 [27] e desde então, empregada em sistemas de fontes de alimentação ininterruptas (*UPS* – sigla inglesa para *Uninterruptible Power Supply*) do tipo *Line Interractive* e em condicionadores de energia. O termo iUPQC será utilizado para identificar o condicionador unificado de qualidade de energia dual, mantendo o termo utilizado em artigos pesquisados [32-35].

O filtro ativo paralelo fornece à carga uma tensão senoidal, regulada, equilibrada e livre de harmônicos. A corrente na rede é imposta pelo filtro série, sendo esta senoidal e em fase com a componente fundamental de tensão da rede de alimentação. A Figura 7 mostra o sistema do iUPQC, apresentando as principais formas de onda contidas no circuito.

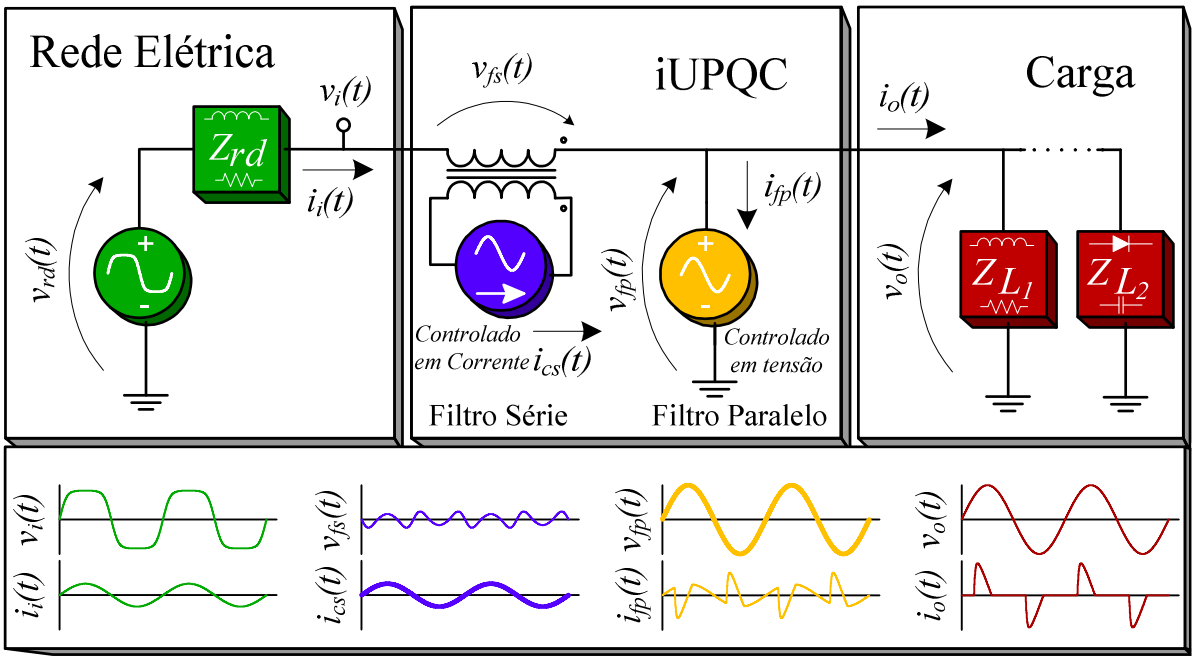


Figura 7 – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual, iUPQC.

As formas de onda de corrente do filtro ativo série $i_{cs}(t)$ e de tensão do filtro paralelo $v_{fp}(t)$ são apresentadas em destaque na figura, pois estas são as variáveis controladas, ou seja, impostas pelo iUPQC.

O filtro ativo série é inserido ao circuito através de um transformador de acoplamento, enquanto que o filtro ativo paralelo é conectado diretamente. Da forma em que é controlado o iUPQC, os harmônicos presentes na corrente da carga são obrigados a circular através do FAP, pois o mesmo é um caminho de baixa impedância para os harmônicos. Além do conteúdo harmônico, através do FAP pode circular uma corrente de mesma frequência da componente fundamental da corrente da carga, basta a corrente da carga apresentar um ângulo de carga diferente de 0^o. Sendo assim, fica evidente que a potência reativa da carga é fornecida pelo FAP.

A corrente que circula através do FAS se encontra em fase com a componente fundamental de tensão da rede de alimentação e sua amplitude está relacionada à demanda de potência ativa da carga conectada ao iUPQC e às perdas da estrutura. A corrente imposta através do FAS é senoidal, representando um caminho de alta impedância para os harmônicos presentes na corrente da carga.

As distorções presentes na tensão da rede de alimentação irão aparecer sobre os transformadores de acoplamento do FAS. Na ocorrência de sobretensão, subtensão, interrupção, desequilíbrio e harmônicos, a tensão $v_{fs}(t)$ será tal que somada à tensão $v_i(t)$ será igual a uma senóide, a qual é a tensão fornecida à carga $v_o(t)$. Desta forma, pode-se dizer que,

de forma indireta, a tensão presente no FAS compensa a tensão da carga, assim como a corrente drenada pelo FAP compensa de forma indireta a corrente da rede.

A principal vantagem do iUPQC é que este controla a corrente da rede $i_i(t)$ e a tensão da carga $v_o(t)$, sendo assim, utiliza referências senoidais nos controladores. A geração destas referências não é complexa e a única exigência é que se encontrem sincronizadas com a tensão da rede de alimentação.

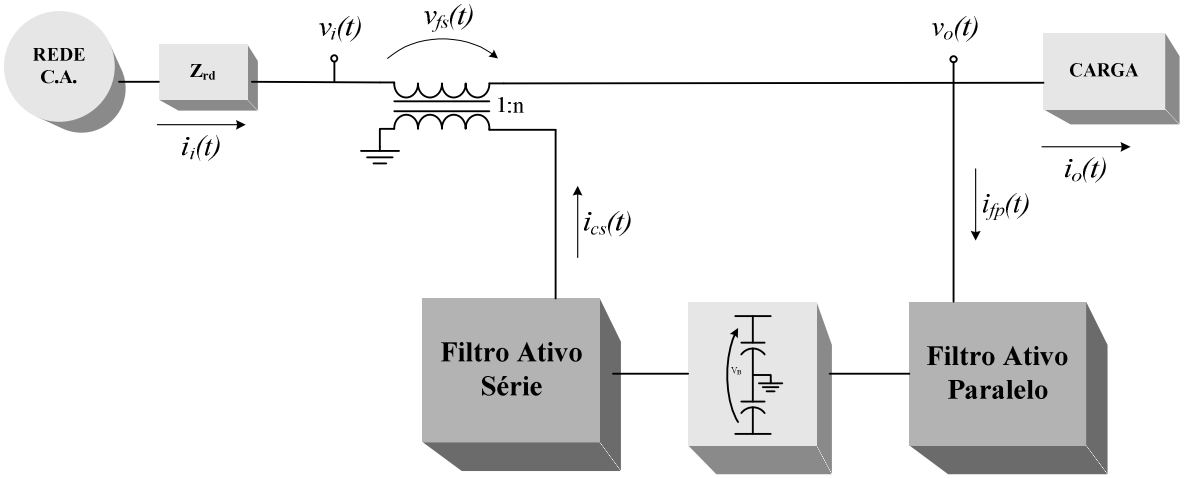


Figura 8 – Estrutura do iUPQC.

Como mostrado na Figura 8, no iUPQC o filtro ativo série compartilha o barramento CC com o filtro ativo paralelo, formando uma estrutura *back-to-back*. Diferente do UPQC convencional, a localização dos filtros ativos no iUPQC é fixa, sendo o FAS localizado entre a rede de alimentação e o FAP, e o FAP localizado entre o FAS e a carga.

Este trabalho traz o iUPQC apresentado controlado através de controladores analógicos, sendo os mesmos simples de serem projetados e de fácil implementação. Como será visto, o filtro ativo série será responsável por controlar a tensão do barramento CC, além de controlar a corrente na rede. O filtro ativo paralelo irá controlar apenas a tensão da carga. Desta forma, os filtros ativos presentes no iUPQC não operam de forma independente, pois o FAP utiliza o barramento CC controlado pelo FAS e o FAS depende da estrutura do FAP para transferir energia ao barramento CC.

A Tabela V mostra o comparativo entre o iUPQC e o UPQC convencional.

Tabela V – Comparativo entre o UPQC e o iUPQC.

	UPQC	iUPQC
Composto por 2 filtros ativos	✓	✓
Compensa a corrente na rede	✓	✓
Compensa a tensão na carga	✓	✓
Opera com referências senoidais	×	✓
Controlador sintetiza alta frequência	✓	✓
Possui 2 formas de posicionamento dos filtros ativos no circuito	✓	×

2.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados de maneira objetiva os conceitos relacionados à qualidade de energia e quais são os principais distúrbios encontrados na rede de alimentação elétrica que fazem com que consumidores e concessionárias procurem soluções para aumentar a confiabilidade e a qualidade de energia do sistema elétrico.

Foi apresentada, ainda neste capítulo, a norma IEEE 519-1992 que traz recomendações e requisitos para o controle de harmônicos em sistemas elétricos de potência. Esta norma não é aplicada a uma carga exclusiva e sim a um conjunto de cargas, sendo esta a norma a qual serão comparados os resultados obtidos neste trabalho.

Por fim, foram apresentados os filtros ativos e os condicionadores de energia, apresentando com maior ênfase o condicionador unificado de qualidade de energia dual, o iUPQC, o qual será projetado, simulado, implementado e analisado neste trabalho.

3 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Este capítulo destina-se a mostrar a estrutura de potência do condicionador unificado de qualidade de energia dual, o iUPQC. O diagrama geral da estrutura será apresentado no início do capítulo, evidenciando as características do sistema. Será apresentado em seguida o transformador utilizado no acoplamento do filtro ativo série e o projeto dos conversores utilizados nas estruturas dos filtros ativos. A estrutura utilizada pelos conversores é bem conhecida na literatura, desta forma só será abordado o projeto dos componentes passivos dos conversores. O iUPQC será projetado para operar com carga trifásica de até 2.500 VA em uma rede de alimentação de 220 V de linha. O fluxo de potência da estrutura será apresentado. Os filtros de alta frequência presentes no FAS e no FAP, destinados a reduzir os efeitos de comutação dos conversores, também são analisados nesse capítulo, assim como a influência entre eles e o projeto dos mesmos. Para o projeto desses filtros passivos serão analisadas função de transferência e diagramas de Bode para avaliar as respostas em frequência dos mesmos.

3.1 DIAGRAMA GERAL DAS ESTRUTURAS DE POTÊNCIA

O condicionador unificado de qualidade de energia dual mostrado neste trabalho tem como característica drenar da rede apenas corrente senoidal em fase com a tensão de rede, de forma a garantir fator de potência unitário para o sistema. A estrutura de potência prevista para o iUPQC é uma estrutura trifásica e deve possibilitar a compensação de harmônicos e desequilíbrio entre as fases. Desta forma, a tensão fornecida à carga será idêntica em amplitude para as três fases, com uma baixa taxa de distorção harmônica.

A estrutura completa do iUPQC é composta por dois conversores e seus respectivos filtros de alta frequência, sendo um conversor utilizado no filtro ativo série e outro no filtro ativo paralelo, por um barramento CC e por um transformador de acoplamento por fase. A Figura 9 apresenta esta estrutura.

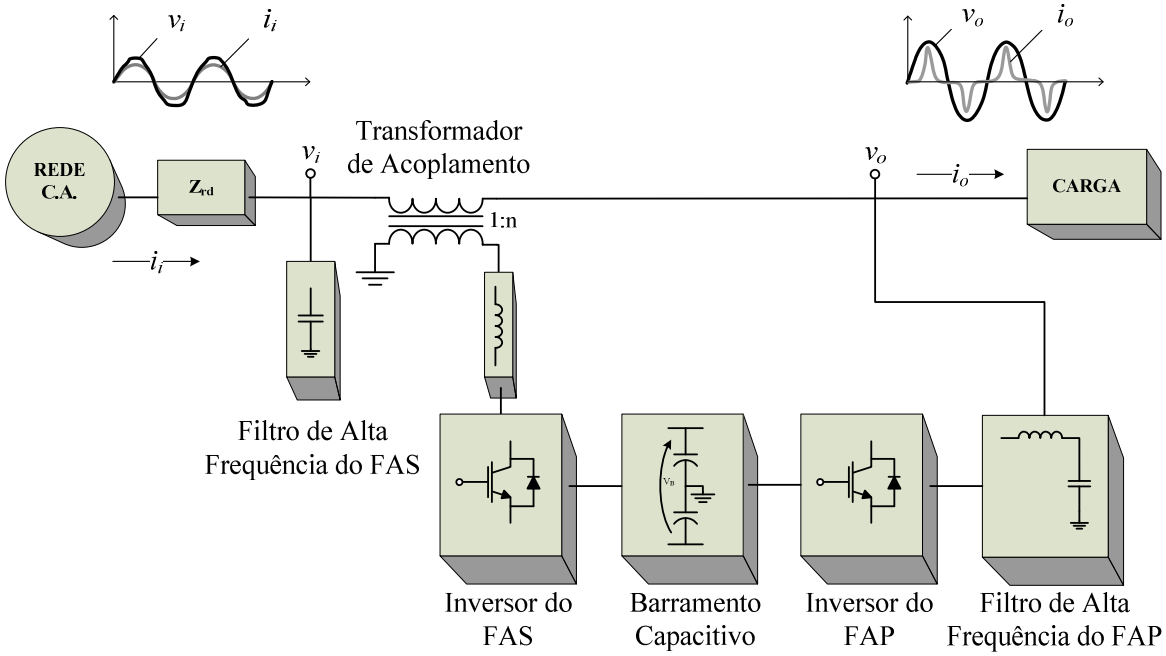


Figura 9 – Diagrama Unifilar do iUPQC.

É possível observar que os inversores estão conectados ao sistema de maneiras diferentes. O filtro ativo série é conectado ao sistema através de um transformador, enquanto que o filtro ativo paralelo é conectado diretamente. O barramento CC é comum a ambos os conversores. O filtro de alta frequência do FAP é conectado imediatamente à sua saída, enquanto que o filtro de alta frequência do FAS é composto por um indutor conectado imediatamente à saída do conversor e os restantes dos componentes se encontram no outro lado do transformador de acoplamento, conectados diretamente à entrada do sistema.

A impedância da rede mostrada na Figura 9 é definida como:

$$Z_{rd}(s) = R_{rd} + sL_{rd} \tag{2}$$

3.2 TRANSFORMADOR DE ACOPLAMENTO

A conexão do filtro ativo série com o sistema requer a utilização de um transformador. O primário deste transformador estará conectado entre a rede e o filtro ativo paralelo e o secundário estará conectado em paralelo com a saída do inversor do filtro ativo série.

De acordo com a potência total projetada para as três fases do UPQC de 2,5 kVA (conforme será mostrado no próximo item deste capítulo) e da disponibilidade de transformadores, para a realização do projeto foi utilizado para cada fase um transformador de 1 kVA com relação de 1:1. Segundo o fabricante, a corrente eficaz máxima permitida nos enrolamentos do transformador é igual à 4,54 A e a tensão eficaz máxima aplicada nos enrolamentos é de 220 V, em condições normais de operação.

Para obter os valores de resistência e indutância de dispersão dos transformadores de acoplamento foram realizados ensaios de curto-circuito. Os resultados obtidos são os seguintes:

$$Z_{dt}(s) = R_{dt} + sL_{dt} \tag{3}$$

$$R_{dt} = 0{,}88\ \Omega \tag{4}$$

$$L_{dt} = 2{,}33\ \text{mH} \tag{5}$$

Estes valores serão utilizados no projeto do filtro ativo série da estrutura do iUPQC.

3.3 PROJETO DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA

Os circuitos de potência escolhidos para compor o condicionador unificado de qualidade de energia dual são dois inversores trifásicos a quatro fios que possuem um barramento capacitivo com ponto médio. Esta estrutura, além da compensação de harmônicos, permite a compensação de desequilíbrio na corrente da carga, fazendo com que o condicionador opere para quaisquer tipos de cargas. Esta estrutura é mostrada na Figura 10.

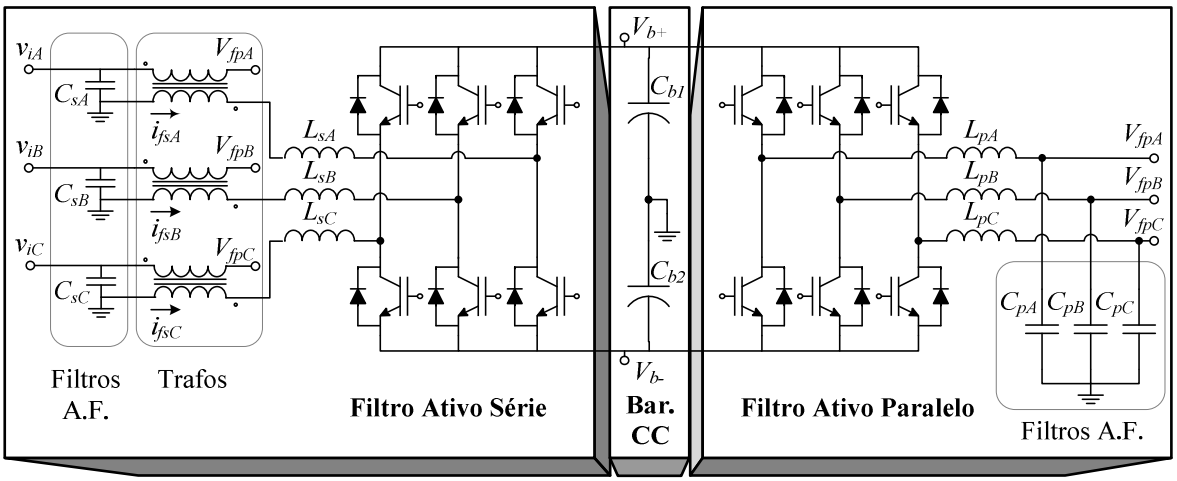


Figura 10 – Inversores trifásicos compondo a estrutura de um iUPQC.

Devido à conexão com o neutro através do ponto médio do barramento CC é possível analisar o circuito do conversor apenas para uma única fase, conforme ilustra a Figura 11.

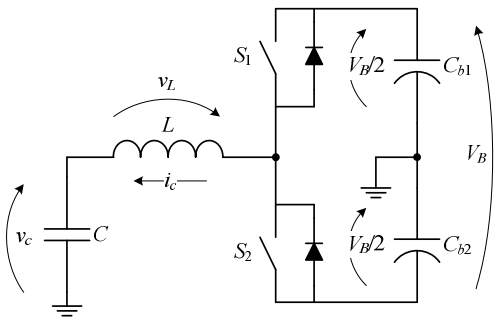


Figura 11 – Circuito equivalente de um conversor trifásico com ponto médio.

Os comandos dos interruptores são complementares e na análise o tempo morto será negligenciado. Para um período de comutação T_s, a tensão média no indutor é dada por:

$$v_L(t) = \frac{1}{T_S}\left[\int_0^{T_S d(t)} \left(\frac{V_B}{2} - v_c(t)\right) dt + \int_{T_S d(t)}^{T_S} \left(\frac{-V_B}{2} - v_c(t)\right) dt\right] \tag{6}$$

Onde v_c deve ser igual a tensão de rede, *d(t)* é a razão cíclica associada ao interruptor S_1 e V_B é a tensão total no barramento CC. Resolvendo a equação de v_L, obtêm-se:

$$v_L(t) = \frac{V_B}{2}(2d(t) - 1) - v_c(t) \tag{7}$$

Sendo a tensão média no indutor igual à zero para um período de comutação, tem-se a equação da razão cíclica:

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{v_c(t)}{V_B} \tag{8}$$

Definindo o índice de modulação como segue:

$$ma = \frac{V_{rd\_pk}}{V_B} \tag{9}$$

A tensão v_c é definida pela tensão de rede, como segue:

$$v_c(t) = V_{rd\_pk} \sin(\omega_{rd} t) \tag{10}$$

onde ω_{rd} é a frequência angular da rede. A razão cíclica pode ser reescrita por:

$$d(t) = \frac{1}{2} + ma \sin(\omega_{rd} t) \tag{11}$$

A equação que descreve a tensão no indutor é:

$$V_L = L\left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t}\right) \tag{12}$$

onde Δi_L é a variação de corrente no indutor e Δt é o período de tempo analisado. Para a primeira etapa de operação do circuito, quando o interruptor S_1 está conduzindo, tem-se:

$$v_c(t) = \frac{V_B}{2} - L\left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t}\right) \tag{13}$$

na primeira etapa de operação, tem-se:

$$\Delta t = T_S \cdot d(t) \tag{14}$$

reescrevendo a equação (13), tem-se:

$$L = \left(\frac{V_B}{2} - v_c(t)\right) \cdot \left(\frac{T_S \cdot d(t)}{\Delta i_L}\right) \tag{15}$$

substituindo as equações (10) e (11) na equação (15), tem-se:

$$L = \frac{T_S}{\Delta i_L}\left(\frac{V_B}{4} - V_{rd\_pk} ma (\sin(\omega_{rd} t))^2\right) \quad (16)$$

Esta equação nos mostra que a condição de máxima indutância acontece quando $\omega_{rd}t$ é igual à zero ou π radianos. Desta forma, a indutância mínima necessária para o inversor é:

$$L \geq \frac{V_B T_S}{4\Delta i_L} \quad (17)$$

A equação que determina a capacitância mínima necessária no barramento CC é demonstrada em [9] e descrita a seguir:

$$C_B \geq \frac{P_o/3}{(2\pi f_{rd}) V_B \Delta V_B} \quad (18)$$

Onde f_{rd} é a frequência de rede, P_o é a potência de saída e ΔV_B é a ondulação máxima de tensão no barramento CC. Esta equação é definida para um inversor meia-ponte monofásico, pois se considera a operação para o pior caso, quando a estrutura estiver operando apenas com uma fase.

Foi escolhido o módulo de potência trifásico da *Semikron* B6U+B6I+E11F de 3,5 kVA contendo os semicondutores SK45GB06S, adequadamente dispostos em um dissipador de calor, para constituir o protótipo do iUPQC. O projeto desta estrutura, assim como os cálculos de perdas nos semicondutores são mostrados em [37].

A Tabela VI traz os parâmetros de projeto para determinação dos indutores e capacitores que compõe os filtros de alta frequência dos inversores dos filtros ativos.

Tabela VI – Parâmetros de projeto.

Potência de saída	P_o = 2.500 VA
Tensão do barramento *CC*	V_B = 400 V
Tensão eficaz de fase da rede	v_{rd} = 127 V
Ondulação de corrente máxima *FAS*	$\Delta i_{L\%}$ = 20 %
Ondulação de tensão máxima no barramento CC	$\Delta V_{B\%}$ = 3 %
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz
Frequência da rede	f_{rd} = 60 Hz

Substituindo os valores numéricos na equação (17), obtêm-se o valor da indutância mínima necessária:

$$L_{min} \geq 2{,}75 \text{ mH} \quad (19)$$

A indutância de dispersão do transformador de acoplamento se encontra em série com a indutância do *FAS*, L_S, desta maneira escolheu-se:

$$L_S = L_P = 650\ \mu\text{H} \tag{20}$$

A ondulação máxima de corrente é garantida devido a indutância de dispersão do transformador de acoplamento ter um valor igual a 2,33 mH, como descrito em (5).

Através da equação (18), obtêm-se o valor da capacitância mínima necessária para o barramento CC, sendo este igual à 460 µF. Devido ao arranjo de capacitores presente no módulo de potência escolhido, a capacitância do barramento CC utilizada é:

$$C_B = C_{b1} + C_{b2} = 3\ \text{mF} \tag{21}$$

3.4 FLUXO DE POTÊNCIA

O fluxo de potência ativa através do iUPQC em regime permanente acontece em duas situações distintas. A primeira delas acontece quando a tensão de entrada v_i tem amplitude menor que a tensão de saída v_o. Nessa situação, o filtro ativo série fornece potência ativa enquanto que o filtro ativo paralelo drena potência ativa. A segunda situação acontece quando a tensão de entrada v_i tem amplitude maior que a tensão de saída v_o. Nessa circunstância, o filtro ativo série drena potência ativa e o filtro ativo paralelo fornece potência ativa. A Figura 12 mostra esses dois modos de fluxo de potência ativa.

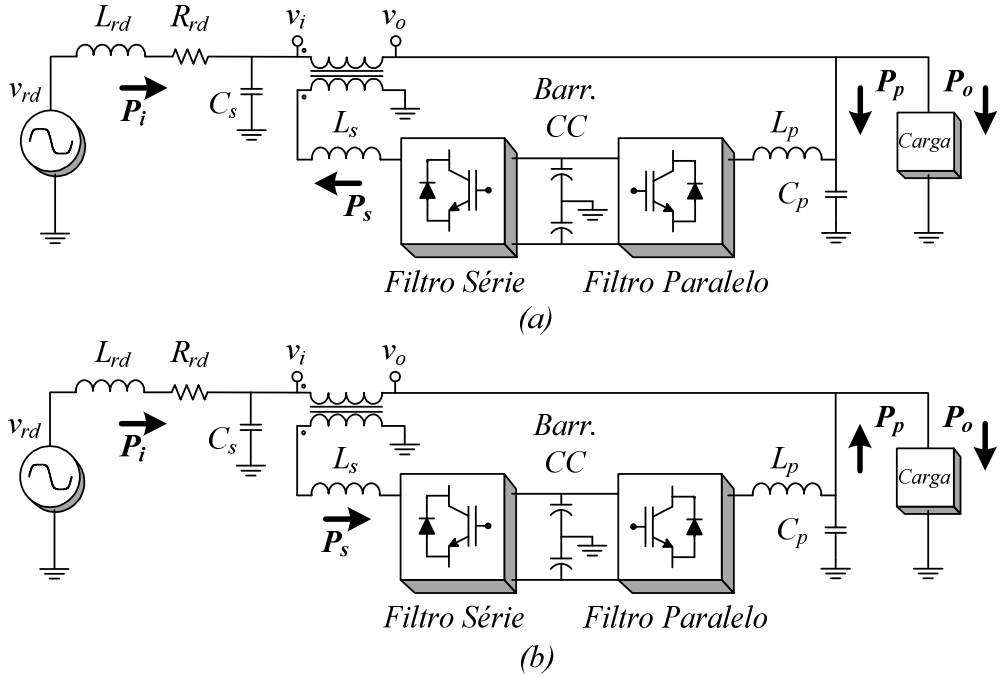


Figura 12 – Fluxo de potência ativa do iUPQC. (a) $v_i < v_o$ (b) $v_i > v_o$.

A tensão de saída v_o é mantida em fase com a componente fundamental da tensão de entrada v_i sob qualquer circunstância, sendo esta uma característica definida para o iUPQC

apresentado neste trabalho. Desta maneira, o filtro ativo série irá operar com potência reativa somente quando houver harmônicos na tensão de entrada v_i, devido à componente fundamental da tensão sobre o transformador de acoplamento sempre estar em fase com a corrente da rede i_i e consequentemente com a corrente do filtro ativo série i_{fs}. A potência ativa flui através do filtro ativo série apenas quando a componente fundamental da tensão de entrada v_i tiver amplitude diferente de v_o.

O nível de potência aparente do filtro ativo série S_s e do filtro ativo paralelo S_p também está relacionado com a tensão de entrada v_i e a tensão de saída v_o do iUPQC. Além destas tensões, o fator de deslocamento cos(φ_1) e a taxa de distorção harmônica *TDHi* da corrente da carga interferem no nível de potência aparente do filtros ativos. A equação (22) representa a potência complexa do filtro ativo série, enquanto que a equação (23) representa a potência complexa do filtro ativo paralelo.

$$\dot{S}_s = \left(\dot{V}_i - \dot{V}_o\right) \cdot \dot{I}_i^{\,*} \tag{22}$$

$$\dot{S}_p = \dot{S}_o - \dot{V}_o \cdot \dot{I}_i^{\,*} \tag{23}$$

Em regime permanente, assumindo uma tensão da rede de alimentação senoidal e equilibrada e desconsiderando as perdas envolvidas no iUPQC, as potências aparentes dos filtros ativos normalizadas em função da potência aparente da carga são dadas pelas equações (24) e (25).

$$\left|\frac{S_s}{S_o}\right| = \frac{\cos\varphi_1 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right)^2}}{\sqrt{1 + TDHi^2}} \tag{24}$$

$$\left|\frac{S_p}{S_o}\right| = \sqrt{\frac{\cos^2\varphi_1 \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 2\right)}{1 + TDHi^2} + 1} \tag{25}$$

Essas equações foram obtidas por Silva, sendo que as deduções destas são apresentadas em [36]. As potências aparentes normalizadas $|S_s/S_o|$ e $\left|S_p/S_o\right|$ são mostradas na Figura 13 e Figura 14, respectivamente, variando a *TDHi* de 0% a 80% e com cos(φ_1)=0,7 e cos(φ_1)=1,0.

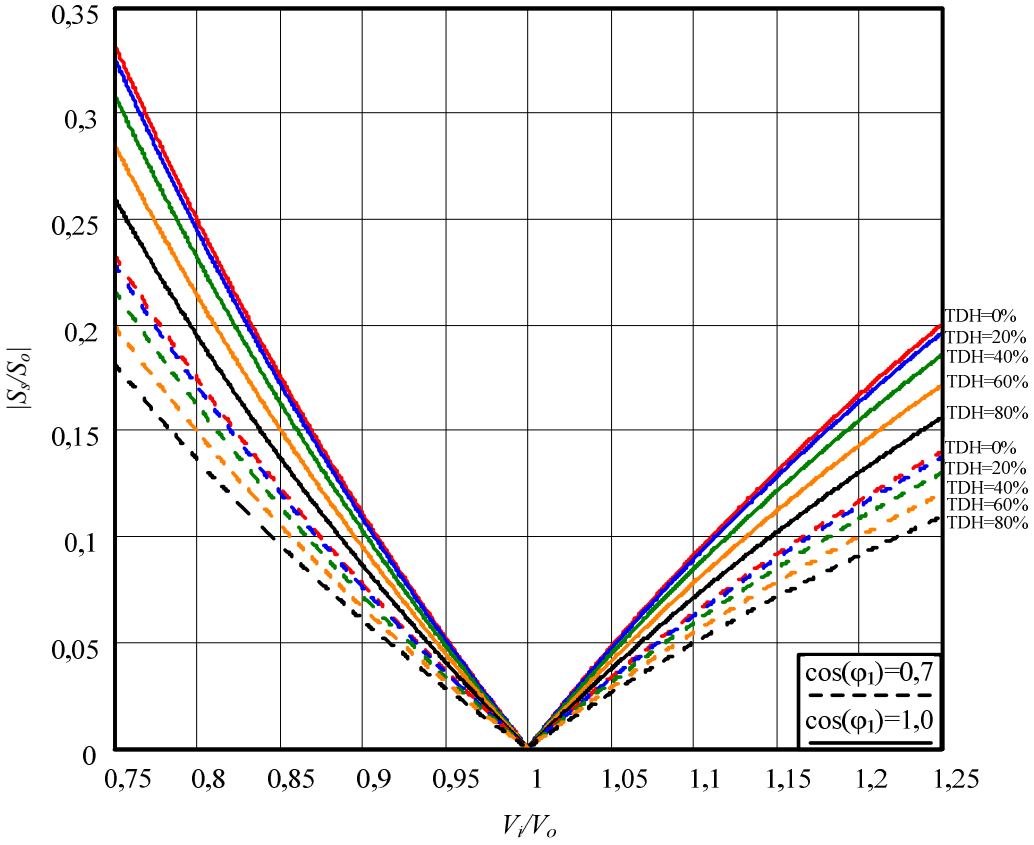


Figura 13 – Potência aparente normalizada do filtro ativo série.

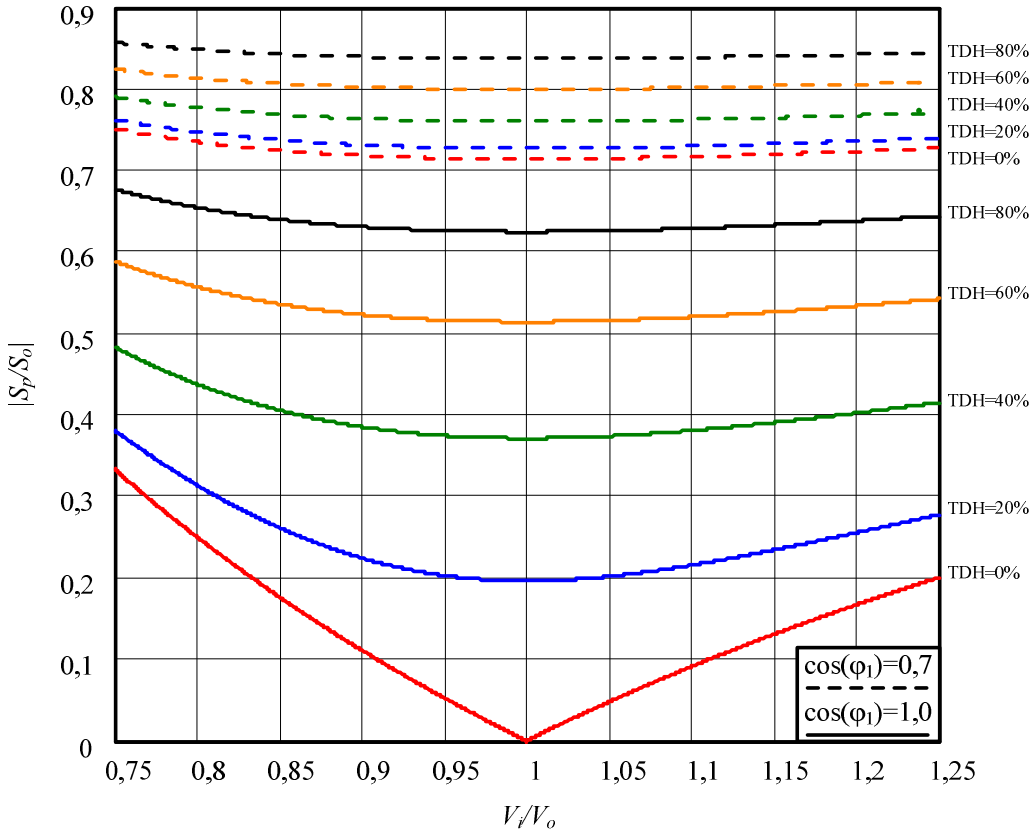


Figura 14 – Potência aparente normalizada do filtro ativo paralelo.

É possível observar que quanto maior a *TDHi* e menor o cos(φ_1), menor é a relação $|S_s/S_o|$ e maior a relação $|S_p/S_o|$.

Na literatura são encontradas estruturas semelhantes ao iUPQC aonde o filtro ativo série é dimensionado para potências menores que as nominais [31], sendo este projetado para compensar até determinados valores de tensão e fazendo uso da relação de espiras do transformador de acoplamento é possível utilizar semicondutores com menor capacidade de corrente. O filtro ativo paralelo é sempre projetado para potências nominais, visto que este deve suportar a potência reativa total da carga.

3.5 AVALIAÇÃO DA INFLUÊNCIA DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA

Antes de projetar os filtros de alta frequência da saída dos inversores que compõe os filtros ativos série e paralelo, é necessário analisar a influência e a interação que possa ocorrer entre eles.

O circuito do iUPQC pode ser analisado apenas por uma fase, conforme a Figura 15. As fontes $v_{cs1}(t)+v_{csh}(t)$ e $v_{cp1}(t)+v_{cph}(t)$ representam as estruturas de semicondutores do FAS e do FAP, respectivamente [38].

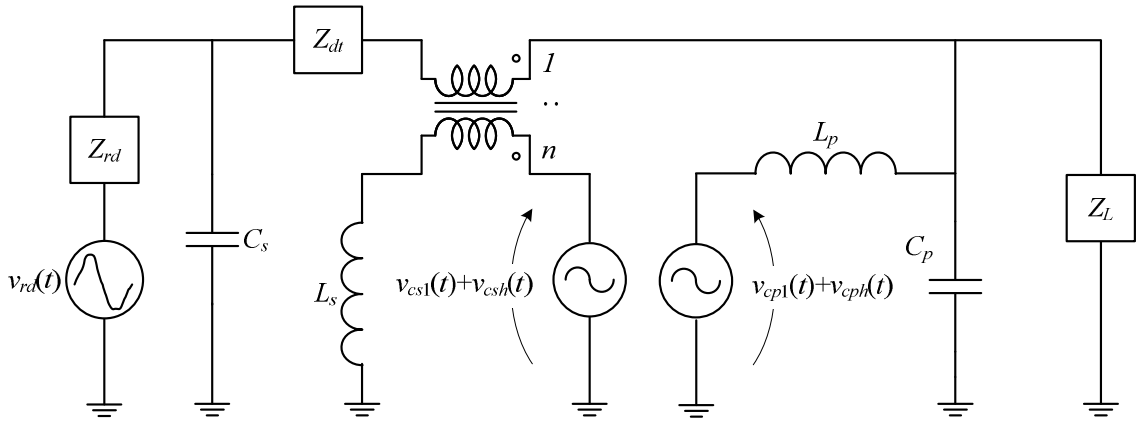


Figura 15 – Representação monofásica do iUPQC.

As fontes de tensão que representam os semicondutores fornecem uma forma de onda composta por uma componente fundamental e por harmônicos de alta frequência, provenientes da comutação dos interruptores de potência.

Para avaliar a impedância equivalente que está conectada à fonte $v_{cs1}(t)+v_{csh}(t)$, considera-se como um curto-circuito as fontes de tensão e como circuito aberto as fontes de corrente. Aplicando estas propriedades, chega-se aos circuitos da Figura 16.

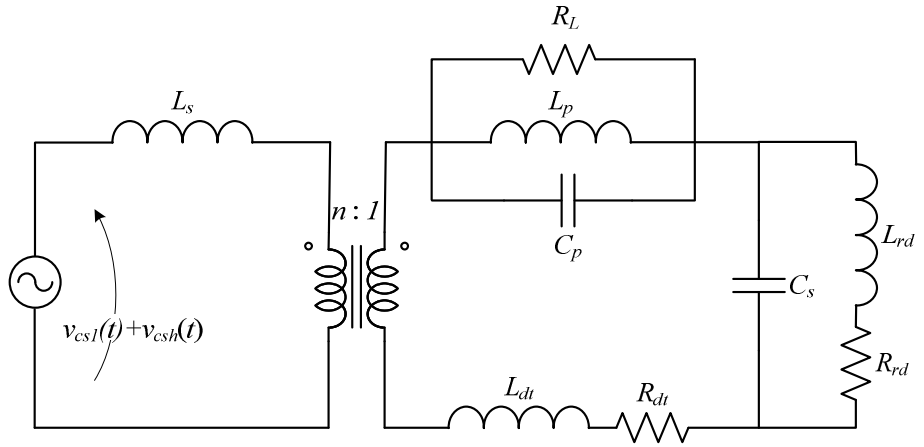


Figura 16 – Circuito equivalente visto pelo FAS.

Observando o circuito equivalente obtido, fica evidente a influência do filtro de alta frequência do FAP, da impedância de rede, da impedância de dispersão do transformador de acoplamento e da carga na resposta do filtro de alta frequência do FAS. Essa influência será analisada no projeto do filtro de alta frequência.

A corrente que circulará através de C_s corresponde aos harmônicos de alta frequência gerados pela comutação dos interruptores do filtro ativo série, enquanto que a corrente que circulará através da rede de alimentação é composta apenas pela componente fundamental.

Para melhor avaliar a impedância equivalente vista pelo FAP, será utilizado o circuito simplificado mostrado na Figura 17. Neste circuito, a fonte de tensão que representava os semicondutores do FAS e o indutor L_s deram lugar a uma fonte de corrente equivalente, denominada $i_{cs1}(t)+i_{csh}(t)$.

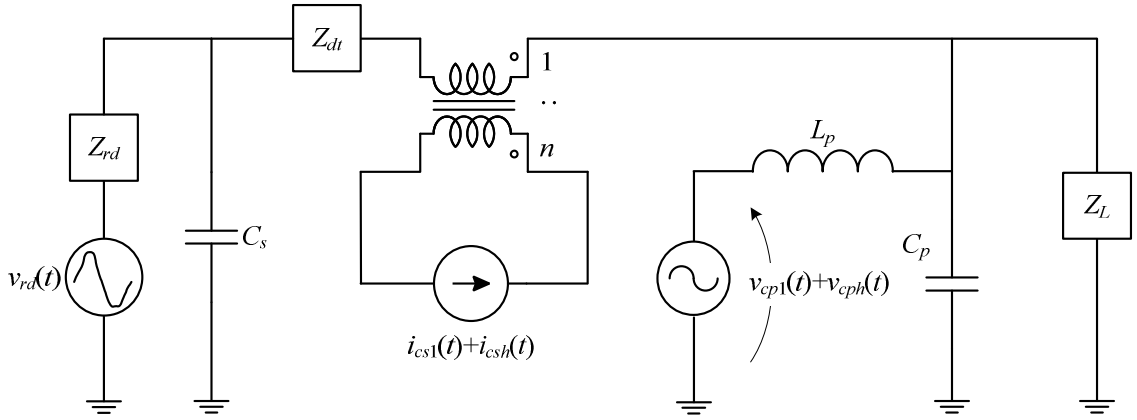


Figura 17 - Representação monofásica do iUPQC com fonte de corrente no FAS.

Para obter a impedância equivalente vista pela fonte $v_{cp1}(t)+v_{cph}(t)$, considera-se novamente como um curto-circuito as fontes de tensão e como circuito aberto as fontes de corrente.

A Figura 18 mostra o circuito equivalente obtido.

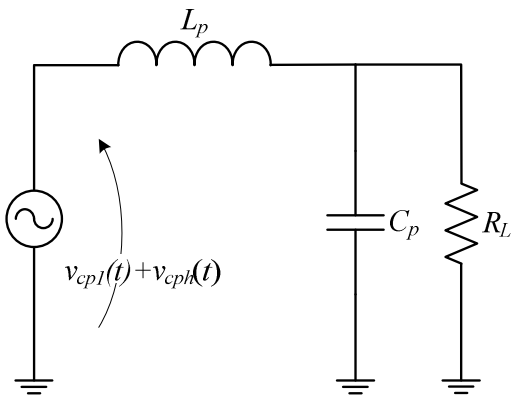


Figura 18 - Circuito equivalente visto pelo FAP.

Diferente do que acontece no FAS, o filtro de alta frequência do FAP não sofre influência direta das impedâncias do FAS, das impedâncias de dispersão dos transformadores de acoplamento e das impedâncias de rede, sofre influência apenas da carga.

A corrente que circulará através de C_p corresponde aos harmônicos de alta frequência gerados pela comutação dos interruptores do filtro ativo paralelo, enquanto que a corrente que circulará através da carga é composta apenas pela componente fundamental.

3.6 PROJETO DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA

Os projetos dos filtros de alta frequência de ambos os conversores serão mostrados neste item. Os filtros passivos que compõem os filtros ativos são compostos por indutores e capacitores localizados na saída dos inversores. Esses filtros são responsáveis por filtrar as componentes de alta frequência dos sinais, principalmente as componentes da frequência de comutação dos conversores.

Sabe-se que as impedâncias do filtro de alta frequência do FAP influenciam na resposta em frequência do FAS, enquanto que a resposta em frequência do FAP não é afetada pelas impedâncias do filtro de alta frequência do FAS. Devido a essa característica, o projeto dos filtros de alta frequência ocorre de maneira sequencial. Em um primeiro momento, obtêm-se a função de transferência do filtro de alta frequência do FAP e seus componentes. Determinadas as impedâncias que compõe o filtro de alta frequência do FAP é possível obter a função de transferência do filtro de alta frequência do FAS e seus componentes.

A função de transferência do filtro de alta frequência do FAP é obtida através do circuito mostrado na Figura 19.

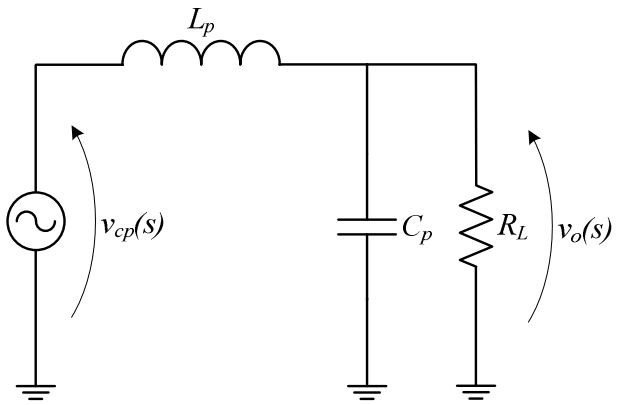


Figura 19 – Filtro de alta frequência do FAP.

A função de transferência do circuito é mostrada abaixo:

$$\frac{v_o(s)}{v_{cp}(s)} = \frac{1}{L_p C_p} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \frac{1}{C_p R_L} + \frac{1}{L_p C_p}} \tag{26}$$

O denominador da equação (26) é semelhante à equação característica de um filtro passa baixa de segunda ordem típico [39], como definido na equação (27).

$$EC_{FPB}(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + {\omega_n}^2 \tag{27}$$

Onde ω_n é a frequência natural de ressonância e ξ é o coeficiente de amortecimento do filtro passivo de alta frequência.

O filtro de alta frequência é projetado através da comparação do denominador da função de transferência com a equação característica do filtro passa baixa de segunda ordem típico e através da escolha da frequência natural de ressonância do sistema e do coeficiente de amortecimento. Através do ajuste da frequência de ressonância é possível escolher o valor da frequência de corte através da visualização do diagrama de Bode da função de transferência do filtro.

A frequência de ressonância do filtro é dada por:

$$f_{np} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} \tag{28}$$

E o coeficiente de amortecimento do filtro é expresso por:

$$\xi_p = \frac{1}{4\pi \cdot f_{np}} \cdot \frac{1}{C_p R_L} \tag{29}$$

Como L_p é o indutor escolhido através do projeto de potência, é possível obter o valor de C_p desejado após definir a frequência natural de ressonância, utilizando-se a equação a seguir, obtida através da manipulação algébrica de (28):

$$C_p = \frac{1}{L_p} \cdot \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{np}} \right)^2 \tag{30}$$

Neste caso, escolheu-se uma frequência de ressonância f_{np} igual a 1,9 kHz, sendo que o indutor L_p é igual a 650 µH. O valor da resistência da carga R_L utilizada no cálculo tende a infinito, para considerar a operação em vazio do sistema, pois este é o pior caso como pode ser visto na Figura 20. Deste modo, obteve-se o seguinte valor de capacitor.

$$C_p = 10\ \mu\text{F} \tag{31}$$

O valor de frequência de ressonância escolhido é igual a 1,9 kHz para que a frequência de corte do filtro seja próxima a 2,9 kHz. O coeficiente de amortecimento ξ_p, obtido através da equação (29), é mostrado abaixo:

$$\xi_p = \begin{Bmatrix} 0{,}21 & (para\ R_L \cong 20\ \Omega) \\ 0 & (para\ R_L \to \infty) \end{Bmatrix} \tag{32}$$

O diagrama de Bode do filtro de alta frequência projetado é mostrado na Figura 20, aonde são mostradas duas situações: a vazio ($R_L \to \infty$) e com carga nominal ($R_L \cong 20\ \Omega$).

Através da visualização do diagrama de Bode, observa-se que a frequência de cruzamento por zero do filtro de alta frequência está em torno de 2,6 kHz, valor este satisfatório, pois está bastante próximo a uma década abaixo da frequência de comutação do FAP e distante da frequência de rede.

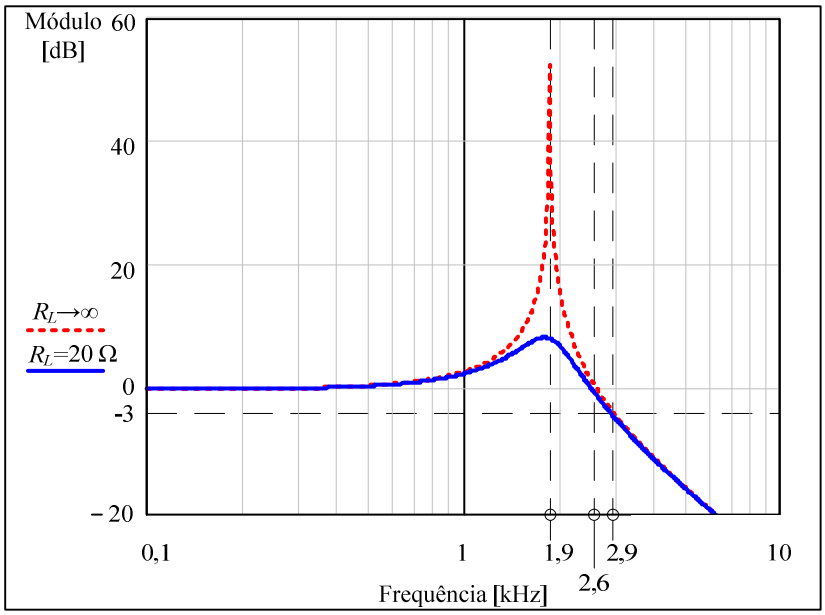


Figura 20 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência do FAP a vazio ($R_L \to \infty$) e com carga nominal (R_L=20 Ω).

Com o filtro de alta frequência do FAP projetado, é possível obter a função de transferência do filtro de alta frequência do FAS, levando em consideração as influências de L_p e C_p previamente calculados.

A função de transferência do filtro de alta frequência do FAS é retirada do circuito mostrado na Figura 21.

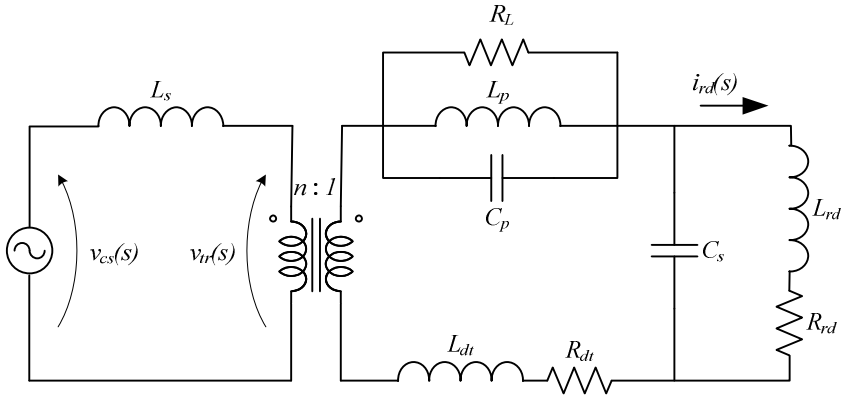


Figura 21 – Filtro de alta frequência do FAS com as demais impedâncias do circuito.

A função de transferência é mostrada abaixo:

$$\frac{i_{rd}(s)}{v_{cs}(s)} = \frac{n}{\{sL_s + n^2[sL_{dt} + R_{dt} + \alpha + \beta] \cdot [s^2 C_s L_{rd} + sC_s R_{dt} + 1]\}} \tag{33}$$

Onde:

$$\alpha = \frac{sL_p R_L}{s^2 L_p C_p R_L + sL_s + R_L} \tag{34}$$

$$\beta = \frac{sL_{rd} + R_{rd}}{s^2 L_{rd} C_s + sC_s R_{rd} + 1} \tag{35}$$

Como é possível observar, a função de transferência leva em consideração a relação de transformação e as impedâncias do transformador de acoplamento do FAS, as impedâncias da rede de alimentação e as impedâncias do filtro de alta frequência do FAP e do FAS.

Para o atual projeto, a rede elétrica a qual o experimento será conectado é oriunda de um transformador de 30 kVA. Tomando como base este valor de potência aparente e uma tensão de 127 V, a indutância da rede considerada é calculada a seguir.

Supondo uma impedância de dispersão do transformador de 0,05 p.u., obtêm-se seu valor em ohms:

$$Z_{rd} = 0{,}05 \text{ p.u.} \cdot \frac{(127 \text{ V})^2}{30 \text{ kVA}/3} \tag{36}$$

$$Z_{rd} = 0{,}08064 \ \Omega \tag{37}$$

Este será o valor considerado como impedância de rede para o projeto em questão. Considera-se também que 50 % deste valor correspondem à resistência da rede e os outros 50 % correspondem à indutância da rede. Os valores de resistência e indutância da rede são mostrado a seguir, considerando uma frequência de rede igual a 60 Hz.

$$R_{rd} = 0{,}04\ \Omega \tag{38}$$

$$L_{rd} = 107\ \mu\text{H} \tag{39}$$

Obtida a impedância de rede e sabendo que a relação de transformação do transformador de acoplamento do FAS é unitária, ou seja n=1, resta apenas o valor de C_s para obter a função de transferência do filtro de alta frequência do FAS.

A capacitância C_s não é calculada e sim definida através da atribuição de valores e visualização da resposta em frequência. Desta maneira, define-se:

$$C_s = 1\ \mu\text{F} \tag{40}$$

O diagrama de Bode da Figura 22 mostra a resposta em frequência do filtro de alta frequência do FAS considerando as demais impedâncias do sistema. Duas condições de carga são mostradas: a vazio ($R_L \rightarrow \infty$) e com carga nominal (R_L = 20 Ω).

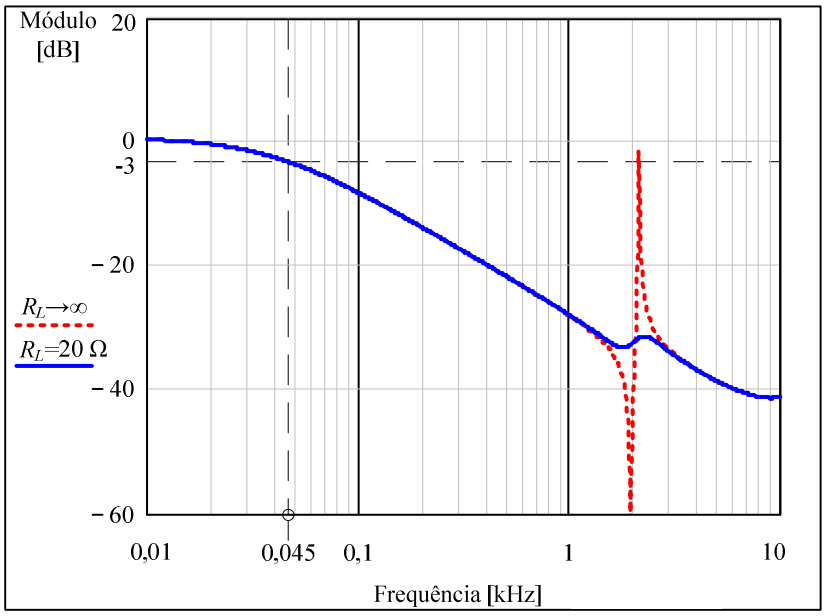


Figura 22 - Diagrama de Bode do filtro de alta frequência do FAS considerando as demais impedâncias do circuito, com duas situações de carga: a vazio ($R_L \rightarrow \infty$) e com carga nominal (R_L=20 Ω).

A resposta em frequência obtida para a saída do FAS mostra o comportamento de um filtro passa baixa com atenuação de -20 dB/dec em 400 Hz e frequência de corte em torno de 45Hz. Esse comportamento pode vir a comprometer o funcionamento do iUPQC projetado, pois desta forma o mesmo pode não compensar a corrente de rede quando houver harmônicos de mais alta frequência (acima de 400Hz) a serem compensados pelo FAS. Apesar de o FAS

ser controlado em corrente e possuir uma referência senoidal de 60 Hz, o controle do FAS irá sintetizar frequências acima da frequência nominal da rede, pois o controle de corrente é realizado através da imposição de tensão no indutor de saída do FAS, cuja indutância é a soma da indutância de saída L_s com a indutância de dispersão do transformador de acoplamento L_{dt}. O controle de corrente fará com que através da tensão aplicada nos indutores L_s+L_{dt} a corrente que circule na rede seja senoidal com frequência de 60 Hz. Se houver harmônicos na tensão de rede, o controle de corrente do FAS fará com que a tensão aplicada nos indutores L_s+L_{dt} contenha esses mesmos harmônicos defasados de 180º de modo a anular os efeitos destes e impor uma corrente senoidal de 60 Hz na rede. Quanto maior a indutância L_s+L_{dt}, menor será a derivada de corrente imposta pelo FAS, conforme mostra a equação (41), e menor será sua largura de banda.

$$\frac{di_i(t)}{dt} = \frac{v_{cs}(t) - v_{tr}(t)}{L_s + L_{dt}} \tag{41}$$

Essa característica de atenuação em baixa frequência é indesejada, mas é intrínseca a estrutura. Isso se deve a alta impedância de dispersão dos transformadores de acoplamento utilizados. Por se tratarem de transformadores de 1 kVA, as impedâncias de dispersão dos mesmos são altas o suficiente para influenciar diretamente na resposta em frequência do protótipo projetado. Se fossem utilizados transformadores de maior potência, a resposta em frequência do FAS seria melhor, com frequência de corte em mais alta frequência, devido às menores impedâncias de dispersão dos mesmos. Devido à disponibilidade, os transformadores foram mantidos e o funcionamento do iUPQC será verificado nos capítulos posteriores.

3.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo mostrou as características da estrutura de potência que compõe o condicionador unificado de qualidade de energia dual, o iUPQC. Aqui foram calculados e especificados os componentes passivos que compõe os filtros ativos série e paralelo que formam o iUPQC. Também foram apresentados os transformadores utilizados no acoplamento do filtro série e as características da rede aonde será inserido o condicionador.

Os filtros passivos de alta frequência foram analisados e projetados de acordo com a análise do circuito onde os mesmos estão inseridos. Observou-se que o projeto do filtro passivo do FAP é mais simples devido a sua independência com o restante do circuito, fazendo com que menos componentes interfiram na sua resposta em frequência. Por outro lado, o filtro passivo presente no FAS possui uma resposta em frequência dependente de grande parte dos componentes passivos que fazem parte do sistema. Essa influência dos

demais componentes do circuito tornou seu projeto menos intuitivo e exige do projetista um maior nível de atenção ao ser projetado.

A impedância de dispersão do transformador de acoplamento teve grande influência na resposta em frequência do filtro passivo do FAS. Por se tratar de transformadores com potência na ordem de 1 kVA, as impedâncias dos mesmos se tornam relevantes ao comportamento do circuito. A resposta em frequência do filtro passivo do FAS revelou que o mesmo se comporta como um filtro passa baixa com frequência de corte em torno de 45Hz. Essa frequência de cruzamento baixa irá interferir na compensação de harmônicos de mais alta frequência que deveriam ser compensados pelo FAS.

Nos capítulos de simulação e implementação do condicionador será abordada esta característica do filtro passivo do FAS, no que se diz respeito à capacidade de resposta em alta frequência.

4 MODELAGEM E CONTROLE

A estrutura de controle do condicionador unificado de qualidade de energia dual, o iUPQC, opera com dois controles independentes, o controlador do filtro ativo série e o controlador do filtro ativo paralelo. O FAS é constituído por uma malha de controle de corrente, com o propósito de garantir uma corrente senoidal drenada da rede e em fase com a tensão de rede. O FAP possui uma malha de controle de tensão, responsável por garantir à carga uma tensão senoidal com baixa distorção harmônica e equilibrada para as três fases. Por outro lado, existe o controle de tensão do barramento CC, cujo barramento é compartilhado por ambos os filtros. Este controle é realizado pelo filtro ativo controlado em corrente, neste caso o FAS, devido à malha de controle de corrente trabalhar com frequências mais altas do que o de tensão, possibilitando o projeto do controlador de tensão de forma desacoplada.

Neste capítulo serão apresentadas as estratégias de controle do iUPQC, os modelos utilizados e o projeto dos controladores, sendo dividido em duas partes principais: controle do filtro ativo série e controle do filtro ativo paralelo.

4.1 CONTROLE DO FILTRO ATIVO SÉRIE

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

4.1.1 Estratégia de Controle do FAS

A técnica de controle utilizada para controlar as três correntes de entrada e a tensão do barramento CC opera com a variação da largura de pulso do comando das chaves (*PWM*), fazendo com que a frequência de comutação seja mantida fixa e a ondulação de corrente seja variável. Através do monitoramento da corrente no indutor do FAS, i_{cs}, é feito com que a

corrente drenada da rede siga a referência senoidal, que se encontra em fase com a tensão de rede.

Esta referência senoidal de corrente é gerada através de um processador digital de sinais (DSP) que, através da detecção de passagem por zero da tensão de rede, garante o sincronismo entre tensão e corrente.

A estrutura completa de controle do FAS é mostrada na Figura 23. O sistema envolve três malhas de controle de corrente de entrada (uma por fase), uma malha de controle de tensão do barramento CC e uma malha de controle de desequilíbrio de tensão do barramento CC. Desta maneira, é possível observar os pontos de monitoração das correntes nos indutores do FAS e de tensão do barramento CC.

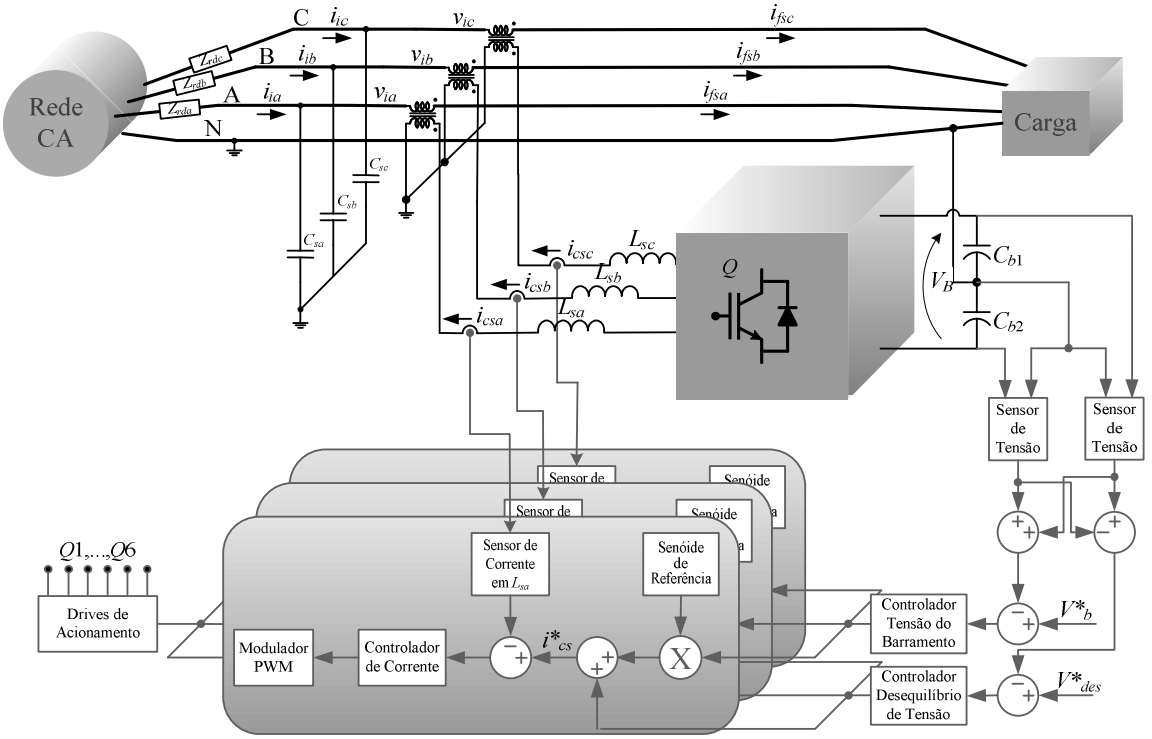


Figura 23 – Diagrama funcional do filtro ativo série pertencente ao iUPQC.

A malha de controle de desequilíbrio é necessária devido à utilização de um barramento CC com ponto médio. Ela é responsável por garantir tensão idêntica em ambos os capacitores que formam o barramento CC, de modo a não ter desequilíbrio de tensão entre os mesmos. A malha de desequilíbrio é a mais lenta do sistema, pois esta trabalha apenas com níveis contínuos de tensão. Quando comparada à malha de desequilíbrio, a malha de controle da tensão do barramento CC apresenta dinâmica mais rápida, porém é mais lenta ao se comparar à malha de controle de corrente. A malha de controle de tensão trabalha com

frequências na casa de dezenas de Hertz, enquanto que a malha de controle de corrente trabalha com frequências na casa de kilohertz.

A Figura 24 ilustra o digrama de blocos que representa a estrutura de controle completa em malha fechada do filtro ativo série.

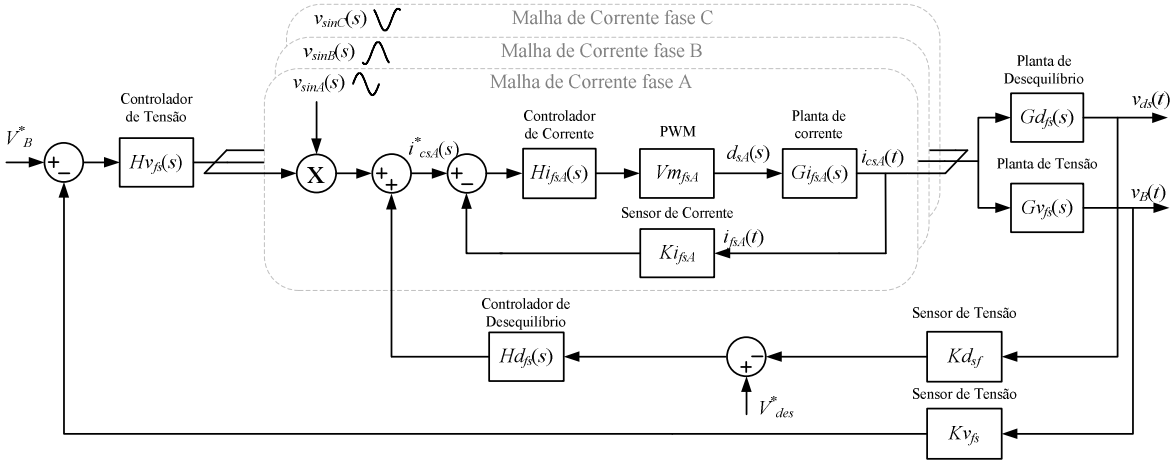


Figura 24 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do FAS.

Para manter a tensão do barramento CC com o valor desejado, a malha de controle de tensão estipula a amplitude da referência de corrente, fazendo com que o FAS drene da rede uma corrente maior ou menor, fornecendo mais ou menos energia ao barramento CC. Como a estrutura de potência utilizada é bidirecional, quando a tensão no barramento CC for maior que a referência, o controlador de tensão poderá impor uma referência de corrente negativa, fazendo com que o iUPQC devolva energia à entrada.

A seguir serão obtidos os modelos dos sistemas analisados e então cada tópico irá abordar uma determinada malha de controle de forma independente e com suas devidas considerações.

4.1.2 Modelagem do FAS

O objetivo da inserção de controladores é fazer com que o sistema atenda aos requisitos preestabelecidos. No entanto, para projetá-los, é necessário conhecer o comportamento e a resposta de todo o sistema. Desta forma, o primeiro passo é obter a função de transferência das plantas a serem controladas e então definir e projetar o controlador.

4.1.2.1 Modelo da Planta de Corrente de Entrada

O circuito do inversor trifásico com ponto médio pode ser representado por um inversor monofásico apresentado na Figura 25. Devido ao ponto médio no barramento de tensão, cada fase pode ser analisada independentemente. Este circuito é obtido refletindo as

impedâncias através do transformador de acoplamento do FAS. Para simplificar a análise são desconsiderados os filtros passivos de alta frequência.

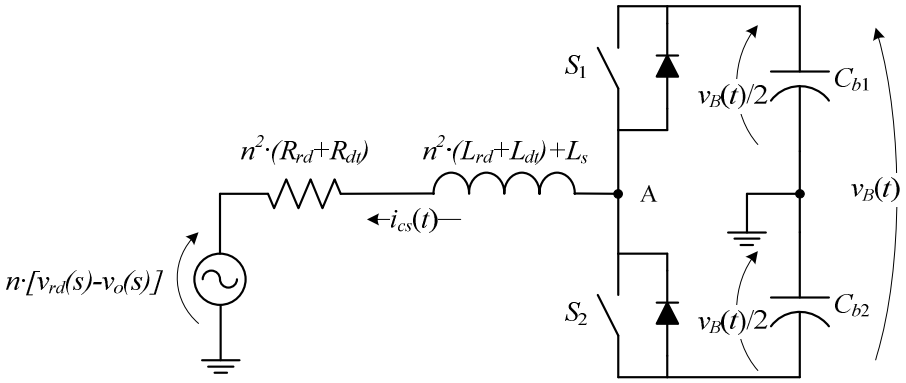


Figura 25 – Circuito equivalente da estrutura de potência do FAS.

A partir desse modelo, pode-se modelar o comportamento dos interruptores como uma fonte de tensão com valor igual à média de tensão em um período de comutação, semelhante ao encontrado em [40]. A Figura 26 mostra a tensão no ponto A do circuito equivalente da estrutura de potência do FAS.

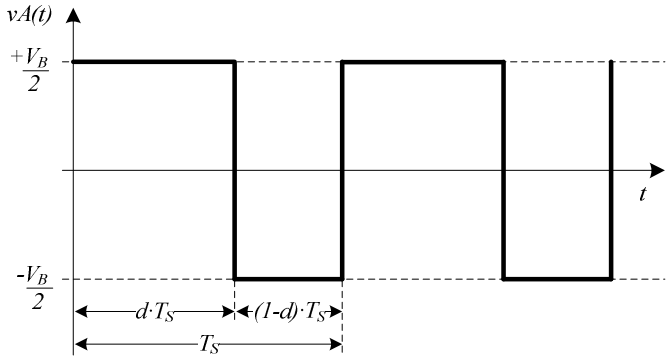


Figura 26 – Tensão instantânea no ponto A.

O valor médio da tensão para um período de comutação no ponto A é igual a

$$\langle v_A(t) \rangle = V_B \left(d(t) - \frac{1}{2} \right) \tag{42}$$

Desta forma, o circuito equivalente pode ser representado pelo circuito mostrado na Figura 27.

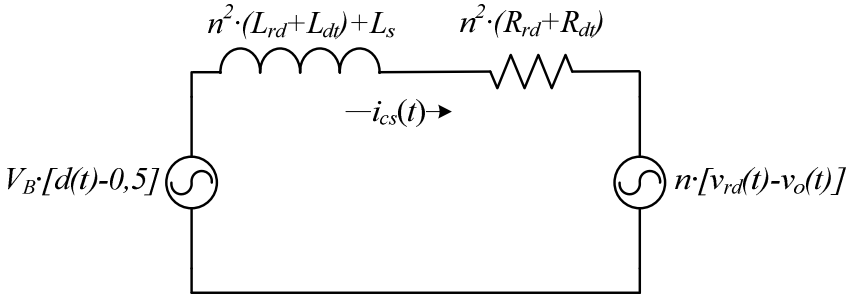


Figura 27 – Modelo da planta de corrente do FAS para uma fase.

O modelo dinâmico a ser utilizado é obtido através da substituição dos valores de $v_{rd}(t)$, $v_o(t)$ e $i_{cs}(t)$ por seus valores médios em um período de comutação T_s, sendo estes representados por $\langle v_{rd}(t)\rangle$, $\langle v_o(t)\rangle$ e $\langle i_{cs}(t)\rangle$. Sendo assim, através da análise da malha do circuito da Figura 27, obtém-se a seguinte equação:

$$V_B \cdot \left(d(t) - \frac{1}{2}\right) = L_{eq1} \cdot \frac{d\langle i_{cs}(t)\rangle}{dt} + R_{eq1} \cdot \langle i_{cs}(t)\rangle + n\langle v_{rd}(t)\rangle - n\langle v_o(t)\rangle \tag{43}$$

onde:

$$L_{eq1} = n^2 \cdot (L_{rd} + L_{dt}) + L_s \tag{44}$$

$$R_{eq1} = n^2 \cdot (R_{rd} + R_{dt}) \tag{45}$$

Considera-se a tensão de rede $v_{rd}(t)$ e a tensão de carga $v_o(t)$ constante em um período de comutação, uma vez que a frequência de comutação é significativamente maior que a frequência fundamental de rede. Aplicando-se uma pequena perturbação na razão cíclica e na corrente do indutor do FAS, representados por $\hat{d}(t)$ e $\hat{\imath}_{cs}(t)$, tem-se:

$$\langle v_{rd}(t)\rangle = V_{rd} \tag{46}$$

$$\langle v_o(t)\rangle = V_o \tag{47}$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \tag{48}$$

$$\langle i_{cs}(t)\rangle = I_{cs} + \hat{\imath}_{cs}(t) \tag{49}$$

onde:

$$D \gg \hat{d}(t) \tag{50}$$

$$I_{cs} \gg \hat{\imath}_{cs}(t) \tag{51}$$

Considerando que as perturbações apresentam amplitudes muito menores que seus valores quiescentes, obtêm-se a seguinte expressão:

$$V_B\left(D - \frac{1}{2}\right) + V_B\hat{d}(t) = L_{eq1} \cdot \left[\frac{dI_{cs}}{dt} + \frac{d\hat{\imath}_{cs}(t)}{dt}\right] + R_{eq1} \cdot [I_{cs} + \hat{\imath}_{cs}(t)] + n \cdot [V_{rd} - V_o] \tag{52}$$

Para obter o modelo CA da planta de corrente de entrada, desprezam-se os componentes CC da equação (52) e obtêm-se:

$$V_B \cdot \hat{d}(t) = L_{eq1} \frac{d\hat{\imath}_{cs}(t)}{dt} + R_{eq1} \cdot \hat{\imath}_{cs}(t) \tag{53}$$

Aplicando Laplace com condições iniciais nulas na equação (53), obtém-se a equação (54).

$$Gi_{fs}(s) = \frac{I_{cs}(s)}{D(s)} = \frac{V_B}{s[n^2 \cdot (L_{rd} + L_{dt}) + L_s] + n^2 \cdot (R_{rd} + R_{dt})} \tag{54}$$

A indutância de rede será desprezada por esta ser muito menor que a indutância de dispersão do transformador, simplificando a função obtida. Da mesma forma, as resistências de rede e de dispersão do transformador serão desprezadas por apresentarem valores próximos à zero. Desta forma, a função de transferência da planta de corrente do FAS corresponde a:

$$Gi_{fs}(s) = \frac{V_B}{s(n^2 \cdot L_{dt} + L_s)} \tag{55}$$

4.1.2.2 Modelo da Planta de Tensão do Barramento CC

O modelo da planta de tensão será extraído através da análise do balanço de potência. O inversor trifásico com ponto médio pode ser representado pelo circuito da Figura 28, composto por uma fonte de corrente equivalente a corrente média de carga do barramento em paralelo com a impedância que compõe o barramento CC da estrutura.

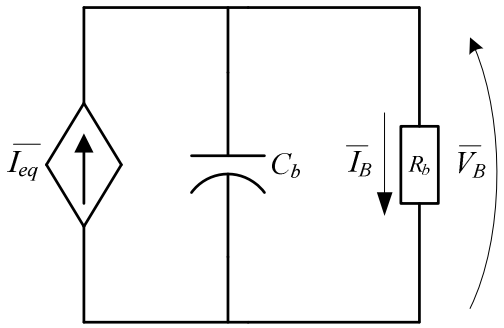


Figura 28 – Circuito equivalente para a malha de tensão do FAS.

A carga R_b representada no circuito da Figura 28 é uma carga fictícia, uma vez que o conversor operando como filtro ativo não possui esta impedância conectada ao barramento CC. Visto que a potência ativa é nula, não teria sentido a corrente média equivalente $\bar{I}_{eq}$ de carregamento do capacitor. Entretanto, esta potência é nula do ponto de vista da frequência de rede, mas para manter a tensão média do barramento sem carga acoplada é necessário que

haja um consumo de potência instantânea. O termo instantânea se refere a tempos na ordem da frequência de comutação.

A potência entregue ao barramento CC é dada pela soma das potências de cada fase do inversor, conforme a equação (56).

$$P_b = \overline{I_{eq}} \cdot \overline{V_B} = 3P_{cs} \tag{56}$$

Fazendo a potência de entrada P_{cs} para alimentação do barramento em função do pico de tensão da rede V_{rd_pk} e do pico da fundamental da corrente I_{cs_pk}, tem-se a equação (57).

$$P_{cs} = \frac{n \cdot V_{rd\_pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cs\_pk}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot V_{rd\_pk} \cdot I_{cs\_pk}}{2} \tag{57}$$

Substituindo a equação (57) em (56), tem-se:

$$\overline{I_{eq}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{n \cdot V_{rd\_pk} \cdot I_{cs\_pk}}{\overline{V_B}} \tag{58}$$

Considerando que a corrente média $\bar{I}_{eq}$ é igual à corrente eficaz que circula através da impedância do circuito equivalente da malha de tensão, obtêm-se a equação (59).

$$V_B(s) = \frac{\overline{I_{eq}}}{\frac{1}{R_b} + sC_b} \tag{59}$$

Com as equações (58) e (59) chega-se a uma função de transferência, apresentada pela equação (60), que relaciona a tensão do barramento pelo pico da corrente de entrada do conversor. Para a malha de tensão essa corrente é vista em termos de baixas frequências, por esta razão foi considera como uma componente senoidal.

$$\frac{V_B(s)}{I_{cs\_pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot n \cdot \frac{V_{rd\_pk}}{V_B} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_b} + sC_b} \tag{60}$$

O inversor aplicado como filtro ativo não apresenta a impedância R_b conectada ao barramento, isto equivale a fazer $R_b \rightarrow \infty$ na equação (60), assim, obtém-se o modelo da planta de tensão para o inversor. Tendo que relação da tensão de pico da rede pela tensão de barramento V_{rd_pk} / V_B é definida como índice de modulação *ma*, o modelo da planta de tensão é dado pela equação (61).

$$Gv_{fs}(s) = \frac{V_B(s)}{I_{cs\_pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot ma \cdot \frac{n}{sC_b} \tag{61}$$

4.1.2.3 Modelo da Planta de Desequilíbrio da Tensão do Barramento CC

O modelo a ser utilizado na malha de controle de desequilíbrio deve relacionar a tensão diferencial entre as tensões dos capacitores do barramento CC e a corrente de entrada

do conversor. Para a obtenção desse modelo matemático utilizou-se o circuito simplificado apresentado na Figura 29. Como a malha de tensão de desequilíbrio é muito mais lenta do que a malha de controle da corrente de entrada, pode-se considerar duas fontes de corrente distintas que correspondem às correntes nos interruptores.

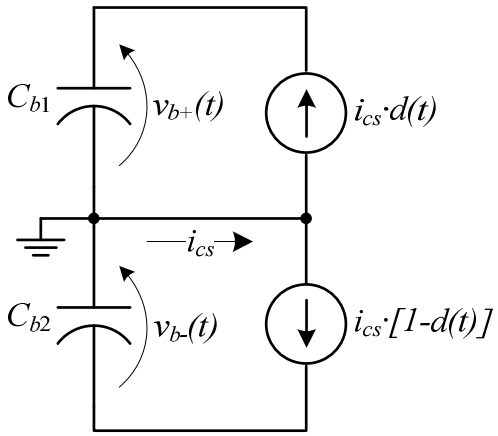


Figura 29 – Circuito equivalente da planta de desequilíbrio de tensão do barramento CC.

O circuito equivalente monofásico representado na Figura 29 pode ser utilizado por se tratar de um conversor a quatro fios, sendo assim cada fase pode ser analisada independentemente. Através da análise de malha do circuito, obtêm-se as seguintes equações.

$$i_{cs}(t) \cdot d(t) = C_{b1} \cdot \frac{dv_{b+}(t)}{dt} \tag{62}$$

$$i_{cs}(t) \cdot [d(t) - 1] = C_{b2} \cdot \frac{dv_{b-}(t)}{dt} \tag{63}$$

Aplicando Laplace com condições iniciais nulas nas equações (62) e (63), obtém-se as equações (64) e (65).

$$V_{b+}(s) = \frac{D}{sC_{b1}} \cdot I_{cs}(s) \tag{64}$$

$$V_{b-}(s) = \frac{(D-1)}{sC_{b2}} \cdot I_{cs}(s) \tag{65}$$

Sabe-se que a função de transferência da planta de desequilíbrio corresponde a:

$$Gd_{fs}(s) = \frac{V_{b+}(s) - V_{b-}(s)}{I_{cs}(s)} \tag{66}$$

E:

$$2 \cdot C_B = C_{b1} = C_{b2} \tag{67}$$

Utilizando (64), (65), (66) e (67), obtém-se a função de transferência da planta de desequilíbrio para cada fase do conversor trifásico.

$$Gd_{fs}(s) = \frac{1}{2 \cdot s \cdot C_B} \tag{68}$$

Considerando a contribuição das demais fases do sistema, o modelo para a malha de tensão de desequilíbrio para o sistema trifásico é expresso por:

$$Gd_{fs}(s) = \frac{3}{2 \cdot s \cdot C_B} \tag{69}$$

Observa-se que a malha de desequilíbrio independe da razão cíclica, sendo apenas dependente da impedância do barramento CC.

4.1.2.4 Modelo do Modulador PWM

A função de transferência do modulador PWM (*Pulse Width Modulator*) é obtida utilizando as mesmas considerações apresentadas em [43], porém, utiliza-se como portadora uma onda triangular com valores mínimo e máximo de 0 e V_T, respectivamente. A razão cíclica desejada é obtida pela comparação entre o sinal de saída do controlador com a portadora, conforme a Figura 30.

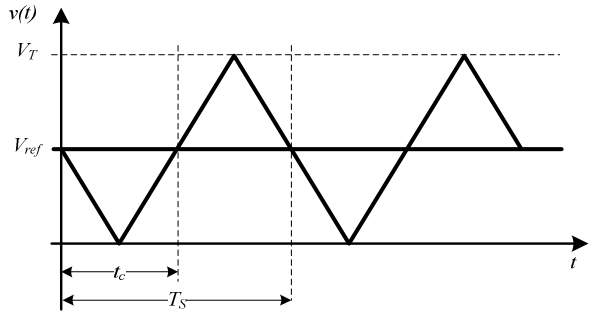


Figura 30 – Sinais de comparação para o PWM.

Considerando que a tensão de saída do controlador segue a tensão de referência V_{ref} e que a onda triangular é simétrica, tem-se a relação (70).

$$\frac{V_T}{V_{ref}} = \frac{T_s}{t_c} \tag{70}$$

E sendo a razão cíclica definida por (71).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \tag{71}$$

Chega-se a uma relação entre a razão cíclica pela tensão de referência, isto é, um modelo para o modulador PWM, como mostra a equação (72).

$$Vm_{fs} = \frac{D}{V_{ref}} = \frac{1}{V_T} \tag{72}$$

4.1.2.5 Modelo do Sensor de Tensão

É utilizado um divisor resistivo para monitorar a tensão do barramento CC, de forma que através de uma relação simples de resistências seja possível obter a atenuação desejada. A Figura 34 apresenta o sensor de tensão não isolado.

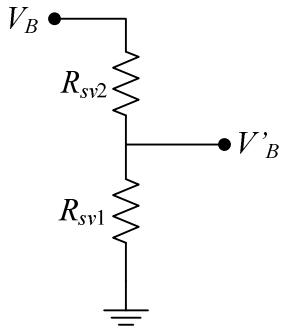


Figura 31 – Sensor de tensão do barramento CC.

O ganho do sensor é dado por:

$$Kv_{fs} = \frac{V'_B}{V_B} = \frac{R_{sv1}}{R_{sv1} + R_{sv2}} \tag{73}$$

4.1.2.6 Modelo do Sensor de Corrente

O sensor utilizado é o transdutor de corrente de efeito hall LA-55P da LEM, cujo ganho é dado por K_{LA55} = 1:2.000. A saída deste sensor é em corrente e como se deseja obter um nível de tensão equivalente a corrente monitorada, é necessário utilizar um resistor R_{sc} na saída do sensor. A função de transferência do sensor como um todo é dada por:

$$Ki_{fs} = \frac{R_{sc}}{K_{LA55}} \tag{74}$$

4.1.3 Projeto dos Controladores do FAS

Extraídos os modelos que compõe toda a malha do sistema, é possível projetar os controladores de tensão e corrente. A metodologia de projeto utilizada é baseada na metodologia de resposta em frequência, onde o ganho e a fase do sistema são analisados em função da frequência.

De acordo com a metodologia de projeto para sistemas contínuos no plano *S*, são apresentados os requisitos de projeto [10,39,43].

- Margem de fase entre 30^o e 90^o;
- A inclinação da curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por 0 dB deve ser de –20 dB/década;
- Erro estático nulo;

- A frequência de cruzamento da curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser pelo menos quatro vezes menor do que a frequência de comutação do modulador PWM;

4.1.3.1 Projeto do Controlador de Corrente de Entrada

O diagrama de blocos que representa a malha de controle de corrente é mostrado na Figura 32.

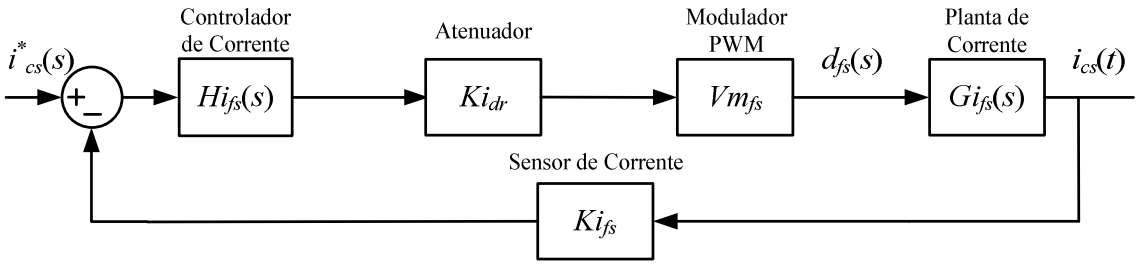


Figura 32 – Diagrama de blocos da malha de corrente.

A função de transferência de laço aberto, obtida através da Figura 32, é mostrada na equação (75).

$$FHi_{fs}(s) = \frac{V_B}{s(L_s + n^2 \cdot L_{dt})} \cdot Ki_{fs} \cdot Vm_{fs} \cdot Ki_{dr} \cdot Hi_{fs}(s) \tag{75}$$

Os valores numéricos das grandezas contidas na equação (75) são mostrados na Tabela 4.

Tabela VII - Parâmetros para o controle de corrente do FAS.

Indutância do FAS	L_s = 650 µH
Indutância de dispersão do trafo	L_{dt} = 2,33 mH
Tensão do barramento *CC*	V_B = 400 *V*
Relação de transformação do trafo	n = 1
Atenuação do sensor de corrente	Ki_{fs} = 0,44
Atenuação na saída do compensador	Ki_{dr} = 0,64
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz
Atenuação do modulador *PWM*	Vm_{fs} = 0,091 V^{-1}

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem o controlador é mostrada na equação (76) e sua resposta em frequência é mostrada no diagrama de Bode da Figura 33.

$$Fi_{fs}(s) = \frac{V_B}{s(L_s + n^2 \cdot L_{dt})} \cdot Ki_{fs} \cdot Vm_{fs} \cdot Ki_{dr} \tag{76}$$

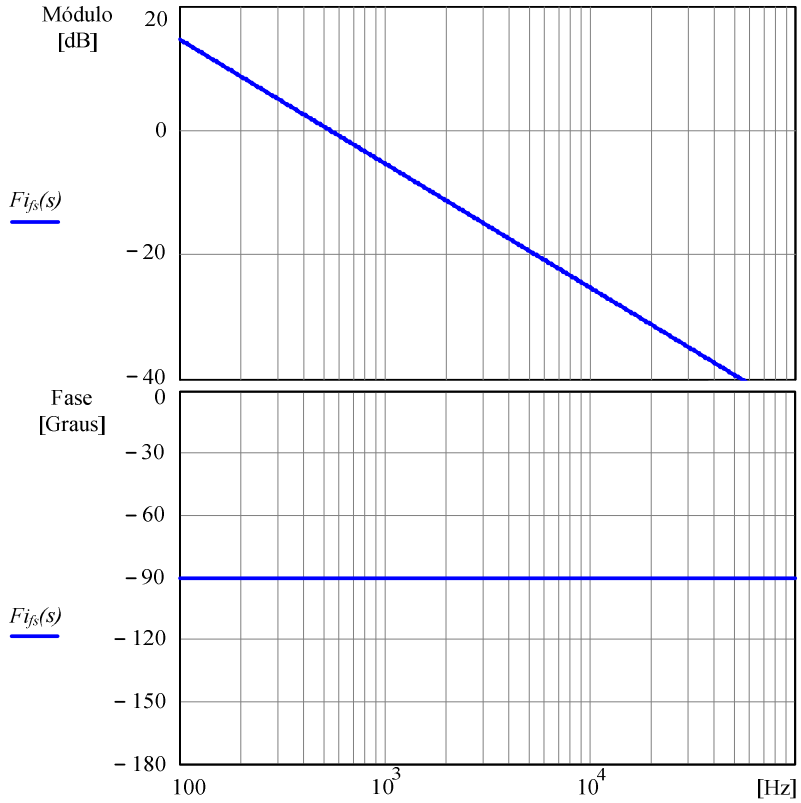


Figura 33 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de corrente sem compensação.

Observa-se que o sistema apresenta uma boa margem de fase, igual a 90º, porém a frequência de cruzamento por 0 dB é igual a 550 Hz. Esta frequência deverá ser mais elevada para permitir uma resposta mais adequada ao FAS.

A frequência de cruzamento adotada está de acordo com a metodologia de projeto apresentada por [43] e corresponde a um quarto da frequência de comutação, conforme mostra a equação (77).

$$fci_{fs} = \frac{f_s}{4} = 5 \text{ kHz} \tag{77}$$

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

controlador para reduzir ruídos de alta frequência, desta forma o controle de corrente de entrada do FAS corresponde a um PI com um pólo adicional em alta frequência.

A função de transferência do controlador está apresentada na equação (78).

$$Hi_{fs}(s) = Kipi_{fs} \cdot \frac{s + Zi_{fs}}{s(s + Pi_{fs})} \tag{78}$$

Devido à planta de corrente apresentar uma inclinação de −20 dB/década na frequência de cruzamento por 0 dB, e ser esta a inclinação desejada em laço aberto, o controlador não deverá alterar esta inclinação, logo é necessário que a frequência do zero do controlador Zi_{fs} seja igual ou menor que a frequência de cruzamento desejada. Desta forma, define-se:

$$Zi_{fs} = 2\pi \cdot \frac{fci_{fs}}{4} \tag{79}$$

O pólo de alta frequência do controlador é alocado entre os valores de frequência de corte e frequência de comutação. Sendo assim, tem-se:

$$Pi_{fs} = 2\pi \cdot \frac{f_s}{2} \tag{80}$$

Através da analise de laço aberto da malha de controle de corrente, sabe-se que:

$$20 \cdot Log\left[\left|FHi_{fs}(fci_{fs})\right|\right] = 0 \tag{81}$$

Desta forma, obtém-se:

$$\left|FHi_{fs}(fci_{fs})\right| = 1 \tag{82}$$

Utilizando as equações (75), (78) e (82), e realizando as operações de módulo, tem-se:

$$Kipi_{fs} = \frac{(L_s + n^2 \cdot L_{dt})}{Vm_{fs} \cdot Ki_{fs} \cdot V_B \cdot Ki_{dr}} \cdot \frac{\left(2\pi \cdot fci_{fs}\right)^2 \cdot \sqrt{\left(2\pi \cdot fci_{fs}\right)^2 + {Pi_{fs}}^2}}{\sqrt{\left(2\pi \cdot fci_{fs}\right)^2 + {Zi_{fs}}^2}} \tag{83}$$

O valor obtido é:

$$Kipi_{fs} = 624.464 \tag{84}$$

O diagrama de Bode mostrado a seguir apresenta a resposta em frequência do controlador ($Hi_{fs}(s)$), do sistema controlado ($FHi_{fs}(s)$) e não controlado ($Fi_{fs}(s)$) em laço aberto. A Figura 34 traz o módulo e a fase das funções analisadas.

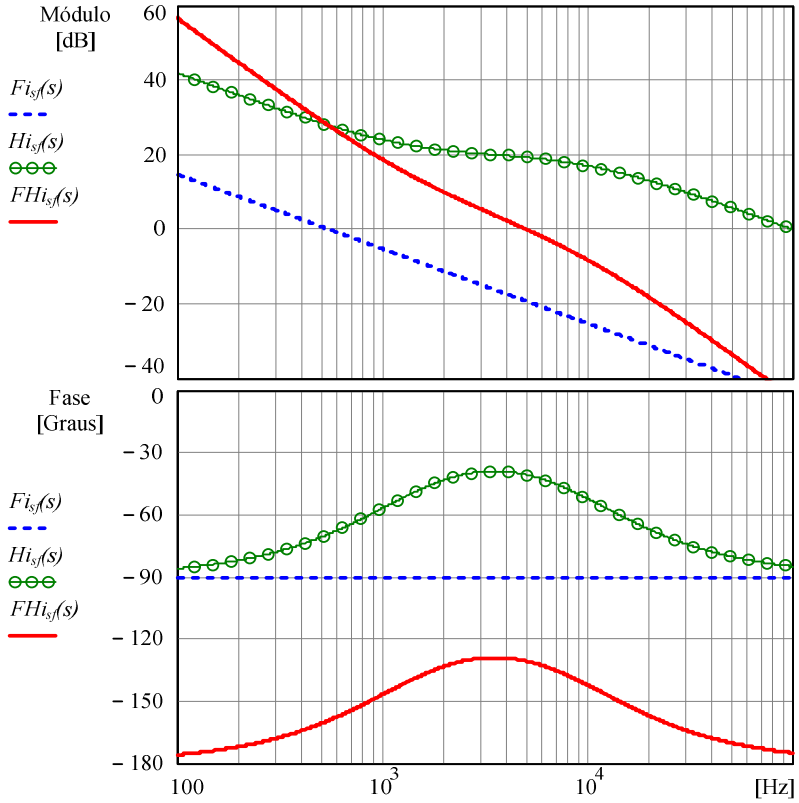


Figura 34 – Módulo e Fase das funções de laço aberto da malha de corrente.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 5 kHz e margem de fase de 50º. Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de corrente do FAS é mostrado na Figura 35.

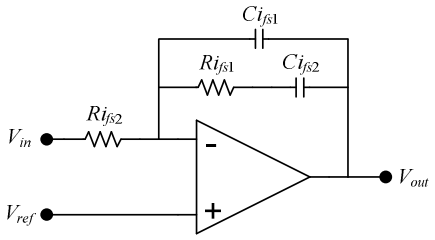


Figura 35 – Controlador analógico de corrente do FAS.

Onde:

$$Ci_{fs2} = 10\ \text{nF} \tag{85}$$

$$Ri_{fs1} = \frac{1}{Ci_{fs2} \cdot Zi_{fs}} = 12\ \text{k}\Omega \tag{86}$$

$$Ci_{fs1} = \frac{Zi_{fs} \cdot Ci_{fs2}}{Pi_{fs} - Zi_{fs}} = 1{,}5 \text{ nF} \tag{87}$$

$$Ri_{fs2} = \frac{1}{Ci_{fs1} \cdot Kipi_{fs}} = 1 \text{ k}\Omega \tag{88}$$

Esses valores foram obtidos através da comparação da função de transferência do circuito mostrado na Figura 35 e do controlador mostrado na equação (78).

4.1.3.2 Projeto do Controlador de Tensão do Barramento CC

A Figura 41 traz o diagrama de blocos que representa a malha de controle da tensão de barramento CC.

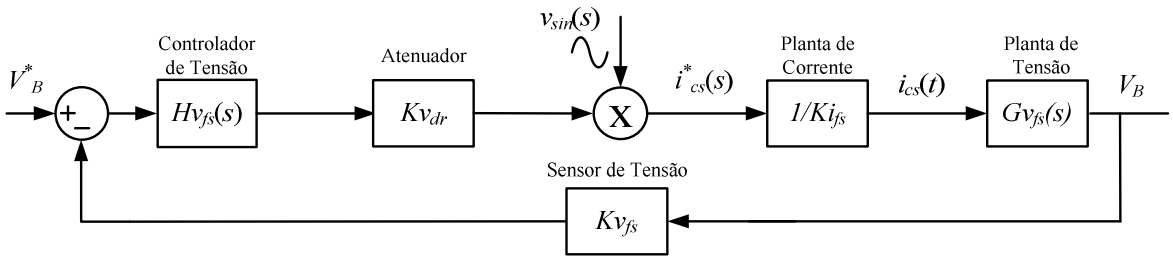


Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Como a dinâmica da malha de controle de corrente é muito mais rápida que a dinâmica da malha de controle de tensão, a planta de corrente é representada somente pelo inverso do ganho do sensor de corrente.

A função de transferência de laço aberto obtida através da Figura 36 é mostrada na equação (89).

$$FHv_{fs}(s) = \frac{3}{2} \cdot n \cdot \frac{ma}{sC_B} \cdot \frac{Kv_{fs}}{Ki_{fs}} \cdot Km_{fs} \cdot Kv_{dr} \cdot Hv_{fs}(s) \tag{89}$$

Os valores numéricos das grandezas contidas na equação (89) são mostrados na Tabela VIII. O parâmetro Km_{fs} corresponte ao valor do ganho que o multiplicador insere no sistema. Neste caso, o ganho é igual ao valor de pico da senóide ao qual o sinal de saída do controlador de tensão será multiplicado.

Tabela VIII - Parâmetros para o controle de tensão do FAS.

Capacitância do barramento CC	C_B = 3 mF
Tensão do barramento *CC*	V_B = 400 V
Relação de transformação do trafo	n = 1
Fator de modulação	ma = 0,45
Atenuação do sensor de tensão	Kv_{fs} = 0,021
Atenuação do sensor de corrente	Ki_{fs} = 0,44
Atenuação na saída do compensador	Kv_{dr} = 0,6
Ganho do multiplicador	Km_{fs} = 1
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem o controlador é mostrada na equação (90) e sua resposta em frequência é mostrada no diagrama de Bode da Figura 37.

$$Fv_{fs}(s) = \frac{3}{2} \cdot n \cdot \frac{ma}{sC_B} \cdot \frac{Kv_{fs}}{Ki_{fs}} \cdot Km_{fs} \cdot Kv_{dr} \tag{90}$$

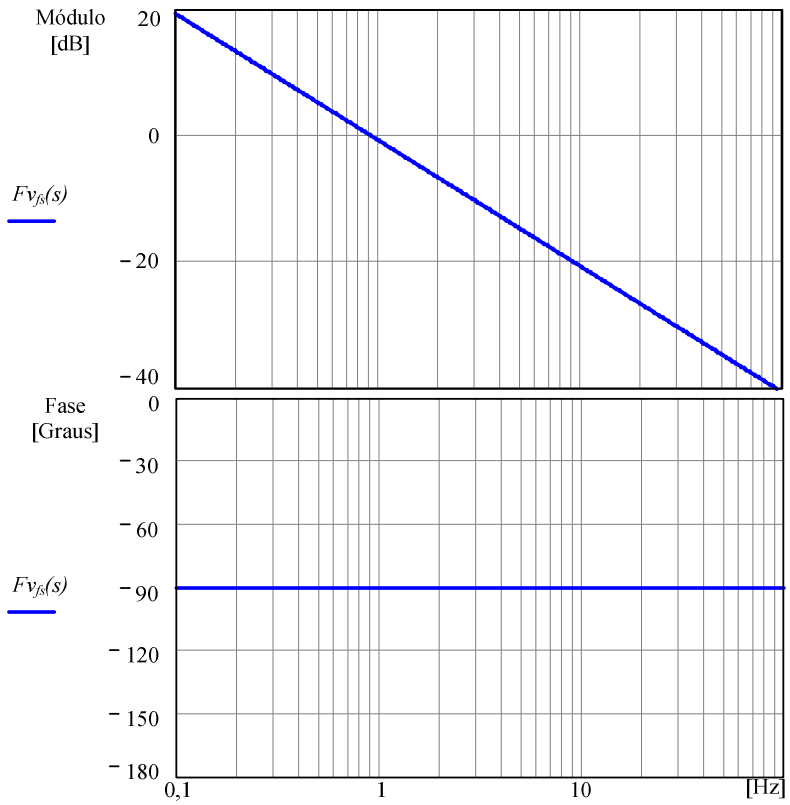


Figura 37 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de tensão sem compensação.

Assim como a malha de corrente, o laço aberto de controle de tensão apresenta uma boa margem de fase, igual a 90º, porém a frequência de cruzamento por 0 dB é em torno de

1Hz. Não havendo interesse em controlar a ondulação natural da retificação, a qual, para operação monofásica é de 60 Hz, deve-se estabelecer a frequência de corte da malha de tensão como sendo no máximo uma década abaixo desta frequência. O valor escolhido para frequência de corte é mostrada na equação (91).

$$fcv_{fs}(s) = \frac{f_{rd}}{15} = 4 \text{ Hz} \tag{91}$$

Assim como na malha de controle de corrente, aqui também será utilizado um controlador PI com um pólo adicional, pelos mesmos motivos que o qual foi utilizado anteriormente. A função de transferência do controlador está apresentada na equação (92).

$$Hv_{fs}(s) = Kvpi_{fs} \cdot \frac{s + Zv_{fs}}{s(s + Pv_{fs})} \tag{92}$$

Para reduzir pela metade a margem de fase, mantendo-a dentro da faixa de valores desejados e tornando mais rápida a dinâmica do sistema, o zero do controlador de tensão, Zv_{fs}, é localizado na frequência de cruzamento.

$$Zv_{fs} = 2\pi \cdot fcv_{fs} \tag{93}$$

O pólo adicional do controlador é definido pela equação (94).

$$Pv_{fs} = 40 \cdot 2\pi \cdot fcv_{fs} \tag{94}$$

E da mesma forma que foi obtida equação (83), obtém-se:

$$Kvpi_{fs} = \frac{2}{3} \cdot \frac{Ki_{fs} \cdot C_B}{Km_{fs} \cdot Kv_{fs} \cdot ma \cdot Kv_{dr}} \cdot \frac{\left(2\pi \cdot fcv_{fs}\right)^2 \cdot \sqrt{\left(2\pi \cdot fcv_{fs}\right)^2 + {Pv_{fs}}^2}}{n \cdot \sqrt{\left(2\pi \cdot fcv_{fs}\right)^2 + {Zv_{fs}}^2}} \tag{95}$$

O valor obtido é:

$$Kvpi_{fs} = 3.060 \tag{96}$$

O diagrama de Bode mostrado a seguir apresenta a resposta em frequência do controlador ($Hv_{fs}(s)$), do sistema controlado ($FHv_{fs}(s)$) e não controlado ($Fv_{fs}(s)$) em laço aberto. A Figura 38 traz o módulo e a fase das funções analisadas.

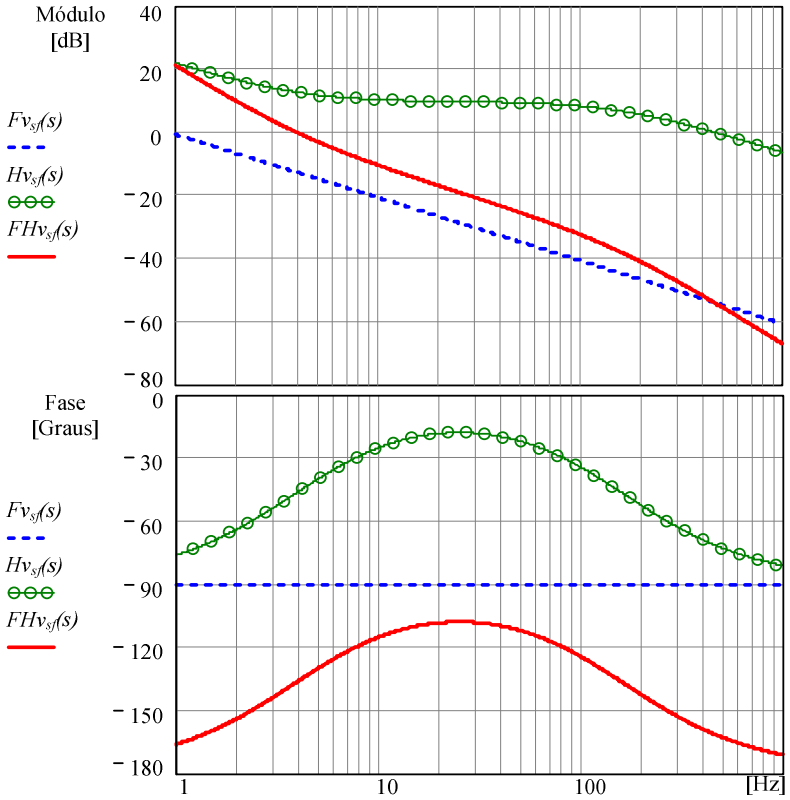


Figura 38 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de tensão.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de controle de tensão do barramento CC apresenta frequência de cruzamento de 4 Hz e margem de fase de 45º, metade da margem de fase anterior e de acordo com os requisitos. Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de tensão do FAS é mostrado na Figura 39.

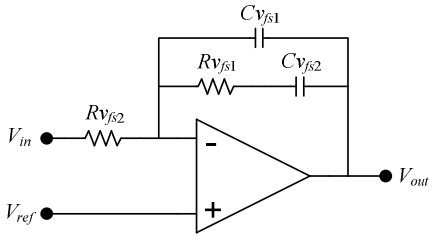


Figura 39 – Controlador analógico de tensão do FAS.

Onde:

$$Cv_{fs2} = 470 \text{ nF} \tag{97}$$

$$Rv_{fs1} = \frac{1}{Cv_{fs2} \cdot Zv_{fs}} = 82 \text{ k}\Omega \tag{98}$$

$$Cv_{fs1} = \frac{Zv_{fs} \cdot Cv_{fs2}}{Pv_{fs} - Zv_{fs}} = 12 \text{ nF} \tag{99}$$

$$Rv_{fs2} = \frac{1}{Cv_{fs1} \cdot Kvpi_{fs}} = 27 \text{ k}\Omega \tag{100}$$

Esses valores foram obtidos através da comparação da função de transferência do circuito mostrado na Figura 39 e do controlador mostrado na equação (92).

4.1.3.3 Projeto do Controlador de Desequilíbrio da Tensão do Barramento CC

A Figura 40 traz o diagrama de blocos que representa a malha de controle de desequilíbrio de tensão do barramento CC.

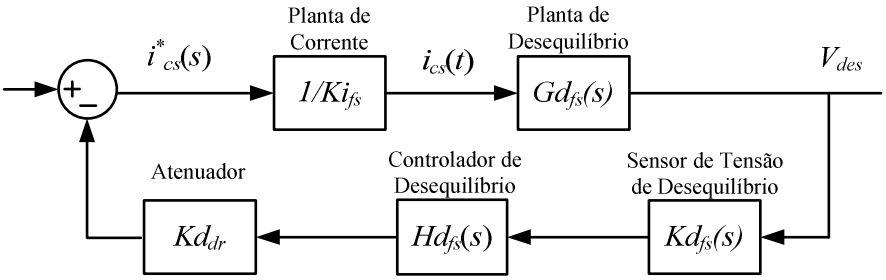


Figura 40 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio da tensão do barramento CC.

A função de transferência de laço aberto, obtida através da Figura 40, é mostrada na equação (101).

$$FHd_{fs}(s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{Kd_{fs}}{sC_B} \cdot \frac{Kd_{dr}}{Ki_{fs}} \cdot Hd_{fs}(s) \tag{101}$$

Os valores numéricos das grandezas contidas na equação (101) são mostrados na Tabela IX.

Tabela IX - Parâmetros para o controle de tensão de desequilíbrio do FAS.

Capacitância do barramento CC	C_B = 3 mF
Atenuação do sensor de desequilíbrio	Kd_{fs} = 0,021
Atenuação do sensor de corrente	Ki_{fs} = 0,44
Atenuação na saída do compensador	Kd_{dr} = 1
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão de desequilíbrio sem o controlador é mostrada na equação (102) e sua resposta em frequência é mostrada no diagrama de Bode da Figura 41.

$$Fd_{fs}(s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{Kd_{fs}}{sC_B} \cdot \frac{Kd_{dr}}{Ki_{fs}} \tag{102}$$

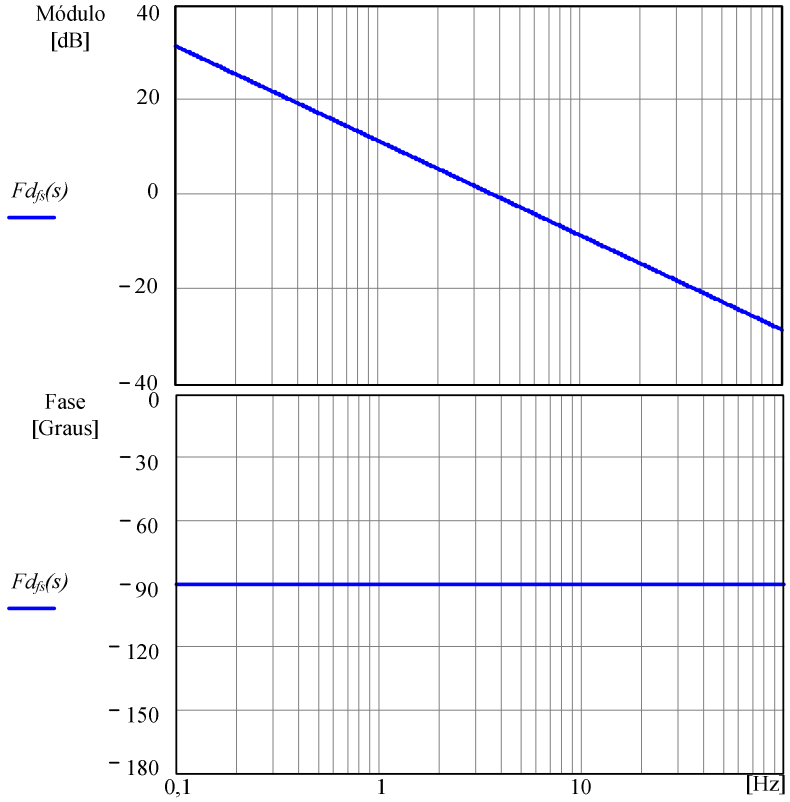


Figura 41 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de desequilíbrio de tensão sem compensação.

Como a dinâmica da malha de controle de desequilíbrio da tensão do barramento CC é bastante lenta, por se tratar de uma compensação de nível CC nos capacitores do barramento, adota-se:

$$fcd_{fs}(s) = \frac{f_{rd}}{60} = 1 \text{ Hz} \tag{103}$$

O controlador utilizado é novamente do tipo PI com um pólo adicional, conforme mostra a equação (104).

$$Hd_{fs}(s) = Kdpi_{fs} \cdot \frac{s + Zd_{fs}}{s(s + Pd_{fs})} \tag{104}$$

Para reduzir pela metade a margem de fase, mantendo-a dentro da faixa de valores desejados e tornando mais rápida a dinâmica do sistema, o zero do controlador de tensão, Zd_{fs}, é localizado na frequência de cruzamento.

$$Zd_{fs} = 2\pi \cdot fcd_{fs} \tag{105}$$

O pólo adicional do controlador é definido pela equação (106).

$$Pd_{fs} = 120 \cdot 2\pi \cdot fcd_{fs} \tag{106}$$

E da mesma forma que foi obtida equação (83), obtém-se:

$$Kdpi_{fs} = \frac{2}{3} \cdot \frac{Ki_{fs} \cdot C_B}{Kd_{fs} \cdot Kd_{dr}} \cdot \frac{\left(2\pi \cdot fcd_{fs}\right)^2 \cdot \sqrt{\left(2\pi \cdot fcd_{fs}\right)^2 + Pd_{fs}{}^2}}{\sqrt{\left(2\pi \cdot fcd_{fs}\right)^2 + Zd_{fs}{}^2}} \tag{107}$$

O valor obtido é:

$$Kdpi_{fs} = 141{,}5 \tag{108}$$

O diagrama de Bode mostrado a seguir apresenta a resposta em frequência do controlador ($Hd_{fs}(s)$), do sistema controlado ($FHd_{fs}(s)$) e não controlado ($Fd_{fs}(s)$) em laço aberto. A Figura 42 traz o módulo e a fase das funções analisadas.

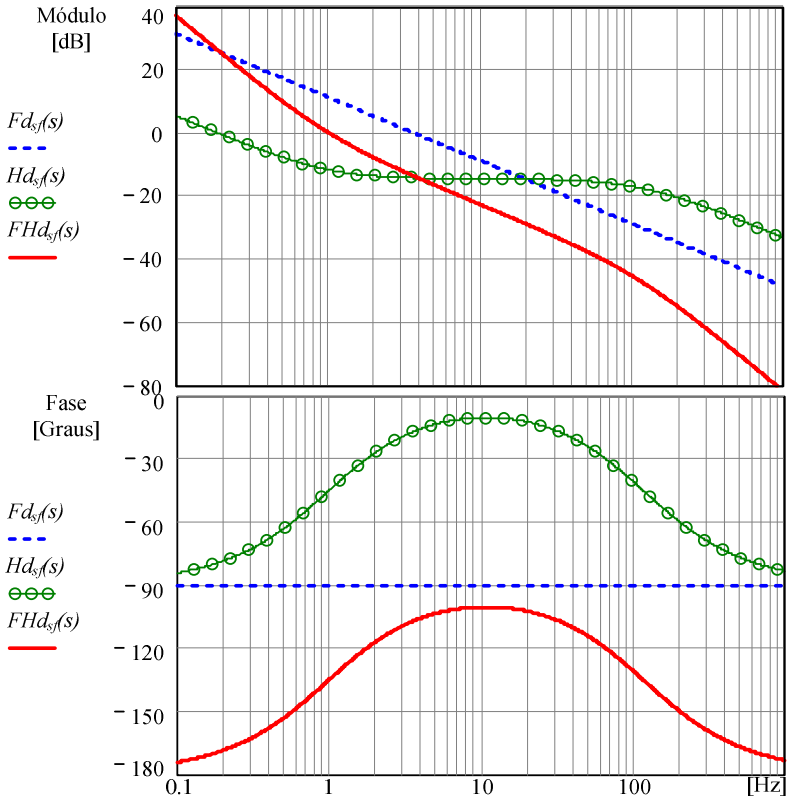


Figura 42 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio de tensão.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de controle de tensão de desequilíbrio apresenta frequência de cruzamento de 1 Hz e margem de fase de 45º.

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de tensão de desequilíbrio do FAS é mostrado na Figura 43.

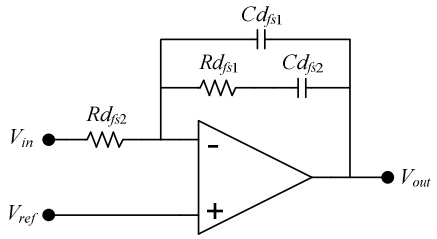


Figura 43 – Controlador analógico de tensão do FAS.

Onde:

$$Cd_{fs2} = 1\ \mu\text{F} \tag{109}$$

$$Rd_{fs1} = \frac{1}{Cd_{fs2} \cdot Zd_{fs}} = 150\ \text{k}\Omega \tag{110}$$

$$Cd_{fs1} = \frac{Zd_{fs} \cdot Cd_{fs2}}{Pd_{fs} - Zd_{fs}} = 10\ \text{nF} \tag{111}$$

$$Rd_{fs2} = \frac{1}{Cd_{fs1} \cdot Kdpi_{fs}} = 680\ \text{k}\Omega \tag{112}$$

Esses valores foram obtidos através da comparação da função de transferência do circuito mostrado na Figura 43 e do controlador mostrado na equação (104).

4.2 CONTROLE DO FILTRO ATIVO PARALELO

O filtro ativo paralelo presente na estrutura do iUPQC tem a função de entregar à carga uma tensão senoidal equilibrada, com a amplitude desejada e com baixa distorção harmônica. Assim como no FAS, a topologia utilizada é um conversor CC-CA bidirecional em corrente, isto é, um inversor em ponte completa bidirecional com capacitor na saída, devido a sua característica de fonte de tensão.

4.2.1 Estratégia de Controle do FAP

Este filtro apresenta apenas uma malha de controle, pois somente a tensão da carga será controlada, visto que a tensão de barramento CC é controlada pelo FAS e ambos compartilham do mesmo barramento CC. A Figura 44 apresenta o diagrama funcional da estrutura de controle do FAP.

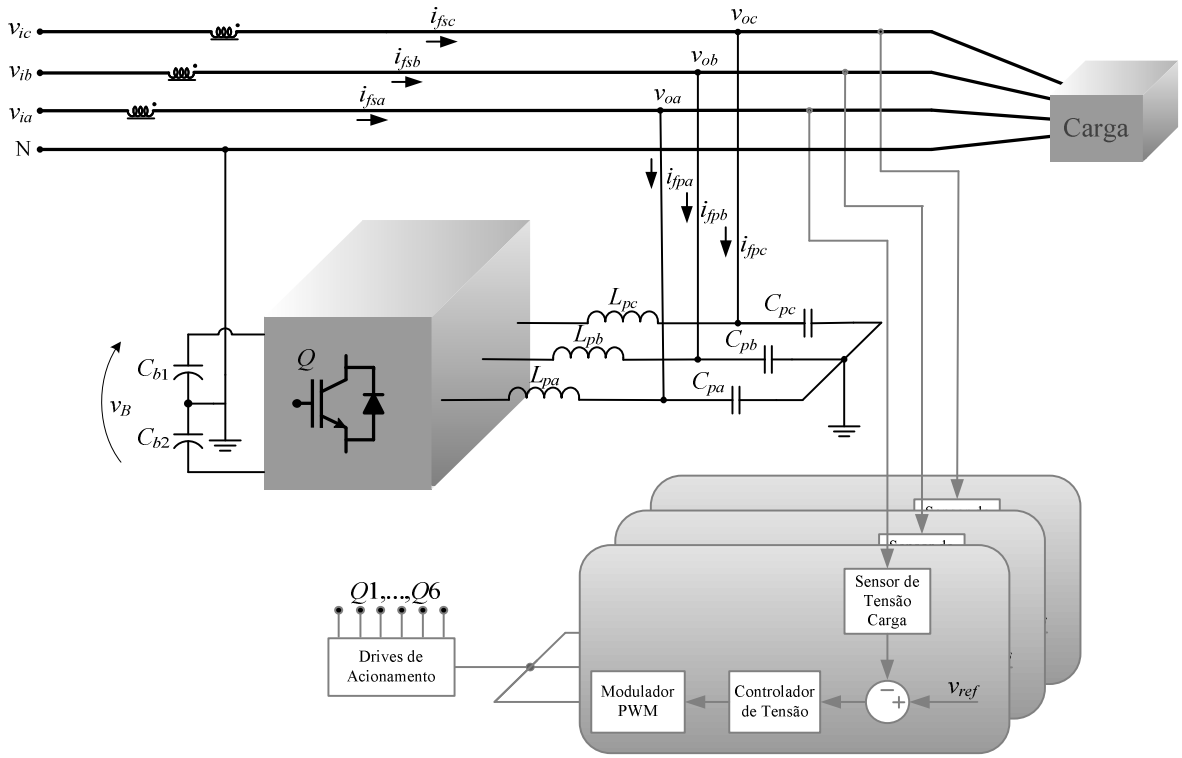


Figura 44 – Diagrama funcional do filtro ativo paralelo pertencente ao iUPQC.

A Figura 45 representa a estrutura de controle do FAP através de um diagrama de blocos. É possível observar que a planta de tensão é dada em função da tensão de saída do filtro paralelo v_o pela razão cíclica d_p. As malhas de controle são idênticas para as três fases, exceto por trabalharem com uma defasagem de 120º entre si.

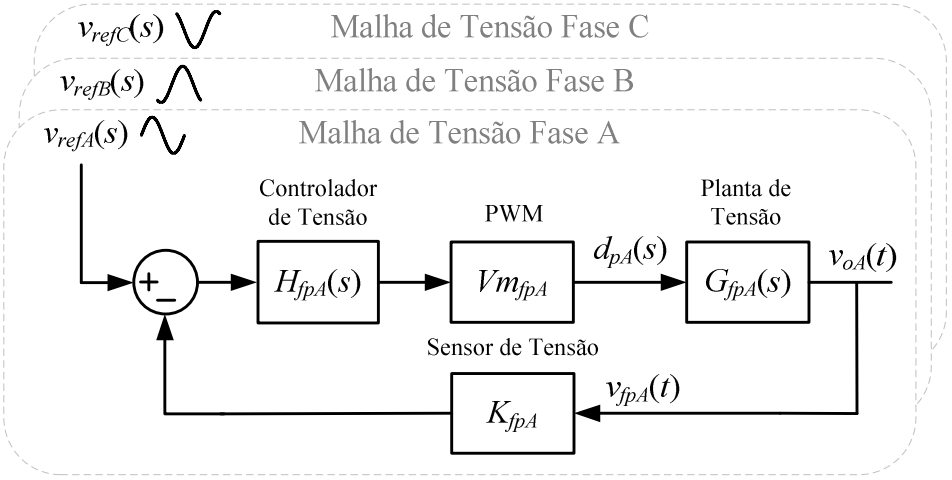


Figura 45 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do FAP.

A seguir será obtido o modelo do sistema analisado e sua malha de controle será projetada.

4.2.2 Modelagem do FAP

A malha de controle de tensão do filtro paralelo é semelhante à malha de controle de corrente do filtro série. Com exceção da planta e do controlador, os demais elementos envolvidos no controle são similares e tem seus modelos já apresentados. A seguir, será levantado o modelo da planta de tensão.

4.2.2.1 Modelo da Planta de Tensão de Saída

Assim como no filtro série, o circuito de potência do filtro paralelo é composto por um inversor trifásico com ponto médio, que pode ser representado por um inversor monofásico, mostrado na Figura 46.

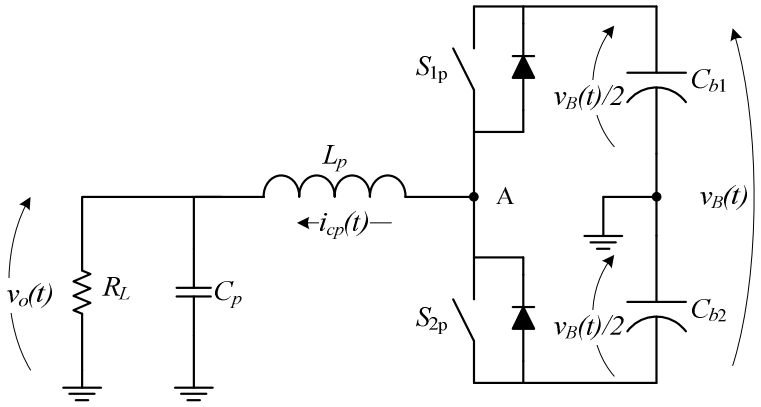


Figura 46 – Circuito equivalente da estrutura de potência do FAP.

Como visto no item 3.4, o FAP não sofre interferência direta dos demais componentes do sistema. Desta forma, o FAP é analisado de maneira independente, fazendo com que na saída do inversor do filtro paralelo exista apenas um indutor L_p, um capacitor C_p e a carga R_L. O circuito equivalente da estrutura de potência do FAP pode ser representado como na Figura 47. A tensão no ponto A corresponde a Figura 26 e é representada por uma fonte de tensão com valor igual ao valor médio mostrado pela equação (42).

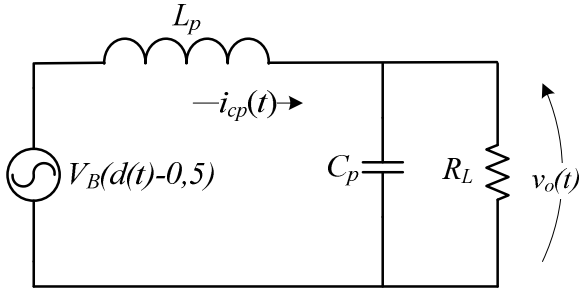


Figura 47 – Modelo da planta de tensão do FAP para uma fase.

O modelo dinâmico a ser utilizado é obtido através da substituição do valor de $v_o(t)$ por seu valor médio em um período de comutação T_s, sendo este representado por $\langle v_o(t) \rangle$.

Sendo assim, através da análise da malha do circuito da Figura 47, obtém-se a seguinte equação:

$$V_B \cdot \left(d(t) - \frac{1}{2}\right) = L_p C_p \cdot \frac{d^2\langle v_o(t)\rangle}{dt} + \frac{L_p}{R_L} \cdot \frac{d\langle v_o(t)\rangle}{dt} + \langle v_o(t)\rangle \tag{113}$$

Aplicando-se uma pequena perturbação na razão cíclica e na tensão de saída, representados por $\hat{d}(t)$ e $\hat{v}_o(t)$, tem-se:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \tag{114}$$

$$\langle v_o(t)\rangle = V_o + \hat{v}_o(t) \tag{115}$$

Considerando que as perturbações apresentam amplitudes muito menores que seus valores quiescentes, obtêm-se a seguinte expressão:

$$V_B\left(D - \frac{1}{2}\right) + V_B\hat{d}(t) = L_p C_p \frac{d^2(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} + \frac{L_p}{R_L}\frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} + V_o + \hat{v}_o(t) \tag{116}$$

Para obter o modelo CA da planta de tensão de saída, desprezam-se os componentes CC da equação (116) e obtêm-se:

$$V_B \cdot \hat{d}(t) = L_p C_p \frac{d^2\hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{L_p}{R_L}\frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + \hat{v}_o(t) \tag{117}$$

Aplicando Laplace com condições iniciais nulas na equação (117), obtém-se a função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica:

$$G_{fp}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_B}{L_p C_p} \cdot \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_p R_L}\right) + \frac{1}{L_p C_p}} \tag{118}$$

4.2.3 Projeto do Controlador de Tensão de Saída

O diagrama de blocos que representa a malha de controle de tensão do filtro ativo paralelo é mostrado na Figura 48.

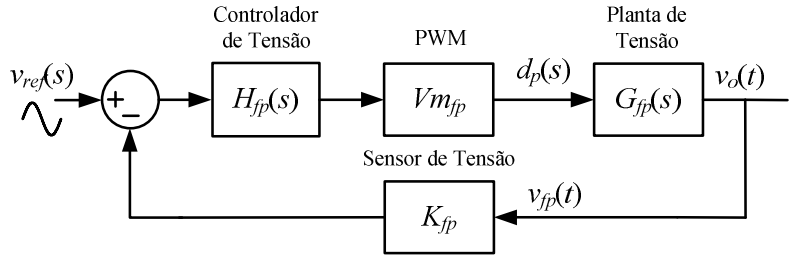


Figura 48 – Diagrama de blocos da malha de tensão do FAP.

A função de transferência de laço aberto da malha de controle de tensão de saída, obtida através da Figura 48, é mostrada na equação (119).

$$FH_{fp}(s) = \frac{V_B}{L_p C_p} \cdot \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_p R_L}\right) + \frac{1}{L_p C_p}} \cdot K_{fp} \cdot Vm_{fp} \cdot H_{fp}(s) \tag{119}$$

Os valores numéricos das grandezas contidas na equação (119) são mostrados na Tabela X. Para o projeto, a resistência da carga R_L é igual a 41,2kΩ, visto que o pior caso do ponto de vista de controle é a operação em aberto, porém o sensor resistivo na saída do conversor, composto por um resistor de 2,2kΩ e outro de 39kΩ, será a carga mínima do sistema.

Tabela X - Parâmetros para o controle de tensão de desequilíbrio do FAS.

Indutância do FAP	L_p = 650 µH
Capacitância de saída do FAP	C_p = 10 µF
Resistência da carga	R_L = 41,2 kΩ
Tensão do barramento *CC*	V_B = 400 V
Atenuação do sensor de tensão	K_{fp} = 0,06
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz
Atenuação do modulador *PWM*	Vm_{fp} = 0,072 V^{-1}

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem o controlador é mostrada na equação (120) e sua resposta em frequência é mostrada no diagrama de Bode da Figura 49.

$$F_{fp}(s) = \frac{V_B}{L_p C_p} \cdot \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_p R_L}\right) + \frac{1}{L_p C_p}} \cdot K_{fp} \cdot Vm_{fp} \tag{120}$$

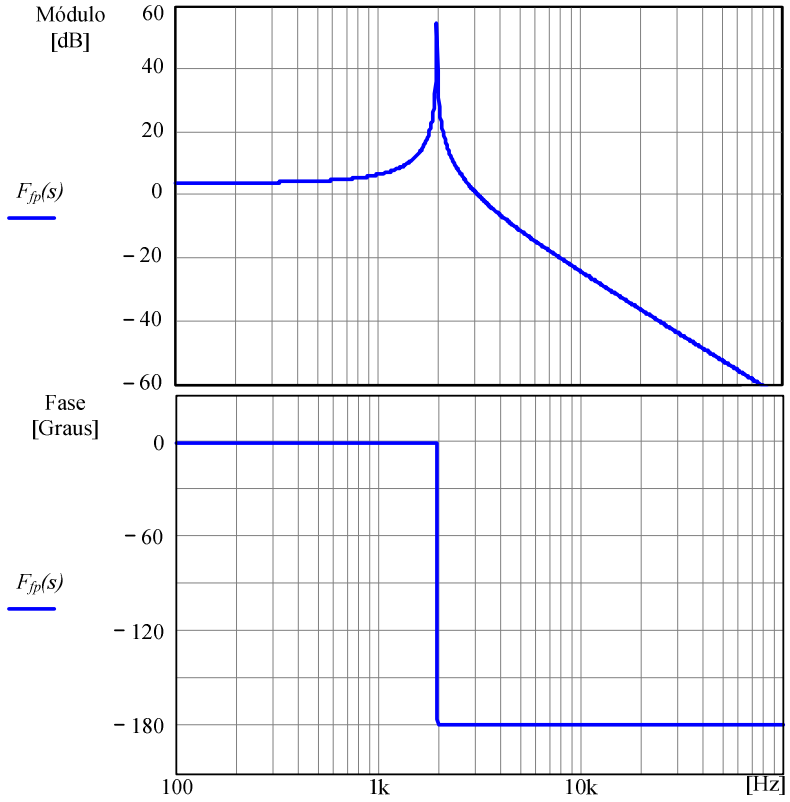


Figura 49 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de tensão de saída sem compensação.

Observa-se que o sistema apresenta uma margem de fase ruim, próxima a 1º, uma frequência de cruzamento por 0 dB é igual a 3 kHz, que não é ruim, apenas diferente da frequência de cruzamento desejada, e a inclinação da curva de ganho na passagem por zero é próxima de -40 dB/década, longe da inclinação desejada de -20 dB/década.

A frequência de corte adotada, novamente vai de acordo com a metodologia de projeto [43] e corresponde a um quinto da frequência de comutação, conforme mostra a equação (121).

$$fc_{fp} = \frac{f_s}{5} = 4 \text{ kHz} \tag{121}$$

O controlador escolhido para compor a malha de controle de tensão do FAP é o proporcional integral derivativo (PID), o qual contém dois pólos e dois zeros. O primeiro pólo é localizado na origem, o que reduz o erro de regime e melhora a rejeição de ruídos. O segundo é posicionado em frequências mais elevadas, para atenuar distúrbios de mais alta frequência. Os dois zeros são posicionados na mesma frequência que se encontram os dois pólos da planta, fazendo com que os efeitos dos pólos sejam reduzidos ou, até mesmo, anulados.

A função de transferência do controlador está apresentada na equação (122).

$$H_{fp}(s) = Kpid_{fp} \cdot \frac{(s + Z_{fp1}) \cdot (s + Z_{fp2})}{s(s + P_{fp})} \tag{122}$$

No entanto, os efeitos de ressonância dos pólos da planta não serão cancelados, pois os mesmo são pólos complexos conjugados e o controlador só consegue impor zeros no eixo real. Os zeros do controlador de tensão são mostrados nas equações (123) e (124).

$$Z_{fp1} = \frac{\left| -\frac{1}{C_p R_L} + \sqrt{\left(\frac{1}{C_p R_L}\right)^2 - \frac{4}{L_p C_p}} \right|}{2} \tag{123}$$

$$Z_{fp2} = \frac{\left| -\frac{1}{C_p R_L} - \sqrt{\left(\frac{1}{C_p R_L}\right)^2 - \frac{4}{L_p C_p}} \right|}{2} \tag{124}$$

Sendo os valores dos mesmos:

$$Z_{fp1} = Z_{fp2} = 12{,}4k\ rad/s \tag{125}$$

Posicionando o pólo do controlador numa frequência 40 vezes maior que a frequência de ressonância do filtro de saída do inversor do FAP, obtém-se:

$$P_{fp} = \frac{40}{\sqrt{L_p C_p}} = 496{,}1k\ rad/s \tag{126}$$

A equação do ganho do controlador é obtido da mesma forma que a equação (83). Desta forma, tem-se:

$$Kpid_{fp} = \frac{L_p C_p \cdot \omega c_{fp} \cdot \sqrt{(\omega c_{fp})^2 + {P_{fp}}^2} \cdot \sqrt{(\omega c_{fp})^2 + {P_{pl1}}^2} \cdot \sqrt{(\omega c_{fp})^2 + {P_{pl2}}^2}}{Vm_{fp} \cdot K_{fp} \cdot V_B \cdot \sqrt{(\omega c_{fp})^2 + {Z_{fp1}}^2} \sqrt{(\omega c_{fp})^2 + {Z_{fp2}}^2}} \tag{127}$$

Onde:

$$\omega c_{fp} = 2\pi \cdot f c_{fp} \tag{128}$$

E P_{pl1} e P_{pl2} são os pólos da planta de tensão, que possuem os seguintes valores:

$$P_{pl1} = -5 + 12{,}4 \times 10^3 j \tag{129}$$

$$P_{pl2} = -5 - 12{,}4 \times 10^3 j \tag{130}$$

Sendo assim:

$$Kpid_{fp} = 31{,}9 \tag{131}$$

O diagrama de Bode mostrado a seguir apresenta a resposta em frequência do controlador ($H_{fp}(s)$), do sistema controlado ($FH_{fp}(s)$) e não controlado ($F_{fp}(s)$) em laço aberto. A Figura 50 traz o módulo e a fase das funções analisadas.

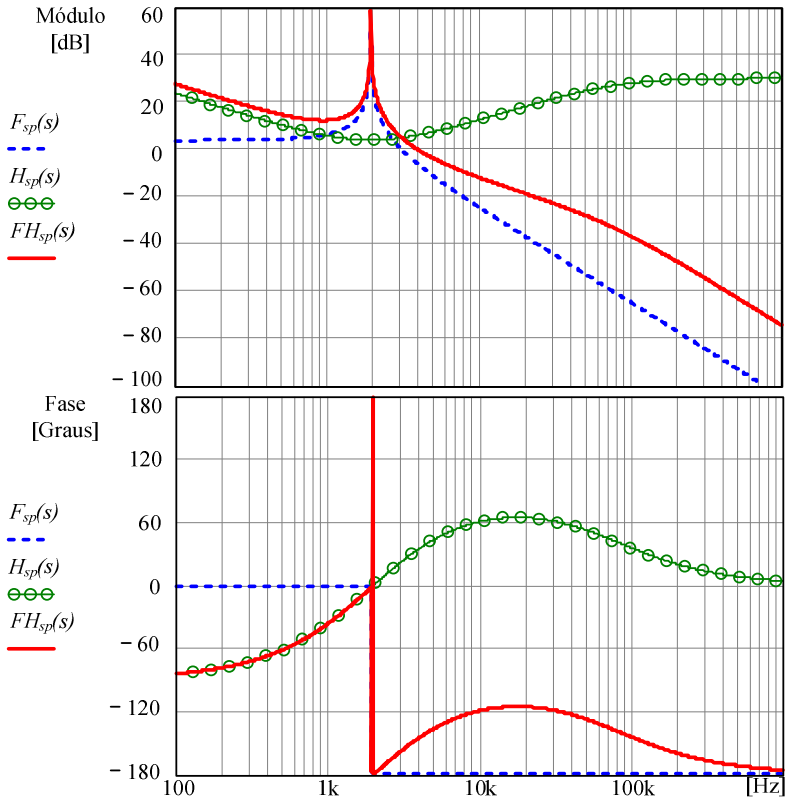


Figura 50 – Módulo e Fase das função de transferência de laço aberto da malha de tensão de saída.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de tensão de saída controlada apresenta frequência de cruzamento de 4kHz e margem de fase de 34,6º, de acordo com os requisitos de projeto. Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de tensão do FAP é mostrado na Figura 51.

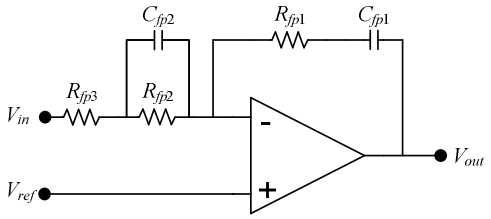


Figura 51 – Controlador analógico de tensão do FAP.

Onde:

$$C_{fp1} = 10 \text{ nF} \tag{132}$$

$$R_{fp1} = \frac{1}{C_{fp1} \cdot Z_{fp1}} = 8{,}2\ \text{k}\Omega \tag{133}$$

$$R_{fp3} = \frac{R_{fp1}}{Kpid_{fp}} = 270\ \Omega \tag{134}$$

$$R_{fp2} = R_{fp3}\left(\frac{P_{fp}}{Z_{fp2}} - 1\right) = 10\ \text{k}\Omega \tag{135}$$

$$C_{fp2} = \frac{1}{R_{fp2} \cdot Z_{fp2}} = 8{,}2\ \text{nF} \tag{136}$$

Esses valores foram obtidos através da comparação da função transferência do circuito mostrado na Figura 51 e do controlador mostrado na equação (122).

4.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o sistema de controle proposto para o condicionador unificado de energia dual, o qual é composto por dois controladores distintos, o controlador do filtro ativo paralelo e o controlador do filtro ativo série. O filtro ativo série é constituído por três malhas de controle: a malha de controle de corrente da rede, a malha de controle da tensão do barramento CC e a malha de controle do desequilíbrio de tensão do barramento CC. O filtro ativo paralelo é constituído por apenas uma malha de controle, a malha de controle da tensão de saída.

Os modelos das plantas do sistema foram obtidos de diferentes formas, como modelagem através de valores médios quase instantâneos e balanço de potência. O controlador escolhido para as malhas de controle do FAS foi o proporcional integral com um pólo adicional, enquanto que para o controle do FAP foi escolhido o controlador proporcional integral derivativo com um pólo adicional. Em ambos os casos, os controladores escolhidos visam um erro pequeno em regime permanente e robustez perante ruídos de alta frequência.

Apesar dos filtros ativos possuírem referências senoidais de 60 Hz, os controladores irão sintetizar alta frequência devido aos harmônicos da rede de alimentação e da corrente da carga. Como mostrado no item 3.6, o controlador do FAS irá sintetizar os harmônicos presentes na tensão da rede de alimentação, pois o mesmo irá impor uma tensão composta pelos mesmos harmônicos da rede alimentação defasados de 180º nos indutores L_s+L_{dt}, de modo a garantir uma corrente senoidal a 60 Hz na rede. O controlador do FAP sintetiza alta frequência, pois o mesmo precisa corrigir a queda de tensão no indutor L_p provocada pelas correntes da carga que circulam através do FAP, as quais possuem harmônicos de alta ordem, de maneira a tornar a tensão da carga senoidal com frequência de 60 Hz.

A malha de controle da tensão de saída do FAP foi projetada para uma banda passante de 4 kHz, para que o FAP seja capaz de corrigir os harmônicos de mais alta frequência. Da mesma forma, o controlador da malha de corrente de entrada do FAS foi projetado para uma banda passante de 5 kHz, enquanto que o controlador da malha de tensão de barramento CC e o controlador da malha de desequilíbrio de tensão do barramento CC foram projetados para uma banda passante de 4 Hz e 1 Hz, respectivamente.

Os modelos obtidos e os controladores projetados têm a necessidade de serem avaliados via simulação, para que os mesmos possam ser validados, bem como, as simplificações e considerações empregadas.

5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Este capítulo tem o objetivo de verificar e avaliar o funcionamento do condicionador unificado de qualidade de energia dual através de simulação numérica. Desta forma, será possível validar os modelos obtidos e os controladores projetados, tanto os pertencentes ao FAS, quanto ao FAP. O iUPQC será inserido em um sistema com cargas não lineares, aonde as correntes drenadas da rede e as tensões fornecidas às cargas são distorcidas e desequilibradas, para que assim se possa verificar o comportamento da estrutura.

O software *PSim* foi utilizado para simulação do sistema apresentado. Comparativos com os requisitos da IEEE 519-1992 [7] serão mostrados, comparando suas recomendações com os resultados obtidos com a utilização do iUPQC.

Inicialmente será apresentado o sistema simulado, seguido das especificações de distorção da rede e da carga, encerrando com os resultados obtidos na simulação e as conclusões do capítulo.

5.1 SISTEMA SIMULADO

O sistema simulado utiliza uma fonte de tensão trifásica com distorções, um transformador Δ-Y de acoplamento, três cargas não lineares e o iUPQC. A Figura 52 representa o diagrama unifilar do sistema simulado.

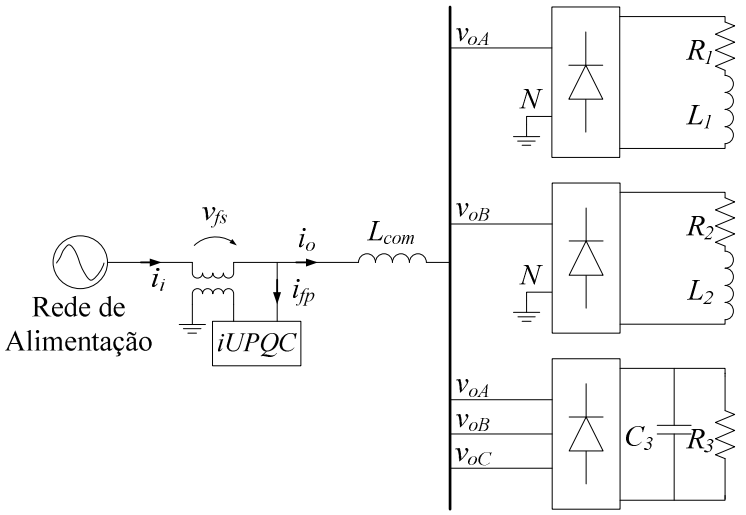


Figura 52 – Sistema unifilar simulado.

Os parâmetros fundamentais para simulação utilizados pela estrutura inversora do iUPQC são mostrados na Tabela XI.

Tabela XI - Parâmetros de Simulação.

Potência da Carga	P_o = 1.700 W
Tensão do barramento *CC*	V_B = 400 V
Tensão eficaz de fase da rede	V_{rd} = 127 V
Indutância dos inversores	$L_p = L_s$ = 650 µH
Indutância de dispersão do trafo de acoplamento do *FAS*	L_{dt} = 2,33 mH
Capacitância do barramento CC	C_B = 3 mF
Capacitância do filtro de alta frequência do FAS	C_s = 1 µF
Capacitância do filtro de alta frequência do FAP	C_p = 10 µF
Frequência de comutação	f_s = 20 kHz
Frequência da rede	f_{rd} = 60 Hz

Apesar do iUPQC ser projetado para operar numa potência de 2.500W, a simulação é feita para uma potência de 1.700W, para que desta forma se tenha uma melhor comparação entre os resultados obtidos na prática e os resultados obtidos neste capítulo. O limitante prático para esta potência é a capacidade de corrente dos transformadores de acoplamento, conforme especificação no item 3.2.

5.1.1 Especificação das Distorções de Tensão de Rede

O sistema será alimentado por uma fonte trifásica ligada em Y, onde as tensões de fase irão conter distorções harmônicas de acordo com a Tabela XII.

Tabela XII – Componentes da tensão de alimentação do sistema simulado.

	Fundamental 60 Hz	5º Harm. 300 Hz	7º Harm. 420 Hz	11º Harm. 660 Hz	13º Harm. 780 Hz
Fase A	114,00 V	8,55 V	0,00 V	5,70 V	5,70 V
Fase B	114,00 V	8,55 V	8,55 V	0,00 V	5,70 V
Fase C	108,00 V	8,10 V	8,10 V	5,40 V	0,00 V

A Figura 53 apresenta as formas de onda de tensão de alimentação do sistema e a Figura 54 traz o espectro harmônico destas tensões comparadas com a IEEE 519-1992.

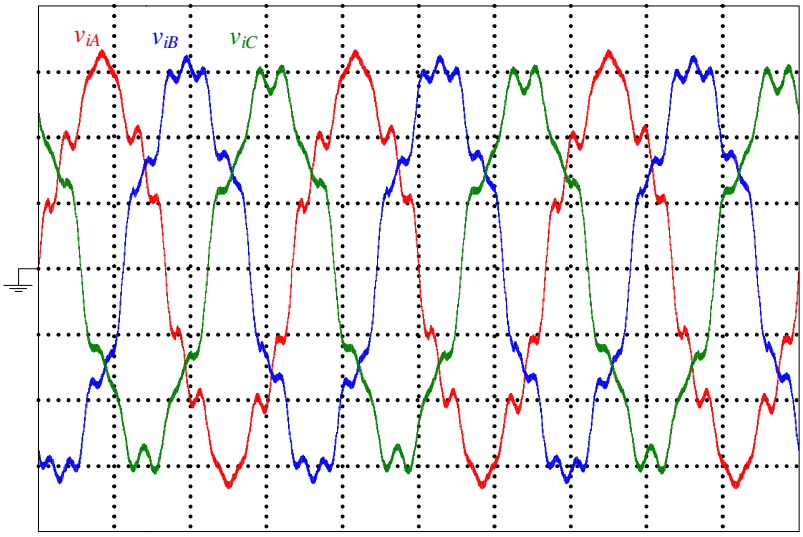


Figura 53 – Tensões de entrada com distorção (50 V/div, 5 ms/div).

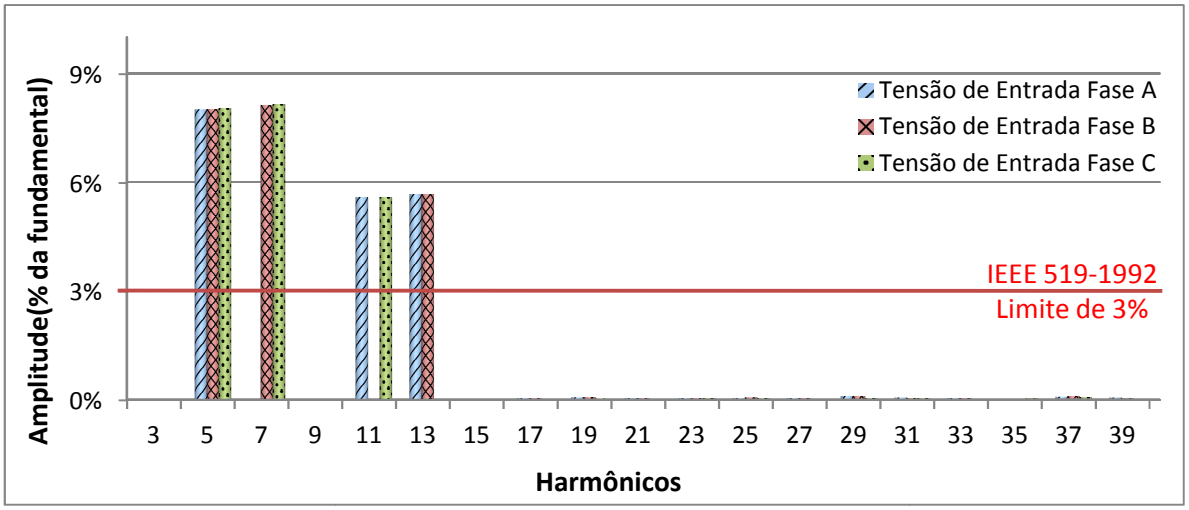


Figura 54 – Espectro harmônico das tensões de entrada comparado à IEEE 519-1992.

Observa-se que os harmônicos presentes nas tensões de rede têm amplitudes maiores que as especificadas pela IEEE 519-1992. Além disso, a TDH de cada fase deve ser menor que 5 % para atender as recomendações da *IEEE*, o que não é atendido conforme os valores de TDH obtidos na simulação.

O valor eficaz e a taxa de distorção harmônica da tensão são mostrados abaixo de acordo com as três fases analisadas.

- Fase A: *Tensão Eficaz* = 108,20 V e *TDH* = 11,5 %;
- Fase B: *Tensão Eficaz* = 108,38 V e *TDH* = 12,9 %;
- Fase C: *Tensão Eficaz* = 102,31 V e *TDH* = 12,9 %;

Observa-se que as tensões da rede de alimentação são desequilibradas na ordem de até 6 % e a taxa de distorção harmônica é maior que 11 %.

5.1.2 Especificação das Distorções de Corrente da Carga

Serão empregadas três cargas não lineares para emular uma corrente distorcida, sendo um retificador trifásico e dois monofásicos a diodo, todos eles em ponte completa [42]. Os parâmetros destas cargas são os que seguem:

- Carga 1: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase A e o neutro N, indutância de comutação de 1 mH, carga R_1 = 30 Ω e L_1 = 100 mH e potência em torno de 450 W;
- Carga 2: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase B e o neutro N, indutância de comutação de 1 mH, carga R_2 = 30 Ω e L_2 = 125 mH e potência em torno de 450 W;
- Carga 3: retificador trifásico com indutância de comutação de 1 mH, carga R_3 = 112 Ω e C_3 = 1,65 mF e potência em torno de 800 W.

A Figura 55 traz as formas de onda de corrente das fases *A*, *B* e *C*, na presença das três cargas quando aplicada tensão nominal de 127 V. A Figura 56, a Figura 57 e a Figura 58 trazem o espectro harmônico dessas três correntes comparadas à IEEE 519-1992, para as fases A, B e C, respectivamente.

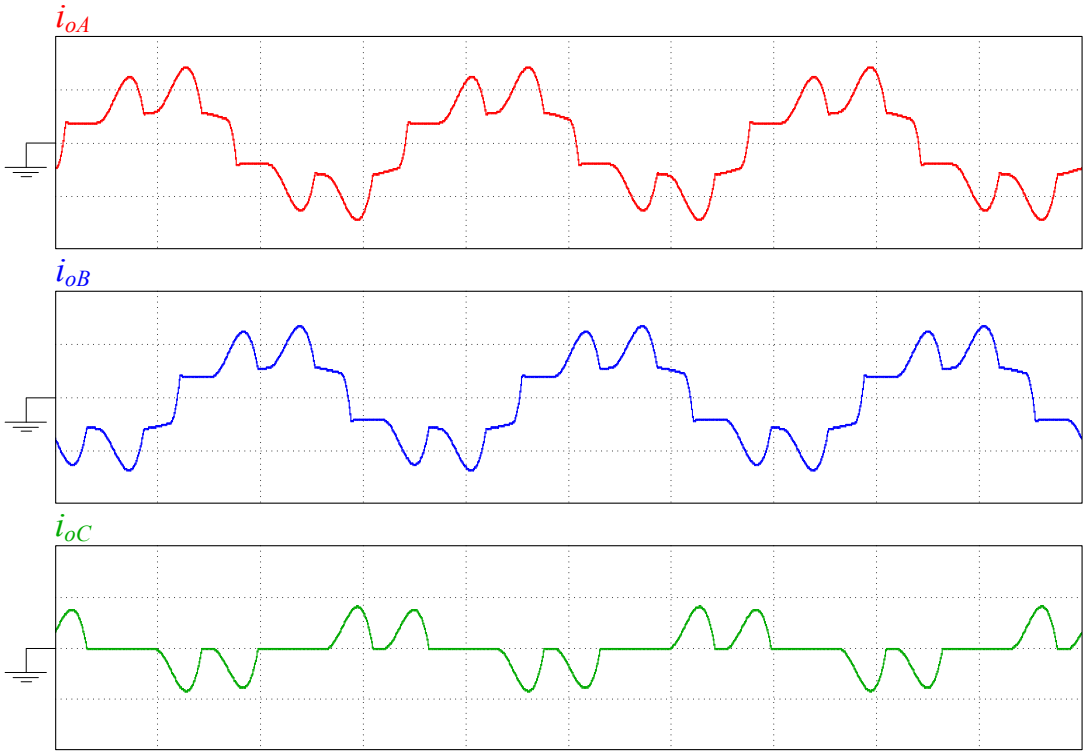


Figura 55 – Correntes da carga distorcidas (7,5 A/div, 5 ms/div).

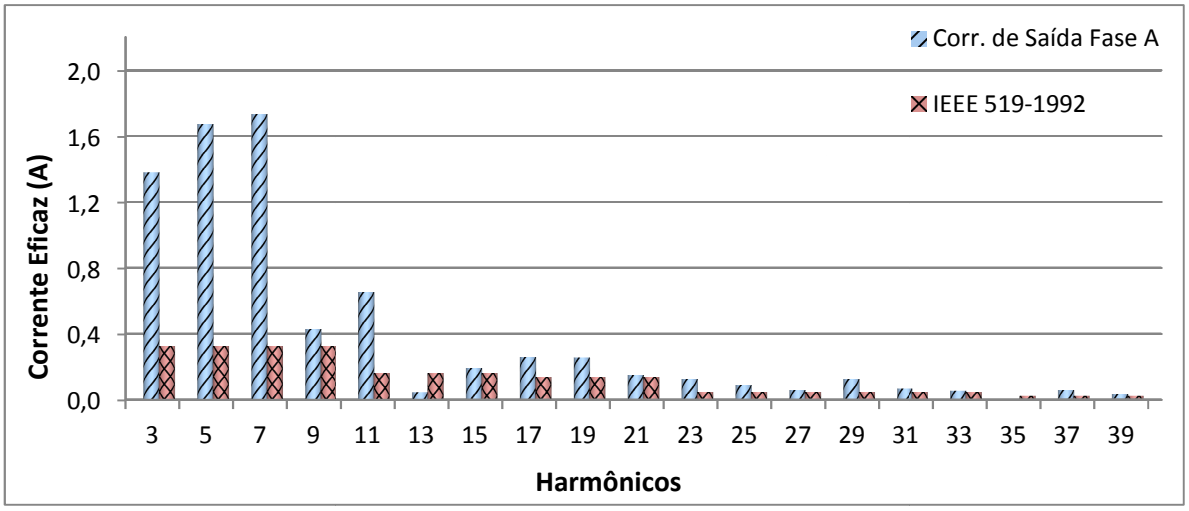


Figura 56 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase A comparado à IEEE 519-1992.

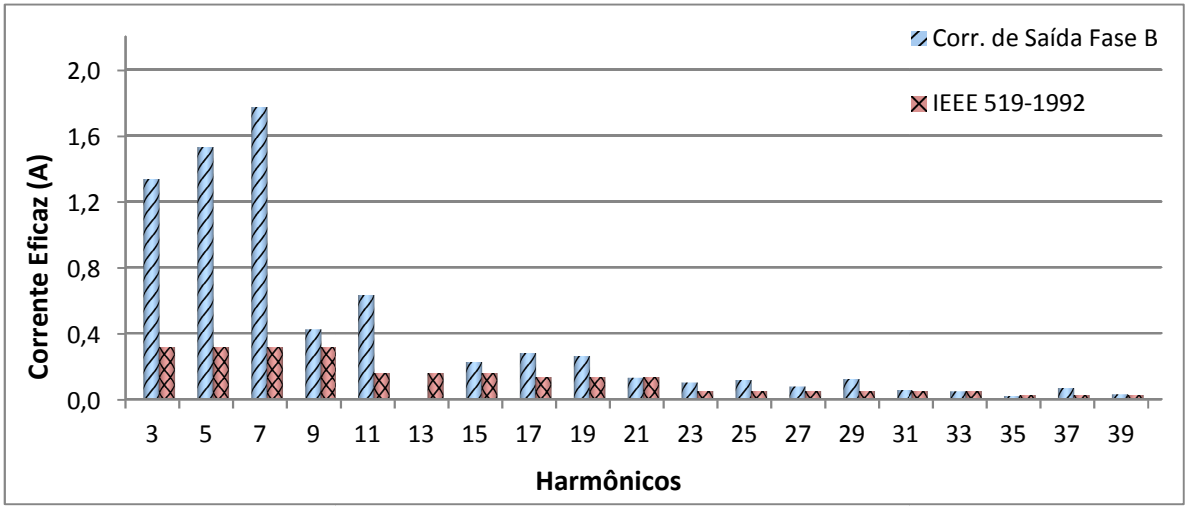


Figura 57 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase B comparado à IEEE 519-1992.

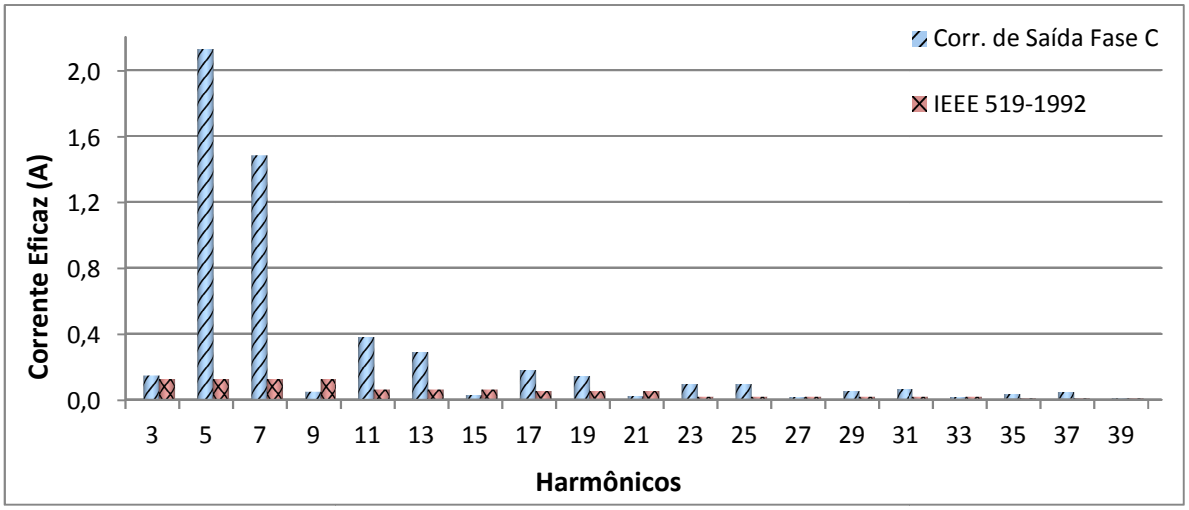


Figura 58 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase C comparado à IEEE 519-1992.

As correntes da carga não atendem aos requisitos da IEEE 519-1992. Os limites de corrente apresentados pela norma nestas comparações correspondem aos limites impostos aos

sistemas de distribuição (120 V a 69 kV), com relação de curto-circuito e corrente da carga menor que 20.

As características das correntes da carga, em termos de valor eficaz, do fator de deslocamento (*FD*) e da taxa de distorção harmônica (*TDH*) são:

• Fase A: *Corrente Eficaz* = 6,13 A, *FD* = 0,97 e *TDH* = 35,94 %;

• Fase B: *Corrente Eficaz* = 5,97 A, *FD* = 0,97 e *TDH* = 35,92 %;

• Fase C: *Corrente Eficaz* = 2,88 A, *FD* = 0,99 e *TDH* = 85,89 %;

As correntes da carga são desequilibradas na ordem de até 53 % e a taxa de distorção harmônica é maior que 35 %. O fator de potência para as duas primeiras fases está em torno de 0,91 e para a última fase está em 0,75.

5.2 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO iUPQC

Com o intuito de comprovar o funcionamento do condicionar projetado, elaborou-se uma simulação com toda a estrutura de comando e potência do iUPQC, incluindo a rede e as cargas com as características previamente apresentadas nesse capítulo. A Figura 59 apresenta o circuito de potência do filtro ativo paralelo e a Figura 60 traz seu circuito de controle.

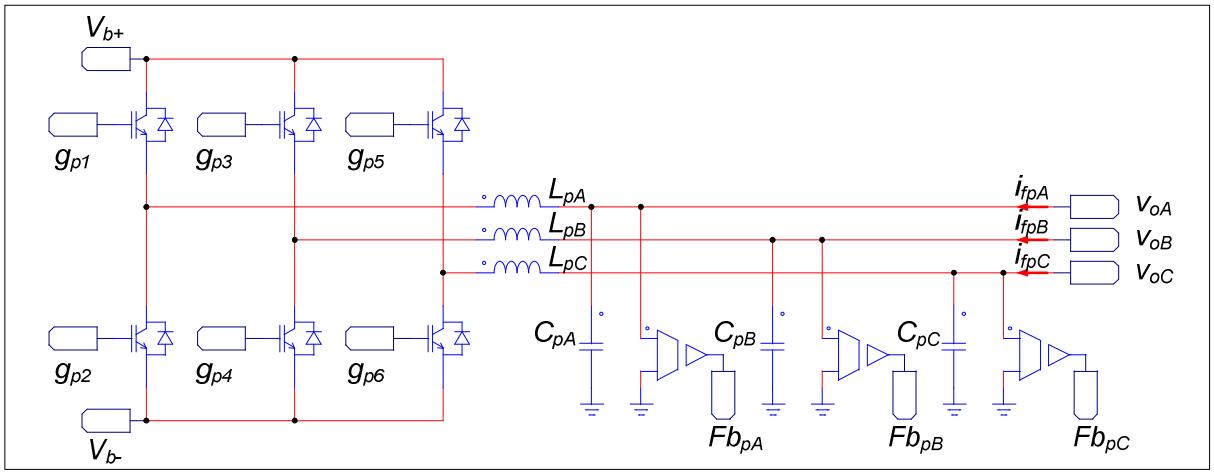


Figura 59 – Circuito de potência do FAP.

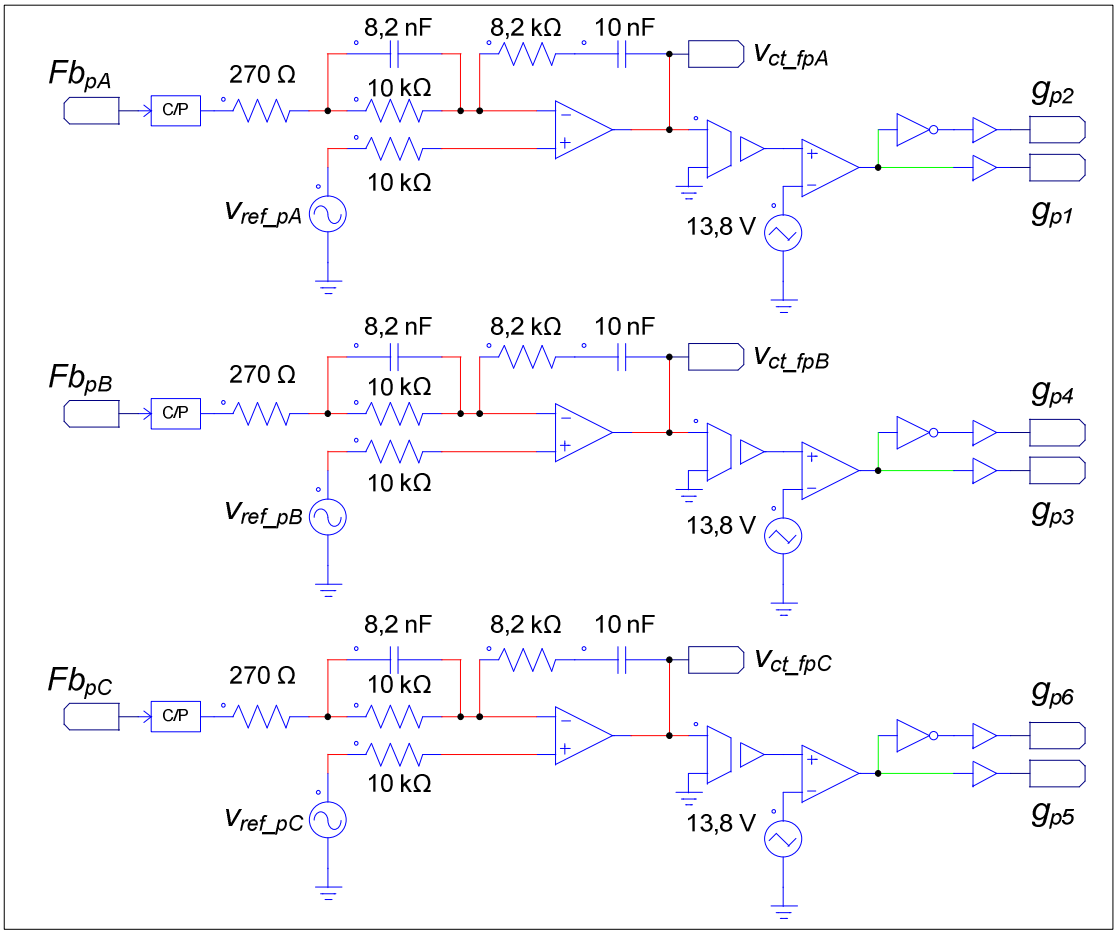


Figura 60 – Circuito de Controle do FAP.

A Figura 61 apresenta o circuito de potência do filtro ativo série e a Figura 62 traz o circuito de controle deste filtro ativo.

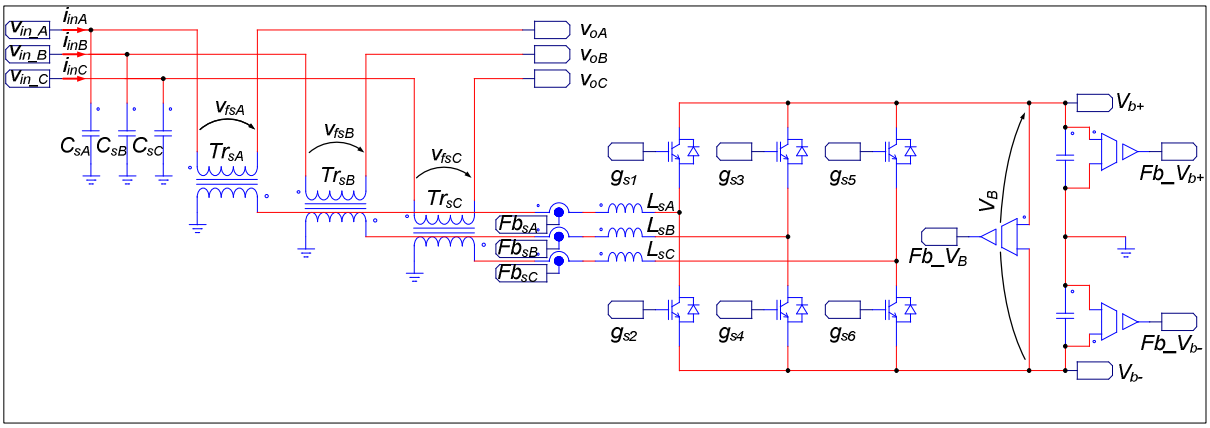


Figura 61 - Circuito de potência do FAS.

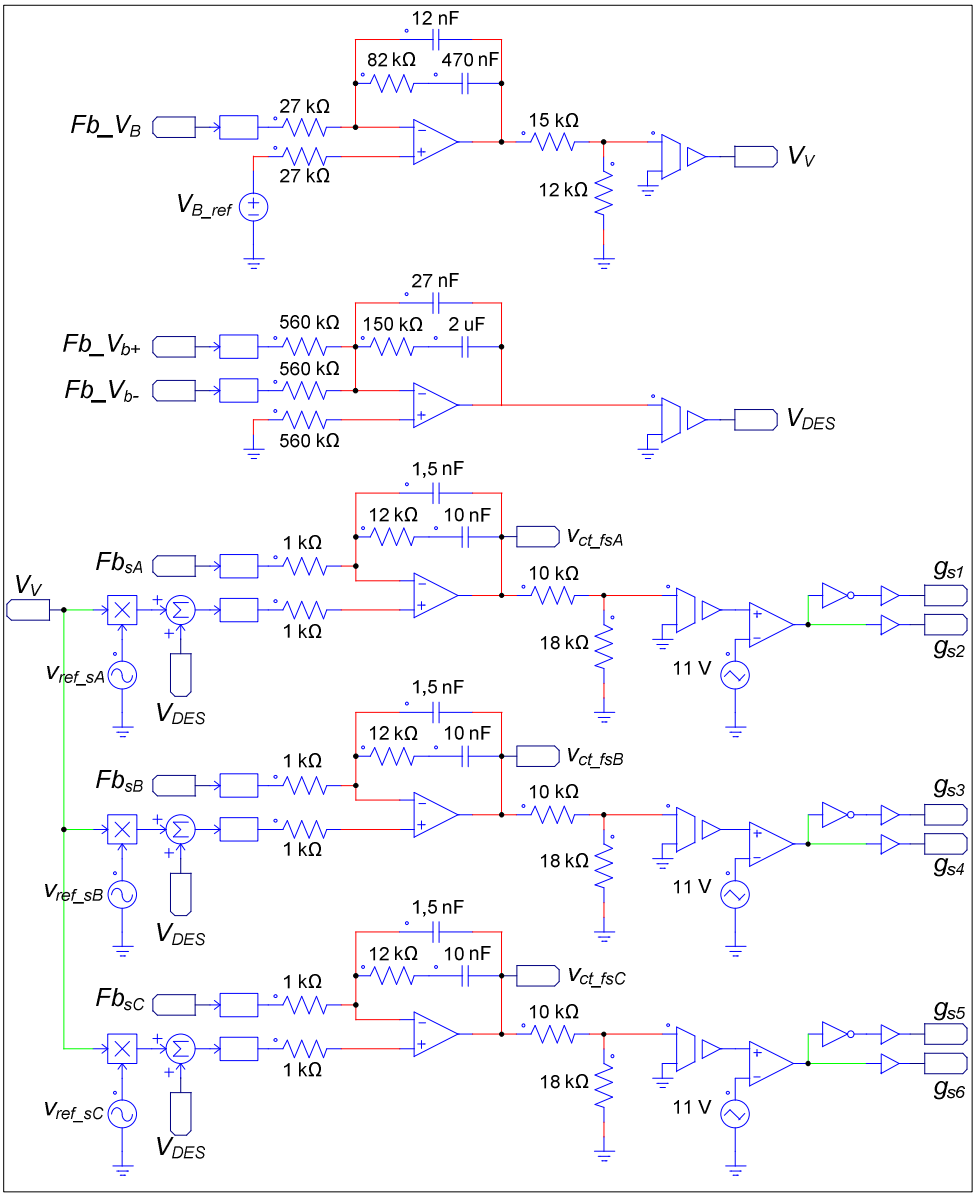


Figura 62 - Circuito de Controle do FAS.

A Figura 63 mostra o circuito que corresponde a rede de alimentação simulada e a carga não-linear conectada à saída do iUPQC. Em cada fase, a rede de alimentação é composta por quatro fontes em série devido à componente fundamental e aos três harmônicos que compõe a tensão de rede.

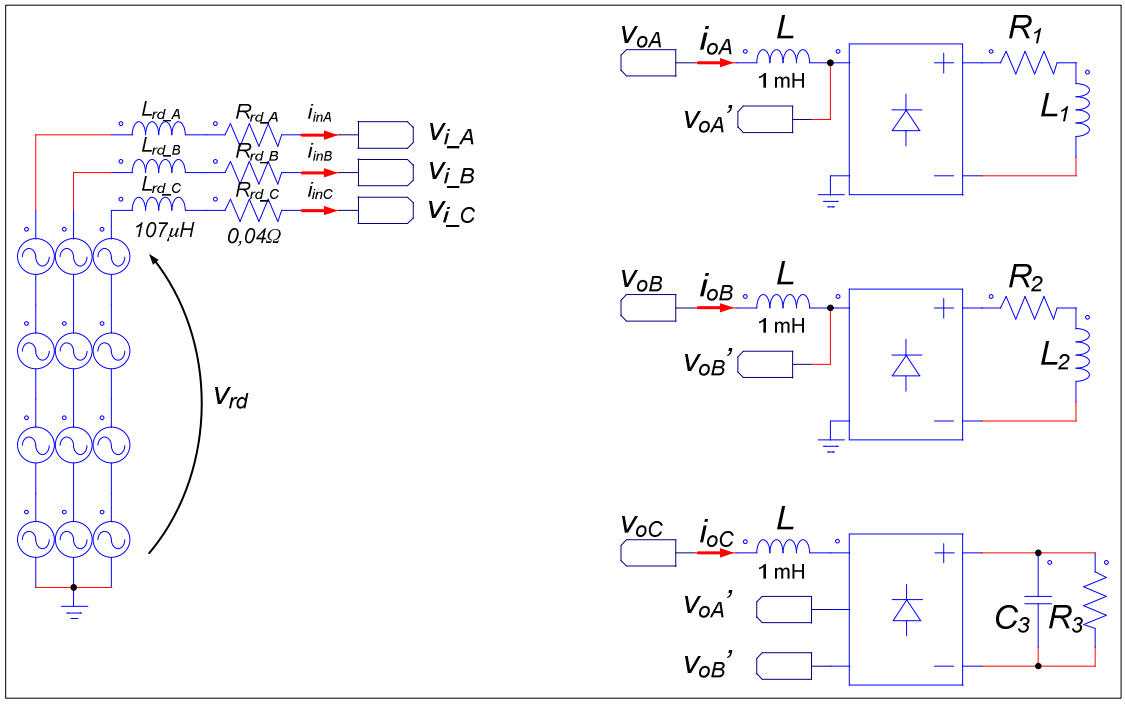


Figura 63 – Rede de alimentação e cargas não-lineares simuladas.

A seguir serão mostrados os resultados obtidos através da simulação dos circuitos apresentados.

A Figura 64 traz as formas de onda da tensão no ponto de acoplamento de carga (PAC), ou seja, as formas de onda de tensão de saída do iUPQC.

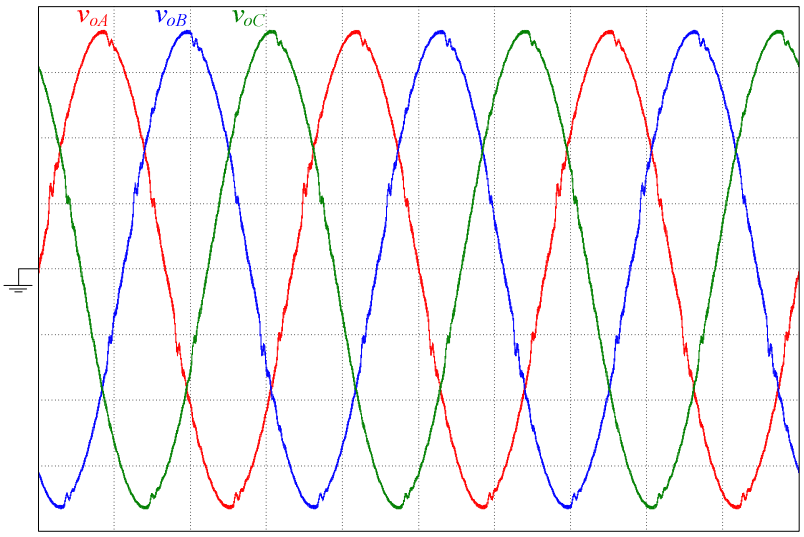


Figura 64 – Tensões na carga (50 V/div, 5 ms/div).

Apesar da distorção presente na rede de alimentação, mostrada na Figura 53, as tensões fornecidas às cargas contêm baixa distorção harmônica. A taxa de distorção harmônica das tensões no PAC e os valores de tensão eficaz são mostrados a seguir:

- Fase A: *Tensão Eficaz* = 126,83 V e *TDH* = 1,76 %;
- Fase B: *Tensão Eficaz* = 126,80 V e *TDH* = 1,76 %;
- Fase C: *Tensão Eficaz* = 126,83 V e *TDH* = 1,43 %;

A Figura 65 mostra a comparação do espectro harmônico das tensões na carga com os limites impostos pela IEEE 519-1992.

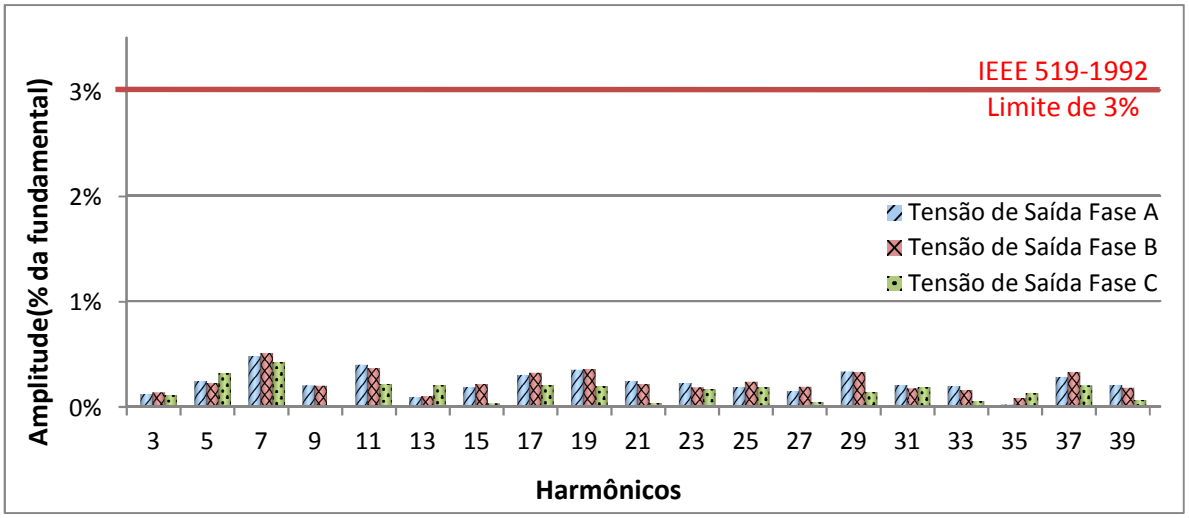


Figura 65 – Espectro harmônico das tensões na carga comparado à IEEE 519-1992.

Os harmônicos de tensão da carga apresentam amplitudes condizentes com as recomendações da IEEE 519-1992, assim como as TDHs obtidas por fase estão dentro do padrão recomendado, abaixo de 5%.

As correntes drenadas da rede de alimentação são mostradas na Figura 66.

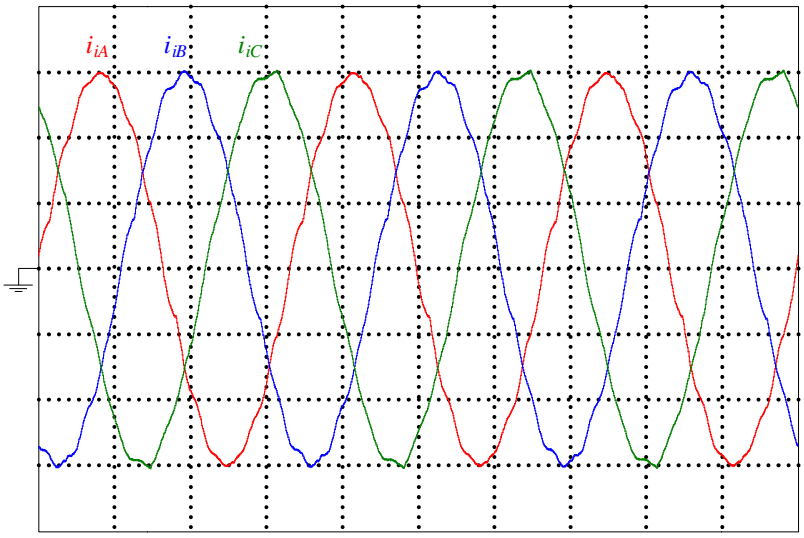


Figura 66 – Correntes da rede (2,5 A/div, 5 ms/div).

Apesar da distorção presente na corrente da carga, mostrada na Figura 55, as correntes na rede tem características senoidais. A taxa de distorção harmônica das correntes na rede e os valores de corrente eficaz são mostrados abaixo:

- Fase A: *Corrente Eficaz* = 5,26 A e *TDH* = 2,76 %;
- Fase B: *Corrente Eficaz* = 5,26 A e *TDH* = 2,66 %;
- Fase C: *Corrente Eficaz* = 5,28 A e *TDH* = 2,23 %;

O desequilíbrio existente entre as fases é mínimo e a taxa de distorção harmônica é menor que 3%. A Figura 67, a Figura 68 e a Figura 69 mostram a comparação do espectro harmônico da corrente na rede com os limites impostos pela IEEE 519-1992 para a fase A, fase B e fase C, respectivamente.

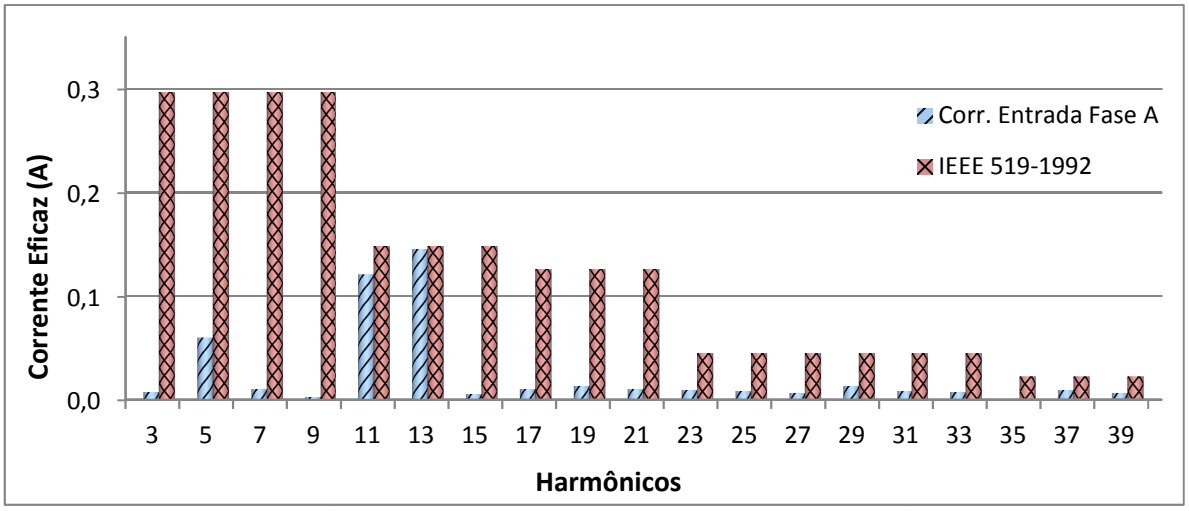


Figura 67 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase A comparado à IEEE 519-1992.

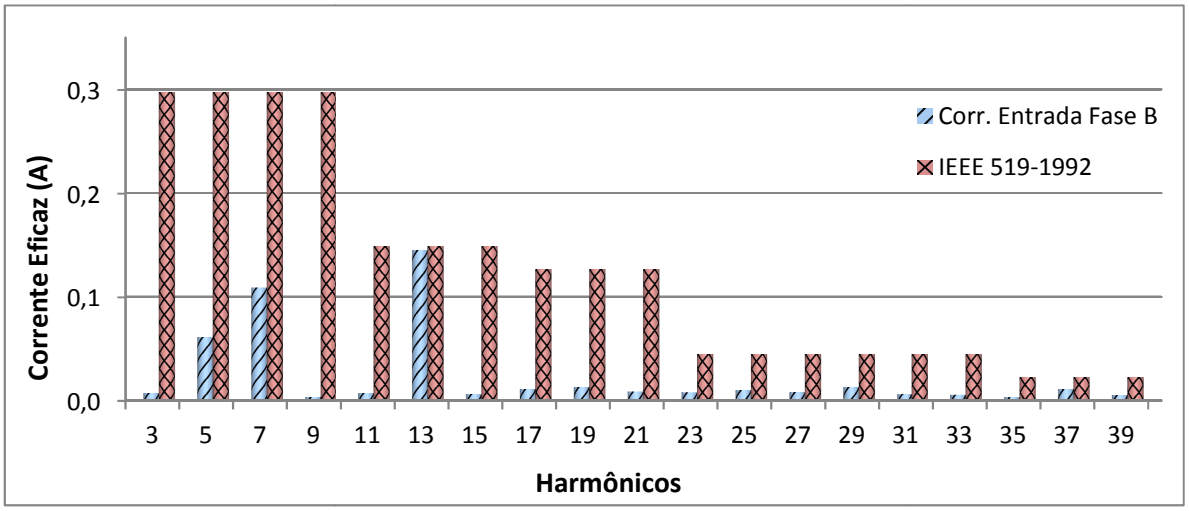


Figura 68 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase B comparado à IEEE 519-1992.

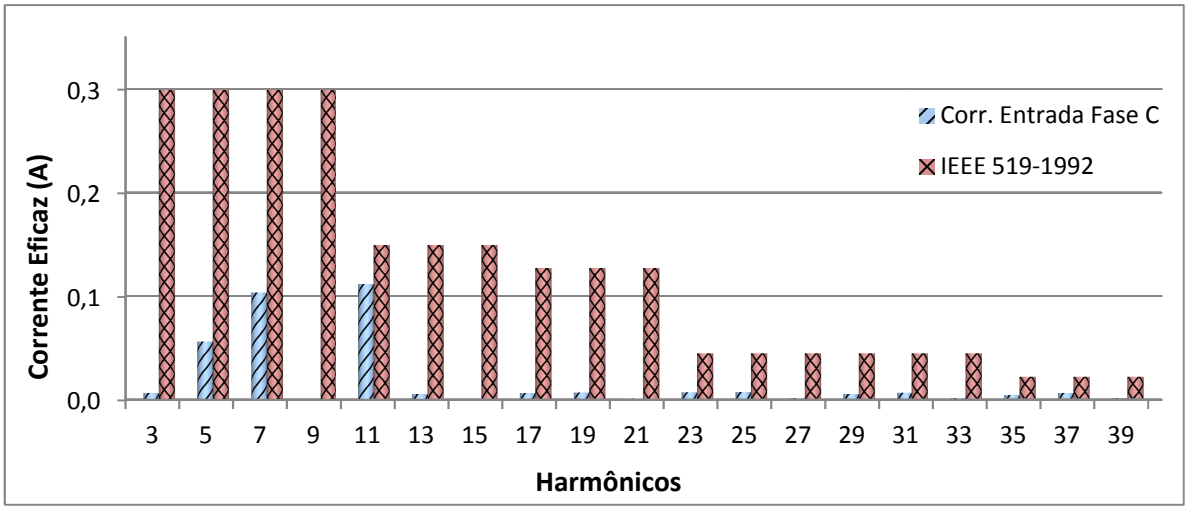


Figura 69 - Espectro harmônico da corrente na rede na fase C comparado à IEEE 519-1992.

As correntes na rede atendem aos requisitos da IEEE 519-1992. Os limites de corrente apresentados pela norma nestas comparações correspondem aos limites impostos aos sistemas de distribuição (120 V a 69 kV), com relação de curto-circuito e corrente da carga menor que 20, os quais são os limites mais restritivos da norma.

Apesar de atender aos limites impostos pela norma, é possível observar que certos harmônicos apresentam valores de amplitude significativamente maiores que os demais. Na fase A, os harmônicos de ordem 5, 11 e 13, apresentaram amplitude significativamente maior que os demais. Nas fases B e C, os harmônicos de ordem 5, 7 e 13, e 5, 7 e 11, respectivamente, apresentaram amplitude significativamente maior que os demais harmônicos. Nota-se que esses harmônicos correspondem aos harmônicos presentes na tensão de alimentação de cada fase. Analisando os espectros harmônicos, é possível observar uma tendência que, quanto mais alta a ordem do harmônico presente na tensão de rede, menor a compensação de corrente imposta pelo iUPQC. Isso se deve a resposta em frequência do filtro ativo série, vista no item 3.6 e mostrada na Figura 22. Devido à alta impedância do transformador de acoplamento, o filtro ativo série não consegue compensar da mesma forma os harmônicos de mais alta ordem como compensa os harmônicos de baixa frequência.

As formas de onda de saída do controlador de corrente do FAS para cada fase são mostradas na Figura 70 e as formas de onda de saída do controlador de tensão do FAP para cada fase são mostradas na Figura 71.

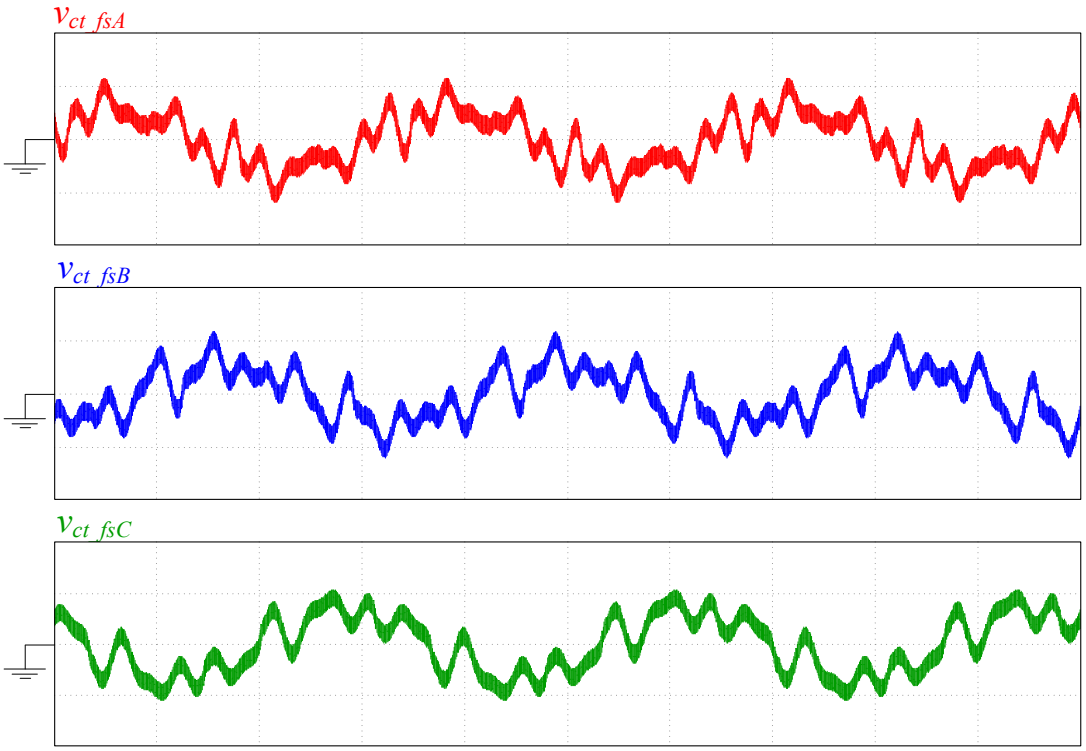


Figura 70 – Sinais de saída do controlador de corrente do FAS (5 V/div, 5 ms/div).

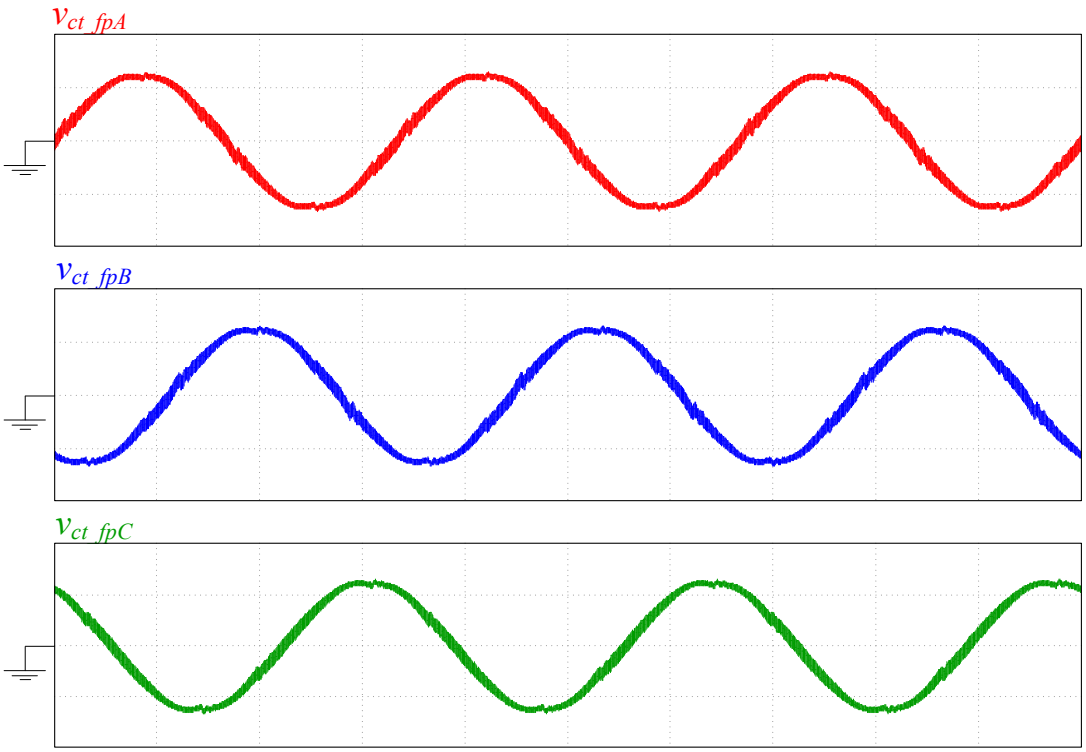


Figura 71 – Sinais de saída do controlador de tensão do FAP (10 V/div, 5 ms/div).

A Figura 72 mostra as tensões e as correntes da rede de alimentação. A Tabela XIII traz a potência ativa, o fator de potência e o fator de deslocamento da entrada do iUPQC para cada fase.

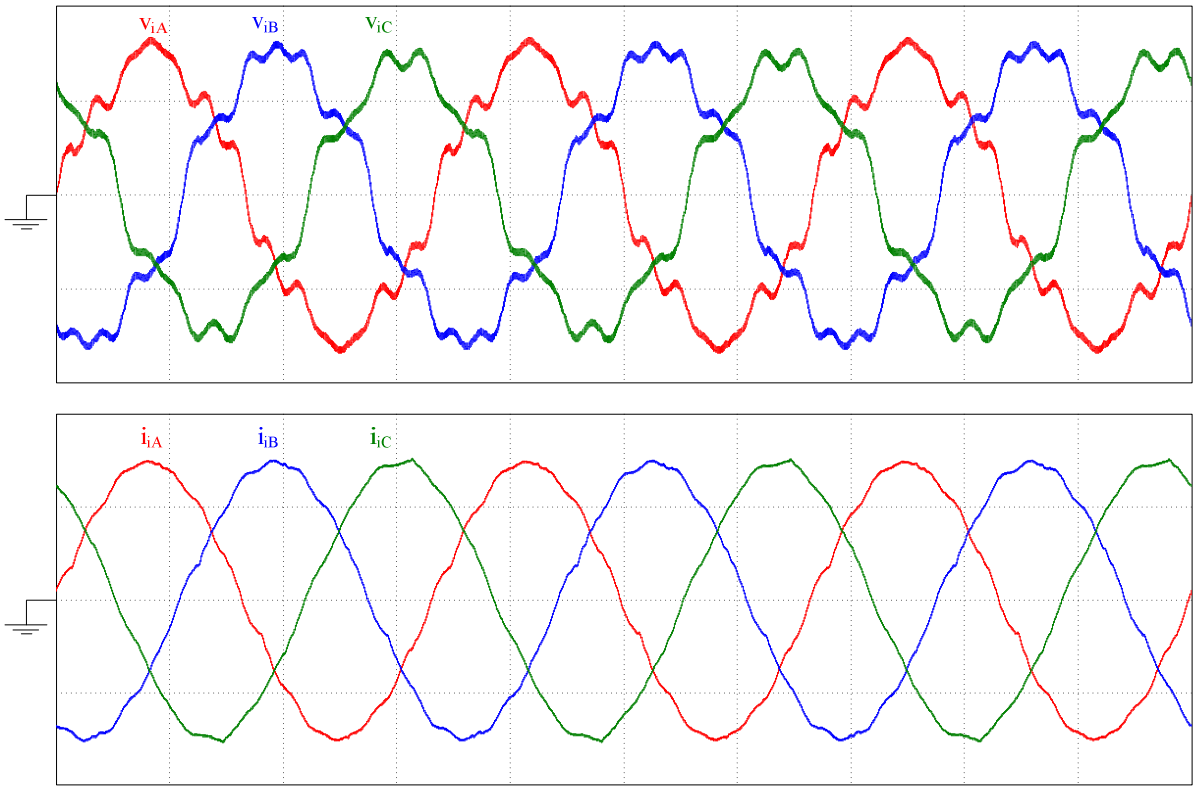


Figura 72 – Tensões e correntes da rede de alimentação (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).

Tabela XIII – Informações da entrada do iUPQC.

	Potência Ativa	Fator de Potência	Fator de Deslocamento
Fase A	565,18 W	0,993	0,999
Fase B	565,53 W	0,991	0,999
Fase C	535,61 W	0,991	0,999

O condicionador torna o fator de potência de entrada próximo ao unitário. A potência da Fase C é menor devido à amplitude da tensão de alimentação desta fase ser menor que as demais.

As tensões sobre os transformadores de acoplamento, ou seja, as tensões compensadas indiretamente pelo filtro ativo série são mostradas na Figura 73. Estas tensões são compostas pelas componentes complementares às tensões da rede de alimentação, de forma que para a carga seja entregue tensões senoidais com pouca distorção harmônica e em fase com as tensões de alimentação.

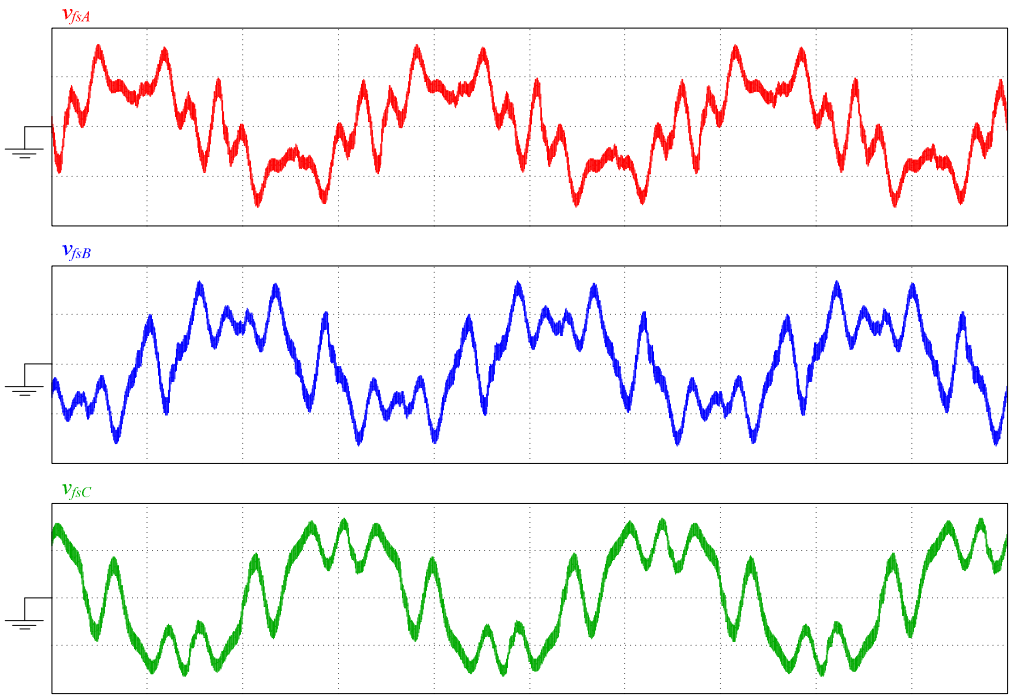


Figura 73 – Tensões compensadas indiretamente pelo FAS e presentes nos transformadores de acoplamento (30 V/div, 5 ms/div).

Por estarem em série com a rede, as tensões sobre os transformadores de acoplamento do FAS quando somadas às tensões de alimentação formam as senóides entregues na saída do iUPQC, conforme mostrado na Figura 74.

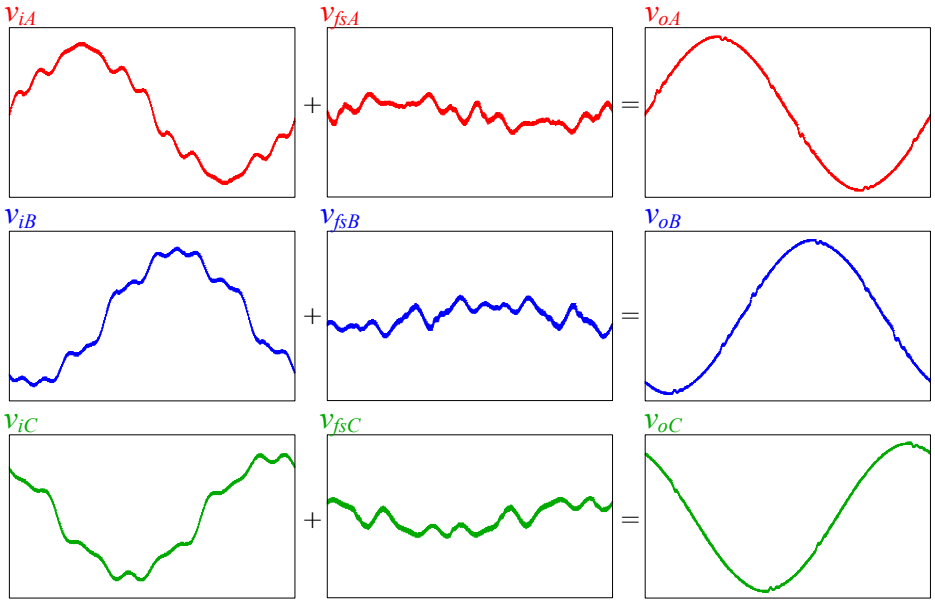


Figura 74 – Compensação de tensão do iUPQC.

As correntes drenadas pelo filtro ativo paralelo são mostradas na Figura 75. Essas correntes são compostas pelas componentes complementares às correntes da carga, de forma

que seja drenada da rede de alimentação uma corrente senoidal em fase e com baixa distorção harmônica.

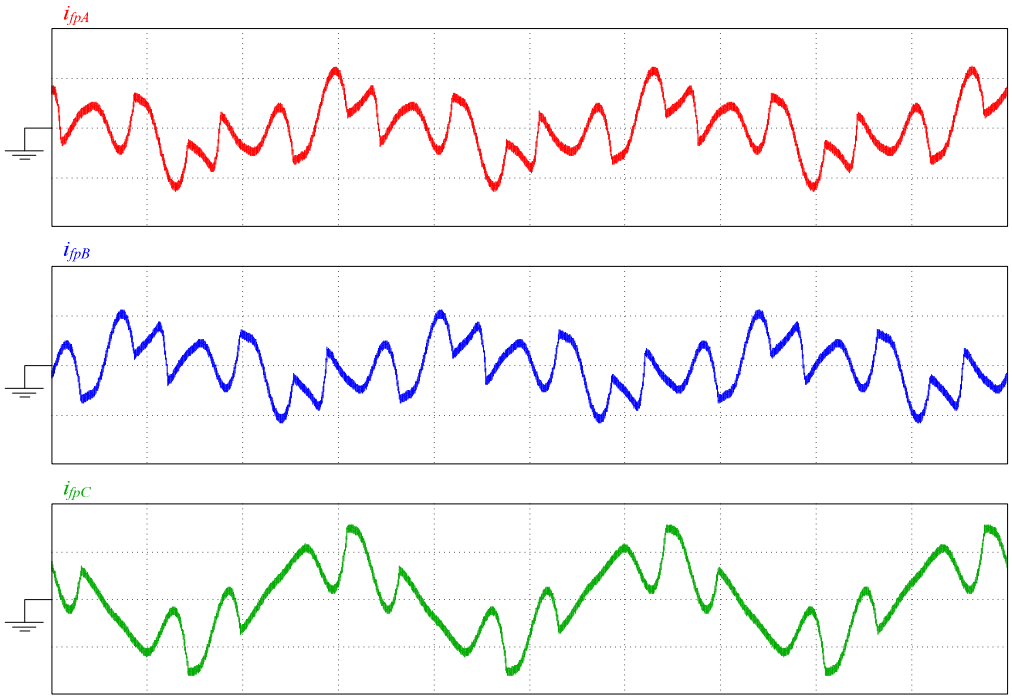


Figura 75 – Correntes drenadas pelo FAP (5 A/div, 5 ms/div).

Por estarem conectados ao mesmo ponto, a carga e o FAP, as correntes da carga quando somadas às correntes drenadas pelo FAP formam as senóides drenadas da rede de alimentação pelo iUPQC, conforme mostrado na Figura 76.

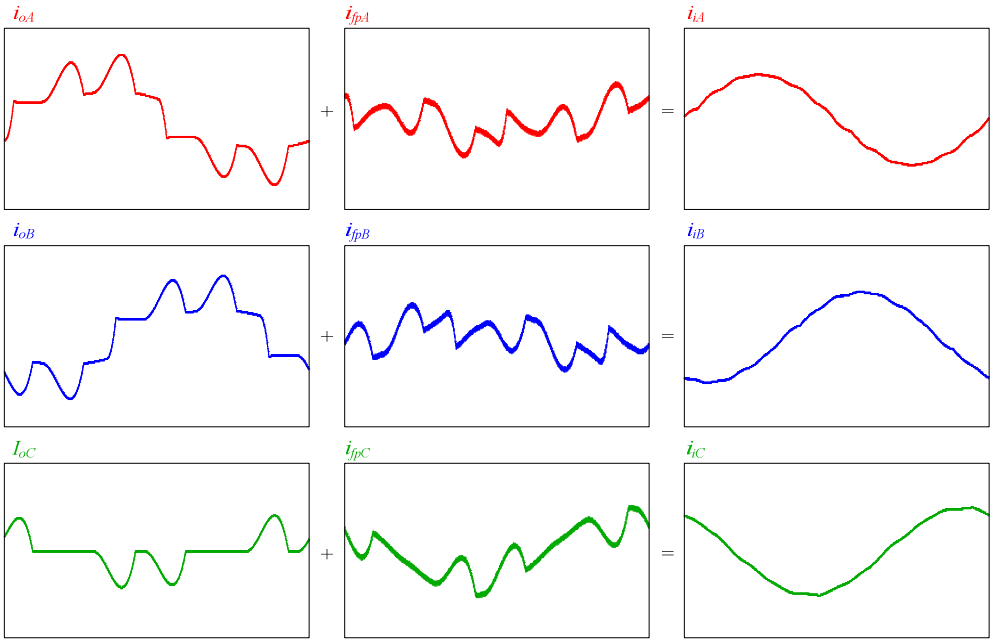


Figura 76 – Compensação de corrente do iUPQC.

A Figura 77 traz as tensões do barramento CC, mostrando que as mesmas se encontram equilibradas e com os valores desejados.

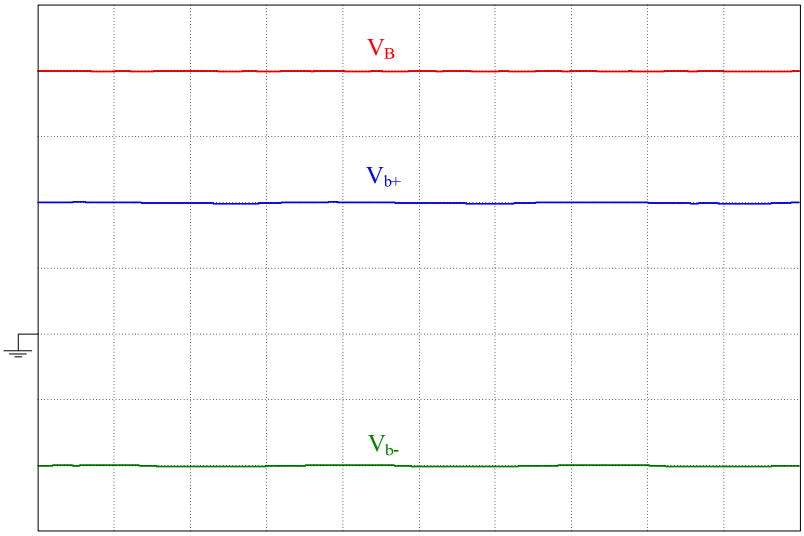


Figura 77 – Tensões no barramento CC (100 V/div, 5 ms/div).

Com o intuito de avaliar o comportamento dinâmico do iUPQC projetado, foram inseridas perturbações no sistema simulado e avaliados os resultados obtidos. Para essa análise, o sistema foi alimentado com uma tensão de 127 V de fase, sem distorções e sem desequilíbrio. A carga utilizada no PAC é uma carga resistiva trifásica em Y com valor de potência igual à nominal do iUPQC, ou seja, 2.500 W.

A Figura 78 mostra as tensões no PAC e as correntes na rede durante uma falta ocorrida na fase A. As amplitudes das correntes da rede nas fases B e C são aumentadas de forma a manter as tensões no PAC com amplitude nominal e equilibradas.

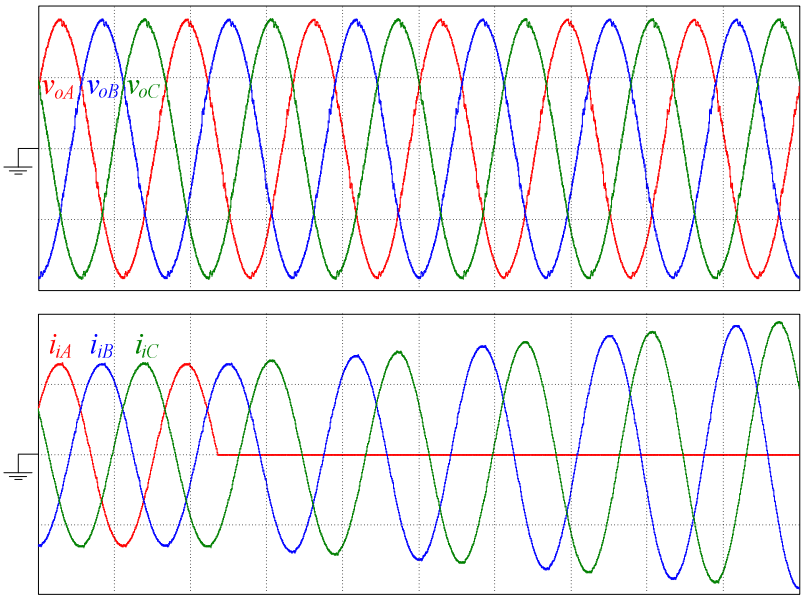


Figura 78 – Tensões no PAC e correntes na rede (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A.

As tensões no barramento CC durante a falta na fase A são mostradas na Figura 79. As tensões são perturbadas, mas se mantêm equilibradas e retornam à estabilidade devido à atuação do controlador de tensão do barramento CC.

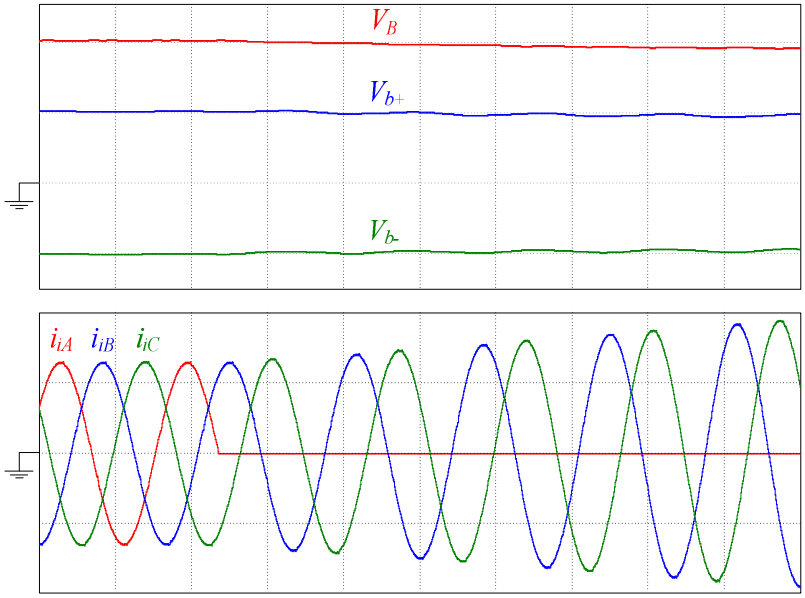


Figura 79 – Tensões no barramento CC e correntes na rede (200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A.

A Figura 80 mostra as tensões e correntes na saída do iUPQC durante um degrau de carga de 50% para 100% de carga nominal.

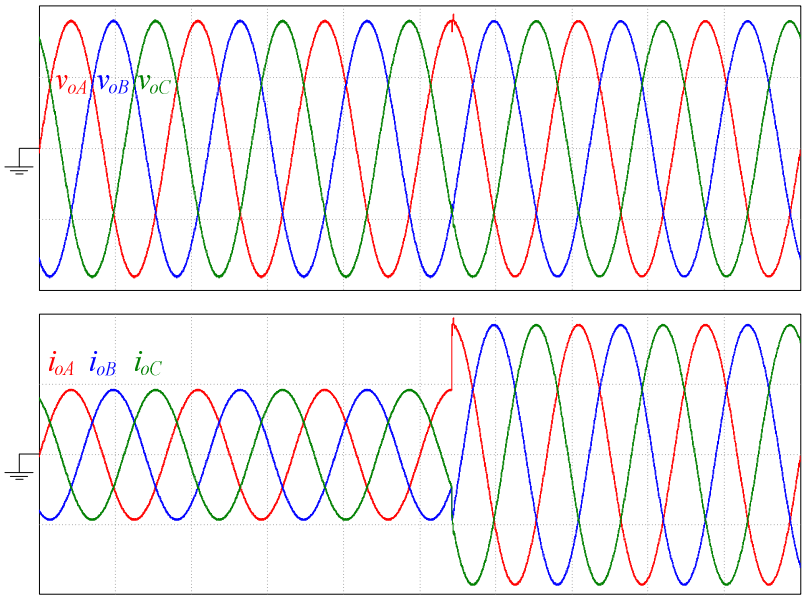


Figura 80 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%.

A Figura 81 mostra o comportamento das tensões do barramento CC durante um degrau de carga de 100% para 50% da carga nominal. Existe um afundamento na tensão do

barramento CC, porém a tensão logo retorna ao seu valor padrão, devido à atuação do controlador de tensão do FAS.

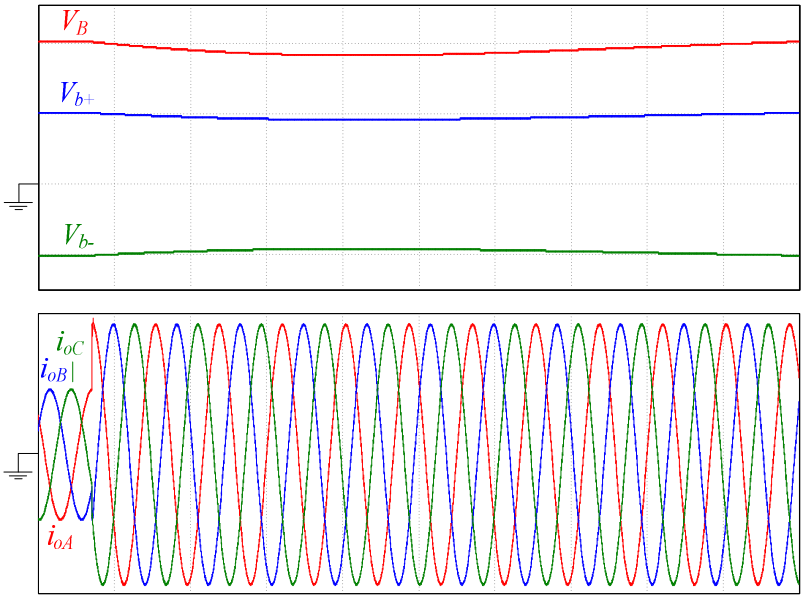


Figura 81 – Tensões no barramento CC e correntes na carga (200 V/div, 5 A/div, 20 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%.

A Figura 82 mostra as tensões e correntes na saída do iUPQC durante um degrau de carga de 100% para 50% de carga nominal.

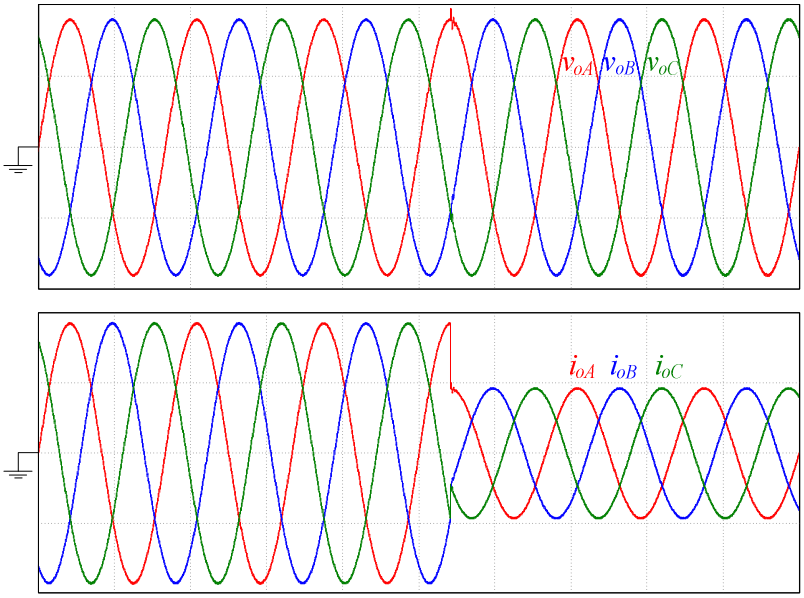


Figura 82 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%.

A Figura 83 mostra o comportamento das tensões do barramento CC durante um degrau de carga de 100% para 50% da carga nominal. Existe uma elevação na tensão do

barramento CC, porém a tensão logo retorna ao seu valor padrão, devido à atuação do controlador de tensão do FAS.

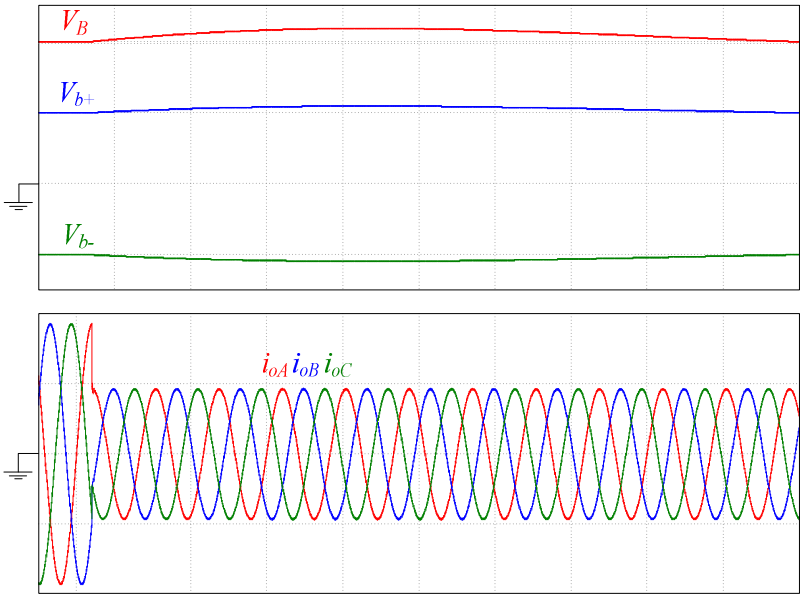


Figura 83 – Tensões no barramento CC e correntes na carga (200 V/div, 5 A/div, 20 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%.

Os resultados dinâmicos obtidos através da simulação do iUPQC na presença de perturbações mostraram a atuação satisfatória dos controladores de tensão e corrente do FAS e do FAP.

5.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram mostrados e analisados os resultados obtidos através da simulação do condicionador unificado de qualidade de energia dual. Esta etapa é de suma importância, pois visa validar o funcionamento dos controles projetados, assim como os modelos obtidos. O projeto sendo validado, o próximo passo é a implementação prática dos circuitos, evidenciando assim, ainda mais, a importância desse capítulo.

A simulação mostrou o correto funcionamento do iUPQC, aonde o mesmo foi capaz de compensar as tensões fornecidas à carga, tornando-as equilibradas e com baixa TDH, e as correntes drenadas da rede de alimentação, as quais apresentam formato senoidal, com baixa TDH e se encontram em fase com as tensões da rede, fazendo com que o fator de potência seja quase unitário. As compensações fizeram com que as correntes drenadas da rede e a tensões fornecidas às cargas se adequassem aos limites impostos pela norma IEEE 519-1992.

O controle de tensão do barramento CC e o controle de desequilíbrio de tensão do barramento CC funcionaram de forma adequada, mantendo as tensões estabilizadas mesmo na presença de desequilíbrios de corrente da carga e de tensão da rede de alimentação.

O funcionamento do FAP foi verificado e o mesmo foi capaz de regular as tensões fornecidas às cargas não lineares conectadas ao sistema, mesmo nas condições aonde as tensões da rede apresentavam harmônicos de até 13ª ordem.

O comportamento do FAS foi avaliado e o mesmo foi capaz de impor uma corrente senoidal com baixa taxa de distorção harmônica na entrada do sistema, a qual atendeu as exigências da norma IEEE 519-1992. Porém, como esperado, os harmônicos de mais alta frequência presentes na tensão da rede de alimentação interferem no funcionamento do FAS. Como visto no item 3.6 e na Figura 22, o FAS possui uma resposta em frequência de um filtro passa baixa, com uma frequência de corte em 45 Hz. Isso se deve a alta impedância de dispersão dos transformadores utilizados no acoplamento deste filtro ativo, o qual é projetado para operar em sistemas da ordem de 1 kW de potência. Transformadores desta potência possuem impedância de dispersão da ordem de grandeza dos indutores projetados para o filtro de saída dos inversores utilizados. Para o melhor funcionamento do FAS, devem-se utilizar transformadores de acoplamento de maior potência, para que as impedâncias de dispersão do mesmo sejam menores e assim aumentar a banda passante do filtro ativo série. Devido à disponibilidade, os transformadores de acoplamento foram mantidos. Esse comportamento não inviabiliza o estudo, pois mesmo com esta característica, a corrente na rede foi compensada e atendeu à norma.

Com o funcionamento do iUPQC verificado, os controladores projetados e os modelos obtidos foram validados.

6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esse capítulo destina-se a apresentar o condicionador unificado de qualidade de energia dual implementado em laboratório e os resultados obtidos em bancada.

O condicionador implementado faz uso de dois conversores trifásicos bidirecionais controlados analogicamente. O projeto realizado prevê uma potência de 2.500 W, porém, devido a limitação de corrente dos transformadores de acoplamento, as aquisições realizadas para análise da compensação de harmônicos foram feitas para uma potência de 1.700 W.

Em um primeiro momento serão apresentados os circuitos eletrônicos que compõe a estrutura do iUPQC. Em seguida serão apresentados os resultados obtidos, os quais serão comparados à norma IEEE 519-1992. A sequência de pré-carga elaborada será apresentada e então o capítulo é encerrado com suas devidas considerações e conclusões.

6.1 CIRCUITOS ELETRÔNICOS

O iUPQC elaborado é composto por dois conversores trifásicos que compartilham o mesmo barramento CC, duas placas de comando, duas fontes auxiliares, uma placa de sensores de corrente e uma placa de geração de referências. O protótipo completo é mostrado na Figura 84 e na sequência são apresentados os principais componentes do condicionador.

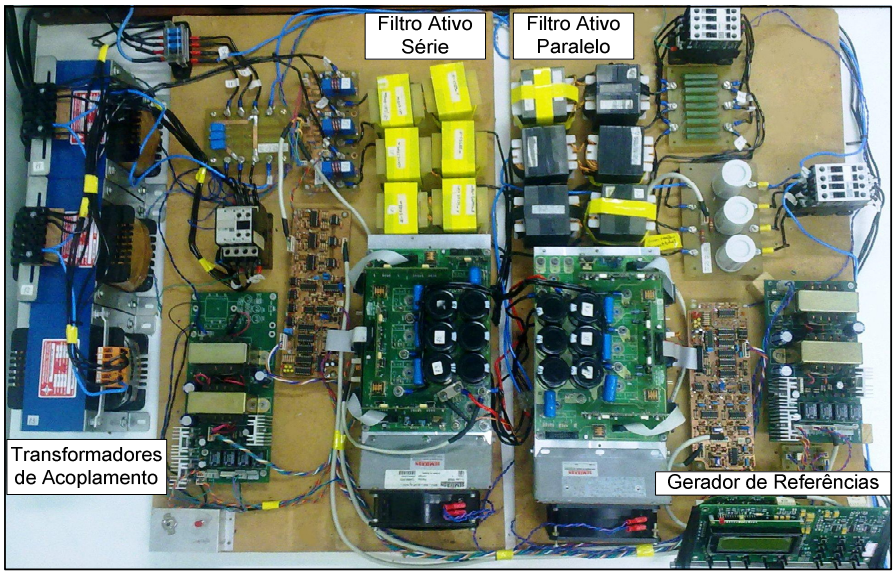


Figura 84 – Protótipo elaborado.

6.1.1 Unidade de Potência

A unidade de potência é composta por dois módulos inversores trifásicos da Semikron B6U+B6I+E1IF, mais os indutores e capacitores que formam os filtros de alta frequência, conforme mostra a Figura 85. Cada módulo inversor possui três semicondutores SK 45 GB 063, cada um deles constituindo um braço com dois IGBTs, mais 6 capacitores que formam um banco de 1,5mF, montados sobre um dissipador com ventilador acoplado. A Figura 86 traz a imagem do módulo de potência utilizado.

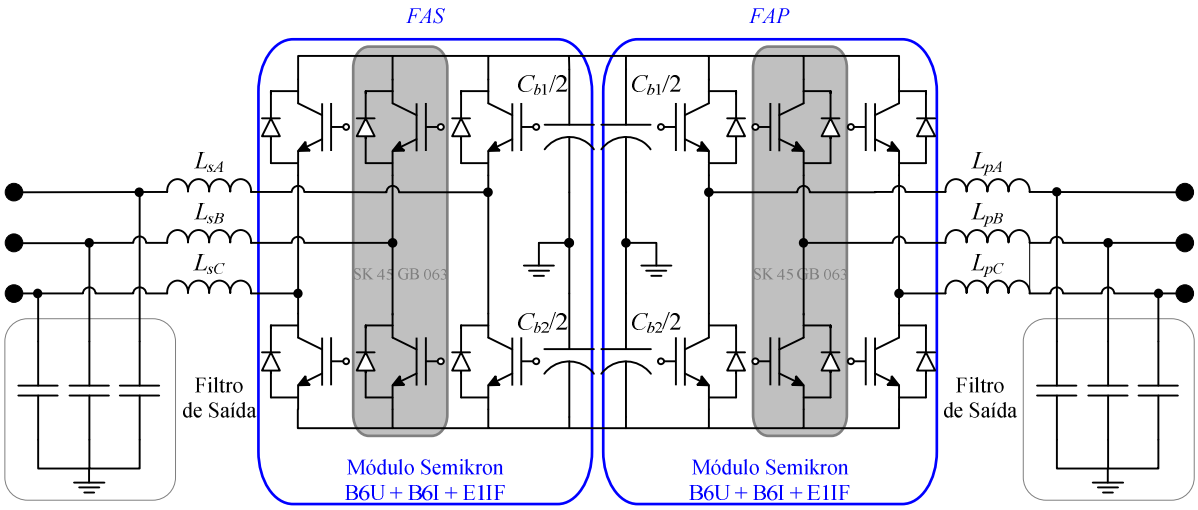


Figura 85 - Estrutura de potência do iUPQC implementado [26].

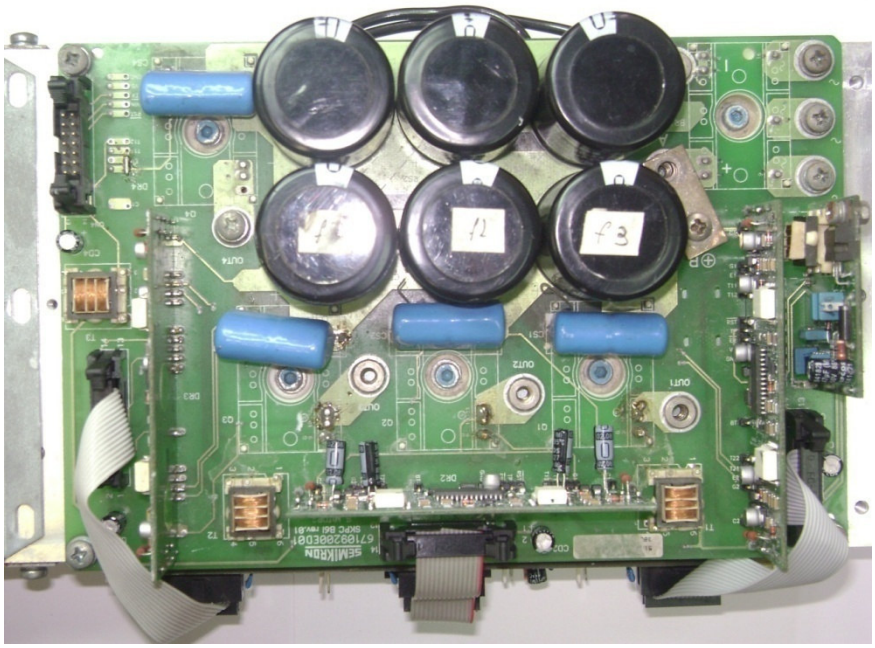


Figura 86 – Módulo de potência utilizado.

6.1.2 Drivers

O *driver* SKHI 20op da Semikron foi utilizado para acionamento das chaves semicondutoras dos inversores trifásicos. Estes *drivers* fazem parte do módulo de potência utilizado, porém os mesmos podem ser adquiridos separadamente.

A função dos *drivers* é garantir o comando isolado para os interruptores, além disso, eles proporcionam proteções contra curto-circuito de braço e sobrecorrente. Na ocorrência de alguma anomalia os comandos são bloqueados e os mesmos somente serão enviados novamente após o *reset*.

A frequência máxima de operação deste *driver* é de 100 kHz e o mesmo pode ser utilizado em IGBTs com tensão de coletor-emissor de até 1.200 V.

A Figura 87 mostra o *driver* SKHI 20op utilizado em cada braço de interruptores

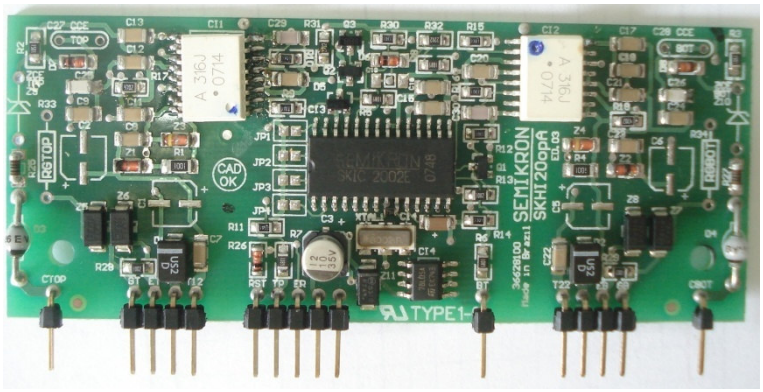


Figura 87 – *Driver* SKHI 20op utilizado em cada braço de interruptores dos conversores implementados.

6.1.3 Comando do FAS

A placa de comando do filtro ativo série contém os controladores analógicos projetados no item 4.1.3. Como apresentados, estes controladores são do tipo proporcional integral (PI) com um pólo adicional, destinados a controlar a corrente de entrada, a tensão do barramento CC e o desequilíbrio da tensão deste mesmo barramento. O circuito dos controladores analógicos implementados faz uso de amplificadores operacionais, resistores e capacitores, como mostra o esquema da Figura 88. Além dos controladores, é possível observar o multiplicador e o modulador *PWM* utilizados. Na figura é apresentado o circuito do controlador de corrente apenas de uma fase, sendo o mesmo circuito utilizado para as demais fases.

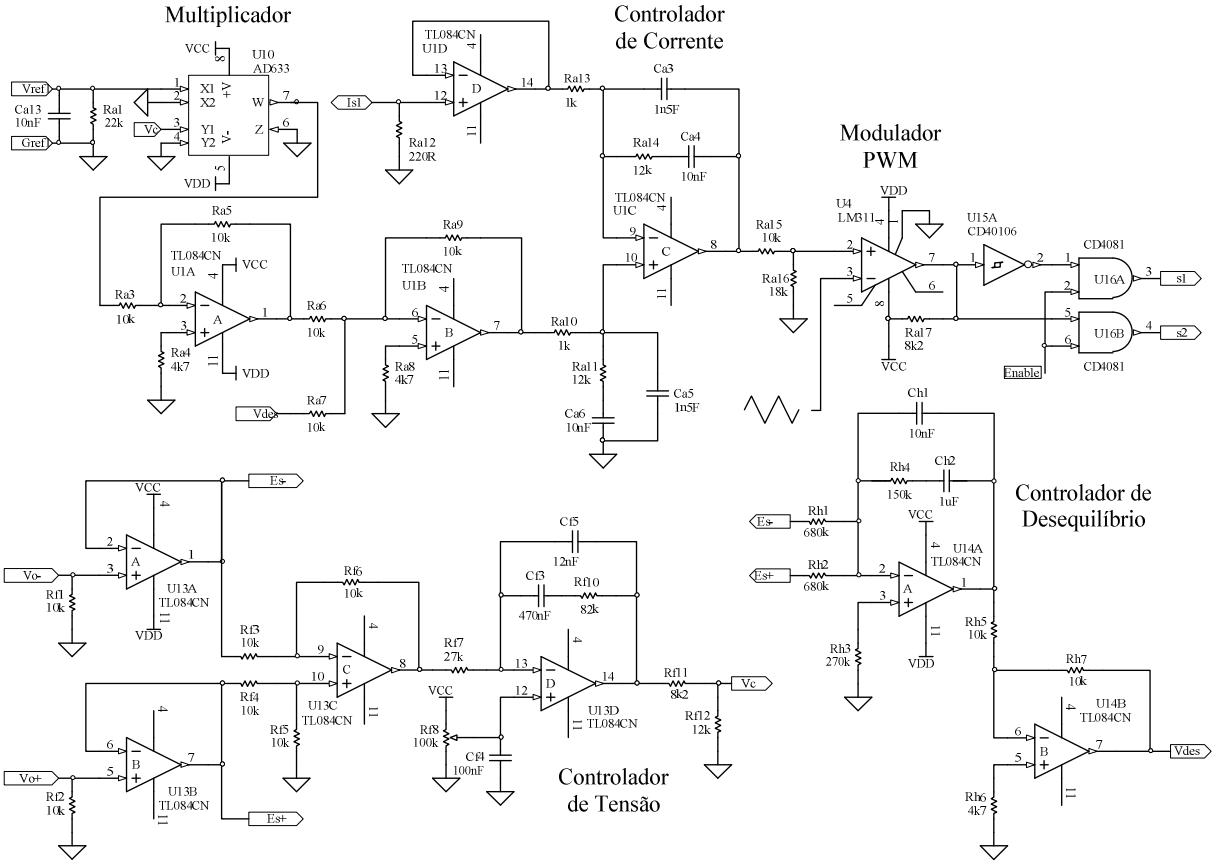


Figura 88 – Esquemático parcial da placa de comando do FAS.

A placa de comando do FAS também possui intertravamento dos pulsos de gatilho dos interruptores e detecção de erro de *driver*. A Figura 89 mostra a fotografia da placa de comando do FAS.

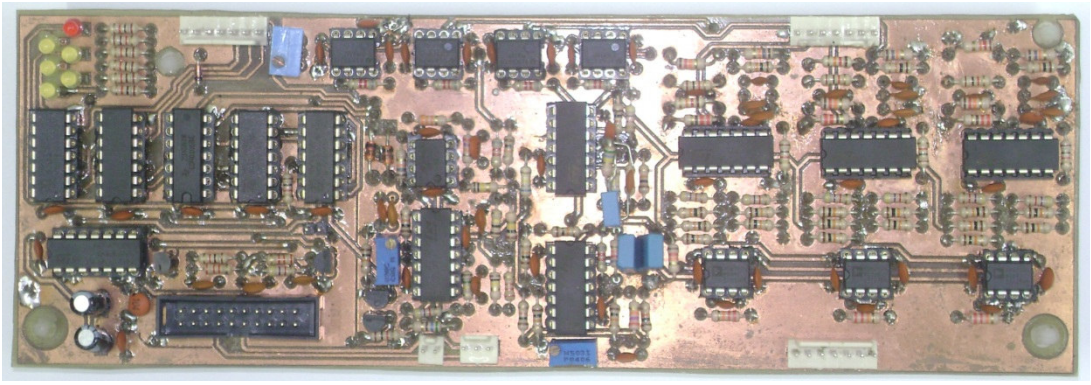


Figura 89 – Placa de comando do FAS.

6.1.4 Comando do FAP

A placa de comando do filtro ativo paralelo contém o controlador analógico projetado no item 4.2.3. Como apresentado, este controlador é do tipo proporcional integral derivativo (PID) com um pólo adicional, destinado a controlar a tensão de saída. O circuito do controlador analógico implementado faz uso de amplificadores operacionais, resistores e

capacitores, como mostra o esquema da Figura 90. Além do controlador, também é possível observar o modulador *PWM* utilizado. Na figura é apresentado o circuito apenas de uma fase, sendo o mesmo circuito utilizado para as demais fases.

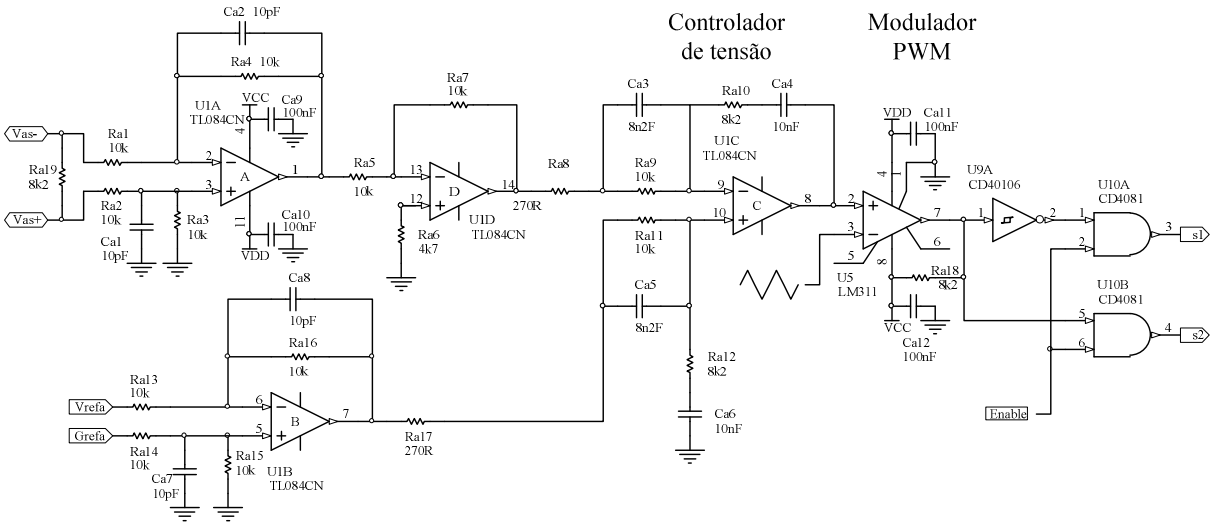


Figura 90 – Esquemático parcial da placa de comando do FAP.

A placa de comando do FAP também possui intertravamento dos pulsos de gatilho dos interruptores e detecção de erro de *driver*. A Figura 91 mostra a fotografia da placa de comando do FAP.

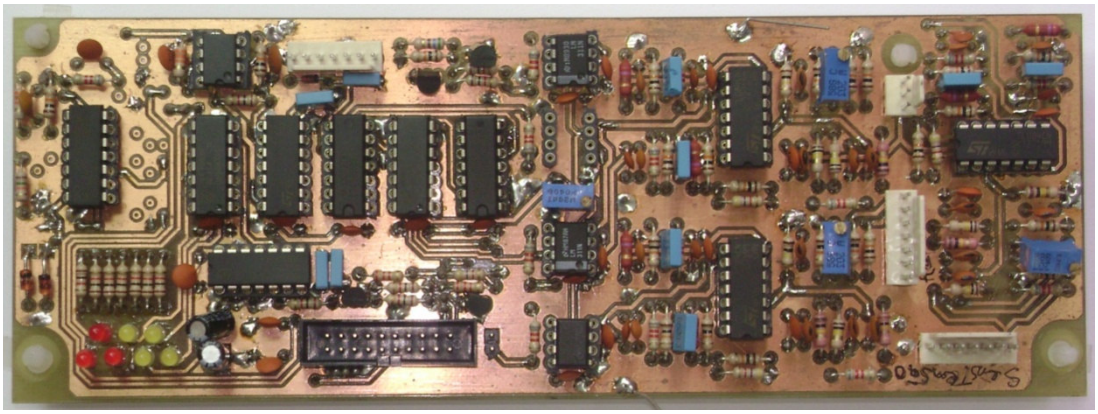


Figura 91 – Placa de comando do FAP.

6.1.5 Fonte Auxiliar

Para a alimentação dos circuitos de comando e *drivers* foi utilizada uma fonte simétrica para cada um dos filtros ativos. Cada fonte possui saída simétrica de ±15V e ±12V, uma saída de +5V e relês auxiliares. Os relês presentes nesta placa são utilizados para acionar os contatores de pré-carga do condicionador, os quais são comandados através da placa do gerador de referências. O esquema parcial da fonte auxiliar é mostrado na Figura 92, onde é mostrada a saída simétrica de ±15V. A fotografia da placa é mostrada na Figura 93.

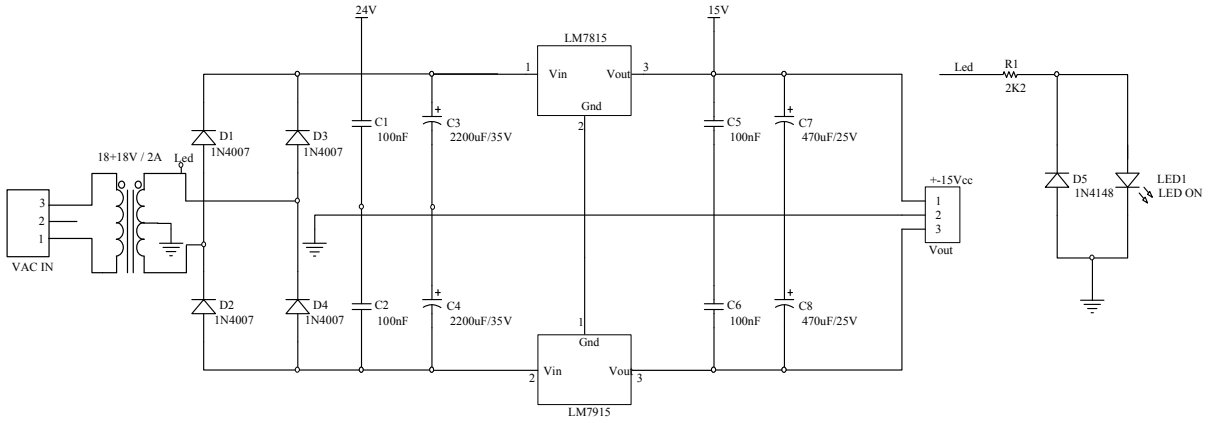


Figura 92 – Esquemático parcial da fonte auxiliar.

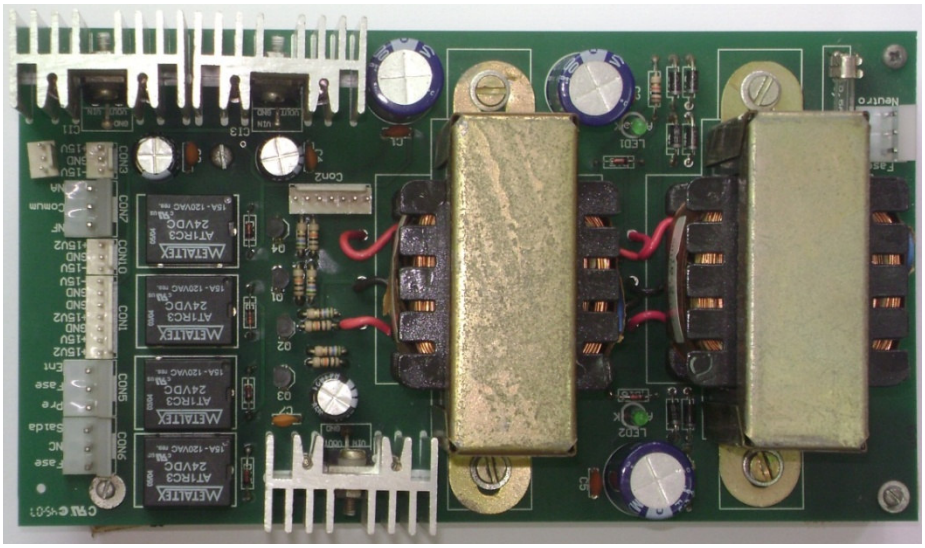


Figura 93 – Fonte de alimentação auxiliar.

6.1.6 Sensores de Corrente

A placa de sensores de corrente possui três transdutores de efeito Hall, modelo LA-55 SP1, fabricados pela LEM. Essa placa é utilizada na saída do FAS para o sensoriamento das correntes nos indutores do filtro série, sendo utilizado um transdutor por fase. Este transdutor apresenta um sinal de corrente proporcional a corrente que circula por sua janela numa razão de 2.000:1. Para obter uma atenuação de 0,44 V/A é necessário utilizar quatro espiras na janela do sensor, obtendo assim um ganho de corrente de 500:1, e como a saída do transdutor é em corrente, empregou-se um resistor para alcançar o ganho desejado.

A Figura 94 mostra a placa de sensores de corrente.

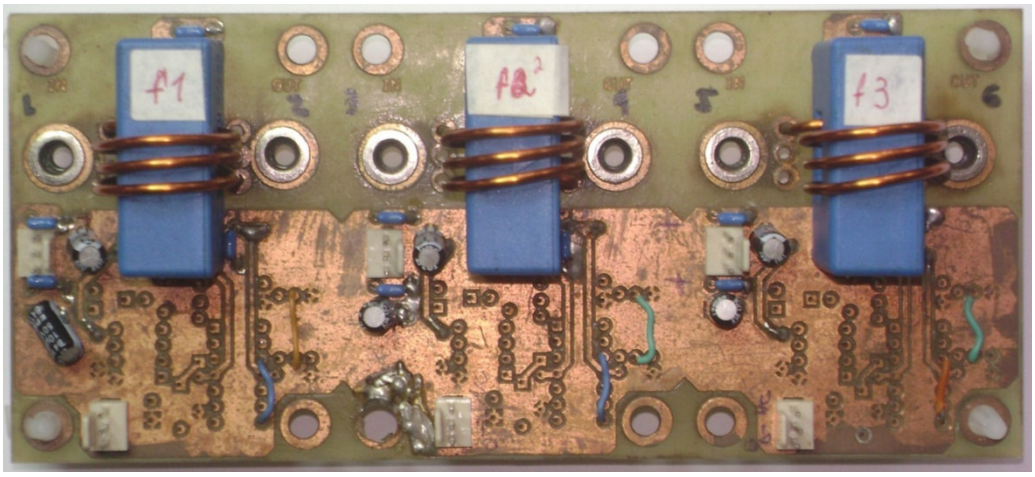


Figura 94 – Placa de sensores de corrente.

6.1.7 Gerador de Referências

A placa do gerador de referências, como o próprio nome determina, é responsável por gerar as senóides utilizadas como referência para os controladores do FAS e do FAP. Além disto, esta placa também é responsável pela sincronização das referências geradas com a tensão da rede de alimentação, através da detecção de passagem por zero.

A geração dos comandos dos relês que acionam a pré-carga, o monitoramento dos erros dos *drivers* e as leituras de algumas variáveis para proteção do protótipo são feitos pelo processador presente nesta placa.

A placa do gerador de referências é mostrada na Figura 95.

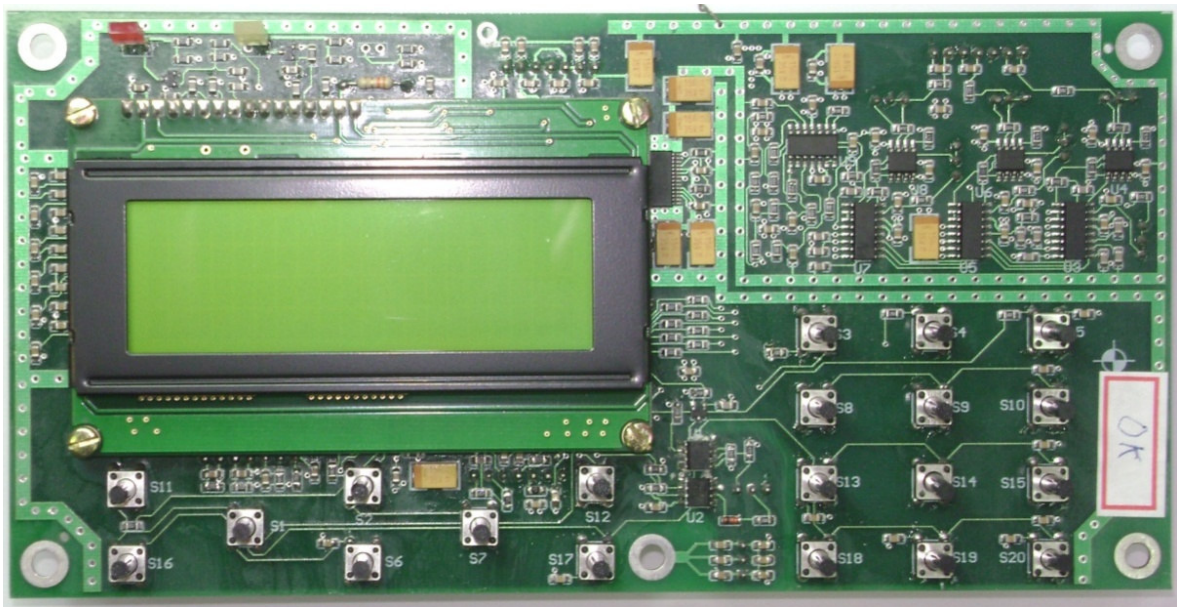


Figura 95 – Placa do gerador de referências.

O processador contido na placa do gerador de referências é o DSP TMSF2812, que dentre as diversas características especificadas na folha de dados do fabricante (*Texas Instruments*), vale destacar as seguintes:

- Máxima frequência de operação de 150 MHz;
- Memória RAM interna de 128 k words;
- Memória ROM interna de 12 k words;
- Necessita de alimentação com dois níveis de tensões diferentes, sendo um nível de tensão para a alimentação do núcleo e outro para I/O e periféricos;
- Conversor Analógico/Digital de 12-Bits, com 16 canais;
- CPU de 32 bits de alto desempenho, que permite a execução de operações matemáticas com 16 ou 32 bits;
- Possui três temporizadores de 32 bits;
- Dois módulos de controle de eventos (EVA e EVB).

A placa do gerador de referências foi desenvolvida por Giacomini et al [46]. A mesma foi adaptada para operar junto ao condicionador de energia apresentado. A programação do processador presente nesta placa não será abordada, pois está fora do escopo deste estudo.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este tópico apresenta os resultados obtidos com o protótipo do iUPQC desenvolvido, cujo projeto foi apresentado nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais apresentados foram obtidos nas mesmas condições de carga e rede utilizadas na simulação. A rede de alimentação distorcida foi obtida através do uso de uma fonte de alimentação eletrônica que permite a inserção de harmônicos na composição da forma de onda da tensão fornecida. O modelo da fonte utilizada é o FCATHQ 450-38-50 fabricado pela SUPPLIER. Desta forma, as condições de rede emulada pela fonte são as seguintes:

Tabela XIV – Componentes da tensão de alimentação emuladas pela fonte FCATHQ 450-38-50.

	Fundamental 60 Hz	5º Harm. 300 Hz	7º Harm. 420 Hz	11º Harm. 660 Hz	13º Harm. 780 Hz
Fase A	114,00 V	8,55 V	0,00 V	5,70 V	5,70 V
Fase B	114,00 V	8,55 V	8,55 V	0,00 V	5,70 V
Fase C	108,00 V	8,10 V	8,10 V	5,40 V	0,00 V

Sendo assim, as características da rede de alimentação dos ensaios experimentais são as mesmas da simulação realizada no capítulo 5. Entre a fonte de alimentação e o condicionador de energia foi utilizado um indutor de 1 mH por fase, para que desta forma não haja interação entre os filtros de alta frequência de ambos os equipamentos. A Figura 96 mostra o esquema de ligação do iUPQC no circuito.

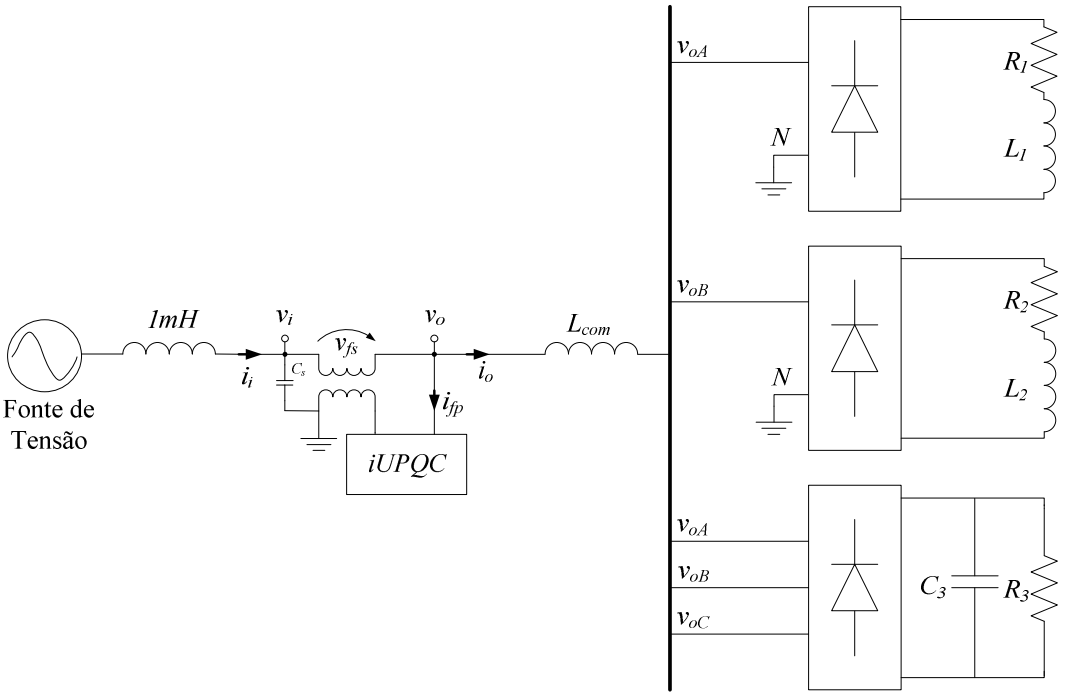


Figura 96 – Esquema de ligação do iUPQC no circuito.

As cargas utilizadas nesta etapa dos testes experimentais seguem o padrão utilizado na simulação. A potência total da carga é de 1.700 W aproximadamente, devido à limitação de corrente dos transformadores de acoplamento, que segundo o fabricante é de 4,54 A. Durante a realização dos testes, foram utilizados ventiladores junto aos transformadores, para que os mesmos suportassem uma sobrecarga de até 28 % em um curto período de tempo. A descrição das cargas utilizadas segue abaixo:

- Carga 1: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase A e o neutro N, indutância de comutação de 1 mH, carga R_1 = 30 Ω e L_1 = 100 mH e potência em torno de 450 W;
- Carga 2: retificador monofásico a diodo conectado entre a fase B e o neutro N, indutância de comutação de 1 mH, carga R_2 = 30 Ω e L_2 = 125 mH e potência em torno de 450 W;
- Carga 3: retificador trifásico com indutância de comutação de 1 mH, carga R_3 = 112 Ω e C_3 = 1,65 mF e potência em torno de 800 W.

Os resultados obtidos serão comparados à norma IEEE 519-1992, aplicando os limites da norma correspondentes aos sistemas de distribuição (120 V a 69 kV), com relação de curto-circuito e corrente da carga menor que 20. As tensões de entrada v_i são mostrada na Figura 97.

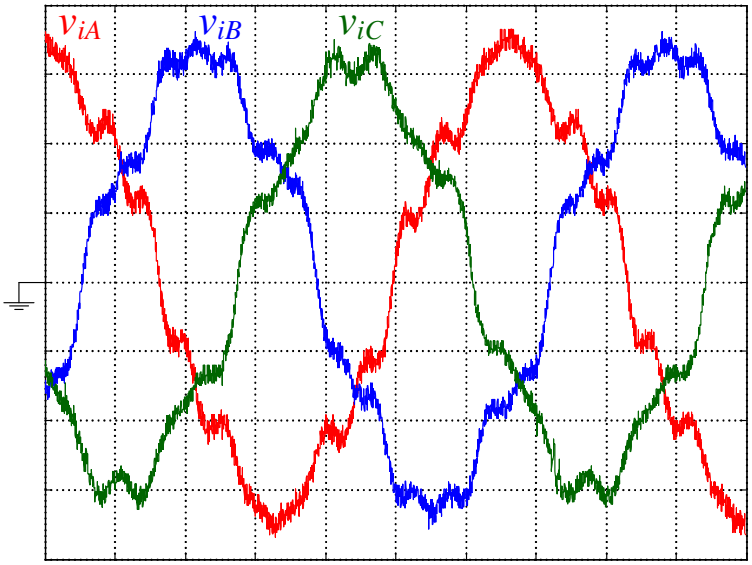


Figura 97 – Tensão de entrada (50 V/div, 2,5 ms/div).

O valor eficaz e a taxa de distorção harmônica são mostrados abaixo de acordo com as três fases analisadas.

- Fase A: *Tensão Eficaz* = 115,94 V e *TDH* = 10,65 %;
- Fase B: *Tensão Eficaz* = 113,85 V e *TDH* = 11,79 %;
- Fase C: *Tensão Eficaz* = 108,54 V e *TDH* = 11,89 %;

Observa-se que as tensões de entrada são desequilibradas na ordem de até 6 % e a taxa de distorção harmônica é maior que 10 %. O espectro harmônico das tensões de entrada comparado à norma IEEE 519-1992 é mostrado na Figura 98.

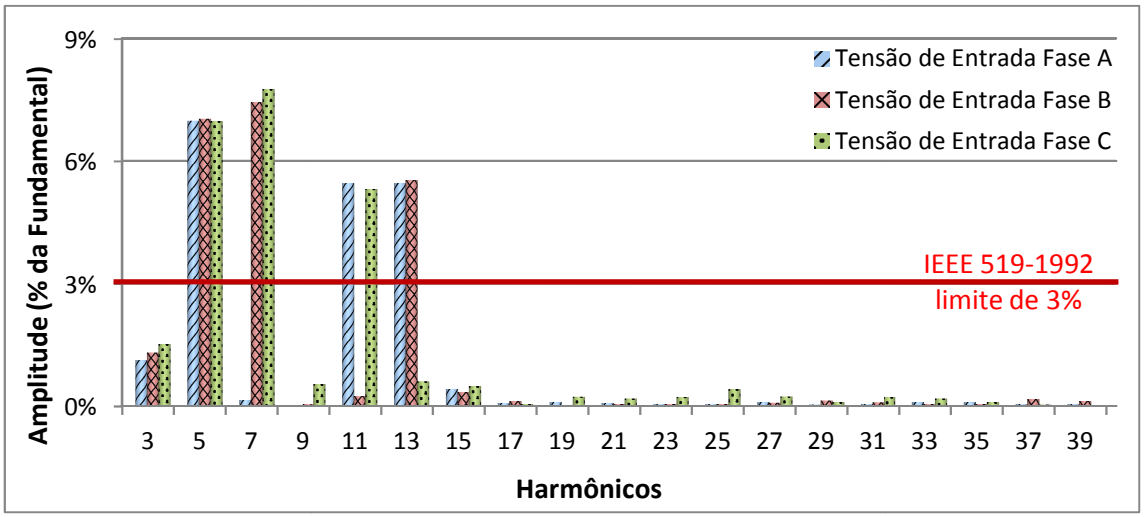


Figura 98 – Espectro harmônico das tensões de entrada comparado à IEEE 519-1992.

Observa-se que os harmônicos presentes nas tensões de rede têm amplitudes maiores que as especificadas pela IEEE 519-1992. Além disso, a TDH de cada fase deve ser menor

que 5 % para atender as recomendações da IEEE, o que não é atendido conforme os valores de TDH obtidos.

As tensões na carga v_o são mostradas na Figura 99.

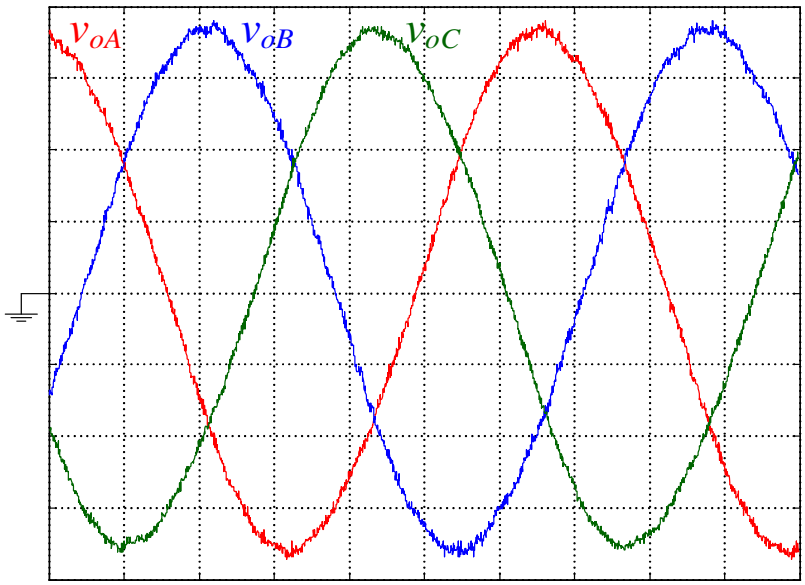


Figura 99 – Tensões na carga (50 V/div, 2,5 ms/div).

Apesar da distorção e do desequilíbrio presente nas tensões de entrada, as tensões na carga contêm baixa distorção harmônica e se encontram equilibradas. A taxa de distorção harmônica das tensões na carga e os valores de tensão eficaz são mostrados abaixo:

- Fase A: *Tensão Eficaz* = 127,83 V e *TDH* = 1,67 %;
- Fase B: *Tensão Eficaz* = 127,72 V e *TDH* = 1,38 %;
- Fase C: *Tensão Eficaz* = 127,73 V e *TDH* = 1,87 %;

A Figura 100 mostra a comparação do espectro harmônico das tensões na carga com os limites impostos pela norma IEEE 519-1992.

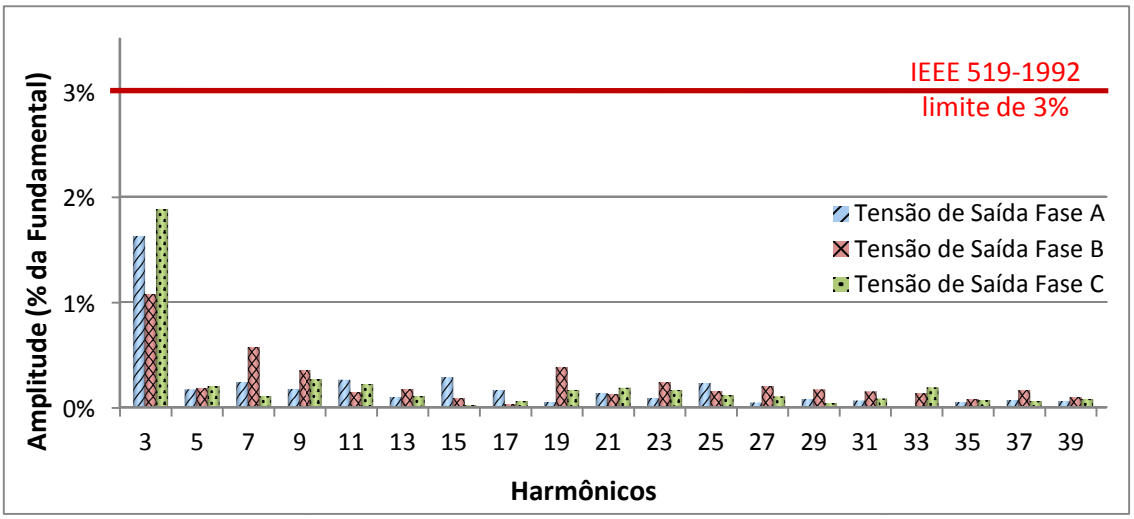


Figura 100 – Espectro harmônico das tensões na carga comparado à IEEE 519-1992.

Os harmônicos de tensão da carga apresentam amplitudes condizentes com as recomendações da IEEE 519-1992, assim como as TDHs obtidas por fase estão dentro do padrão recomendado, abaixo de 5 %.

As correntes da carga i_o são mostradas na Figura 101.

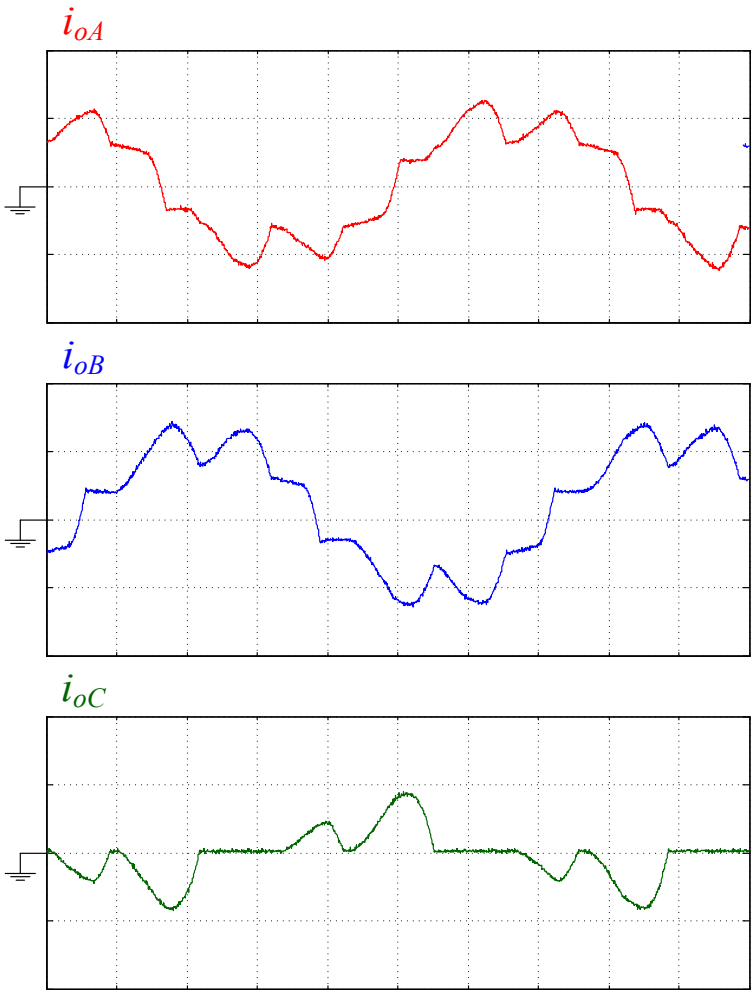


Figura 101 – Correntes da carga (7,5 A/div; 2,5 ms/div).

As características das correntes da carga, em termos de valor eficaz, do fator de deslocamento (*FD*) e da taxa de distorção harmônica (*TDH*) são:

• Fase A: *Corrente Eficaz* = 5,39 A, *FD* = 0,976 e *TDH* = 26,32 %;

• Fase B: *Corrente Eficaz* = 6,04 A, *FD* = 0,970 e *TDH* = 22,64 %;

• Fase C: *Corrente Eficaz* = 2,50 A, *FD* = 0,873 e *TDH* = 77,82 %;

As correntes da carga são desequilibradas na ordem de até 59 % e a taxa de distorção harmônica é maior que 20 %. O fator de potência para as duas primeiras fases está em torno de 0,94 e para a última fase é 0,69. A Figura 102, a Figura 103 e a Figura 104 trazem o espectro harmônico das três correntes da carga comparadas à norma IEEE 519-1992 para a fase A, fase B e fase C, respectivamente.

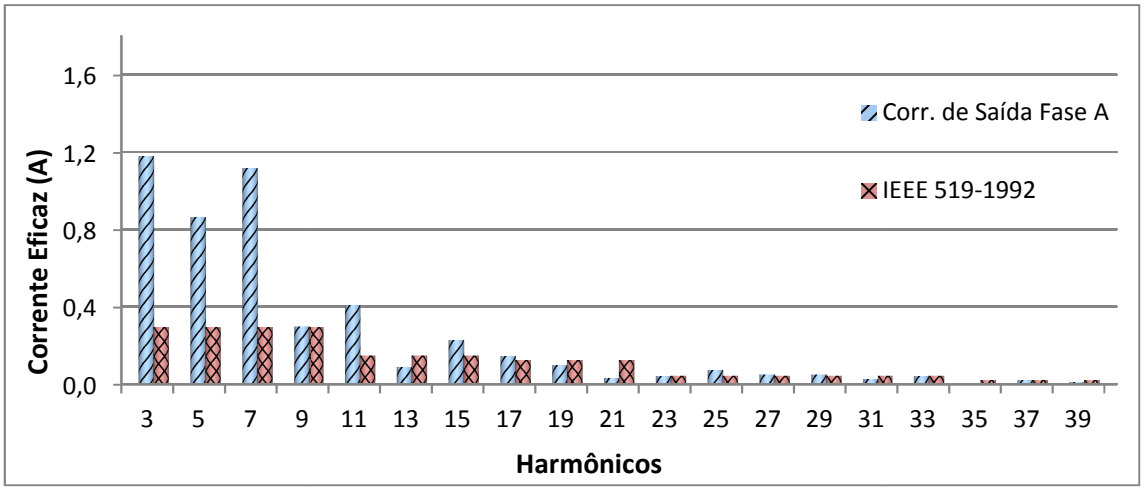


Figura 102 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase A comparado à IEEE 519-1992.

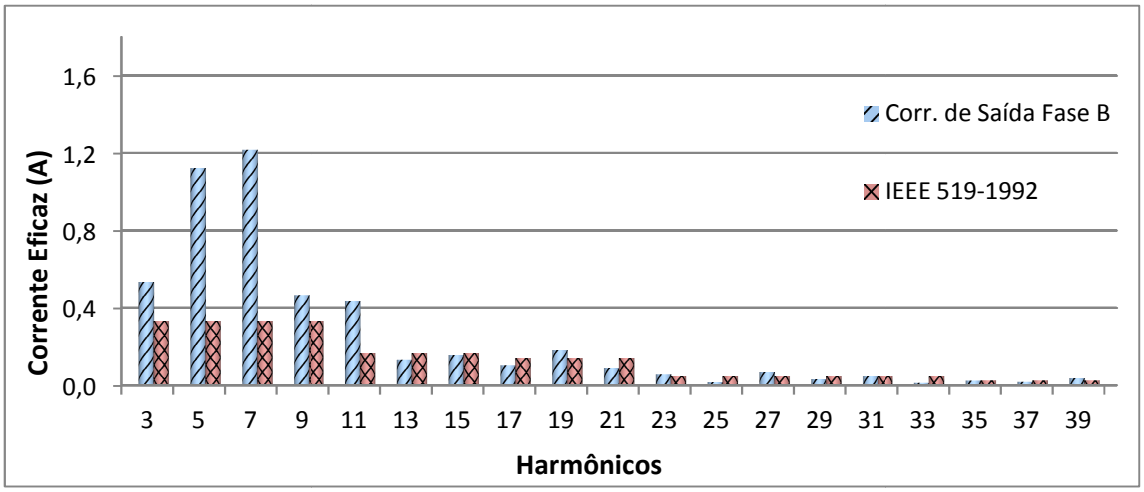


Figura 103 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase B comparado à IEEE 519-1992.

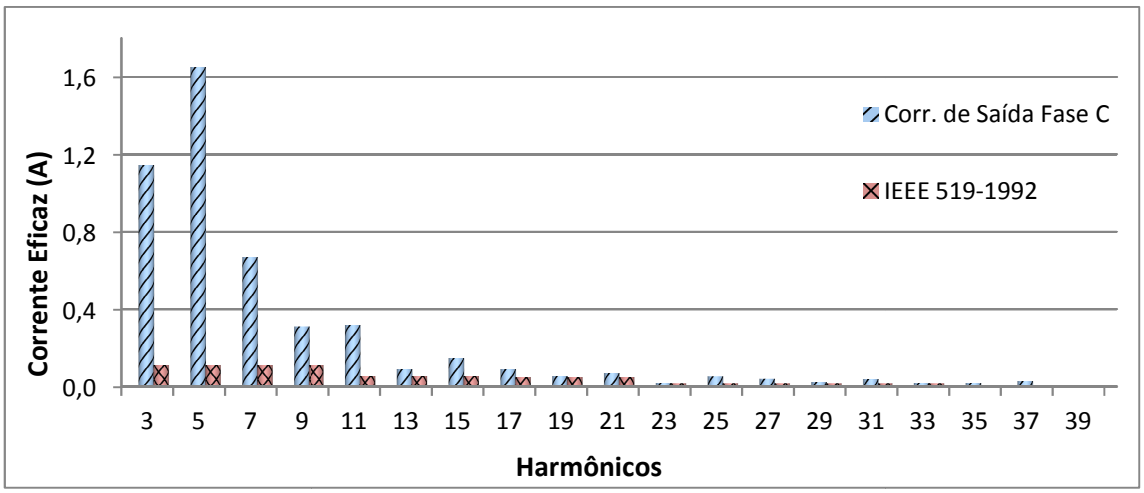


Figura 104 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase C comparado à IEEE 519-1992.

As cargas não-lineares fazem com que as correntes da carga sejam bastante distorcidas e não atendam aos requisitos da IEEE 519-1992 em nenhuma das três fases.

As correntes da rede i_i são mostrada na Figura 105.

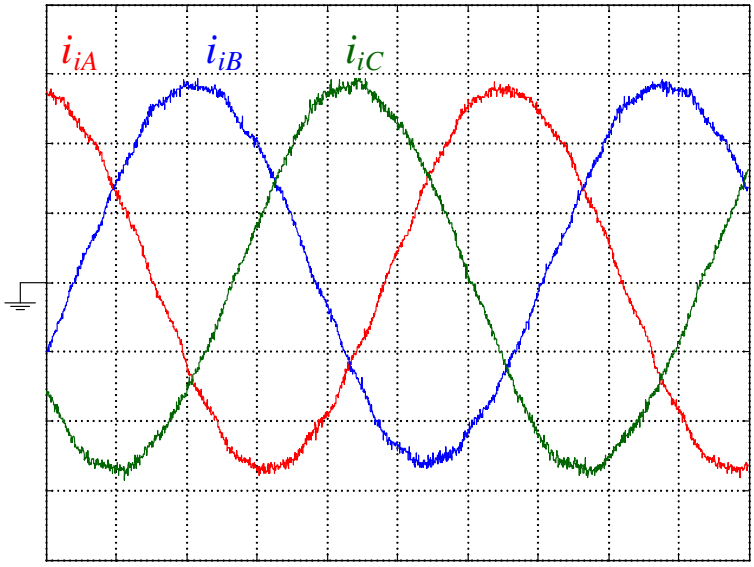


Figura 105 – Correntes na rede (2,5 A/div, 2,5 ms/div).

Apesar da distorção presente na corrente da carga, as correntes na rede são senoidais, equilibradas e com baixa distorção harmônica. A taxa de distorção harmônica das correntes da rede e os valores de corrente eficaz são mostrados abaixo:

- Fase A: *Corrente Eficaz* = 5,82 A e *TDH* = 2,22 %;
- Fase B: *Corrente Eficaz* = 5,75 A e *TDH* = 2,04 %;
- Fase C: *Corrente Eficaz* = 5,83 A e *TDH* = 2,19 %;

O desequilíbrio existente entre as fases é ínfimo e a taxa de distorção harmônica é menor que 3 %. A Figura 106, a Figura 107 e a Figura 108 mostram a comparação do espectro harmônico da corrente na rede com os limites impostos pela IEEE 519-1992 para a fase A, fase B e fase C, respectivamente.

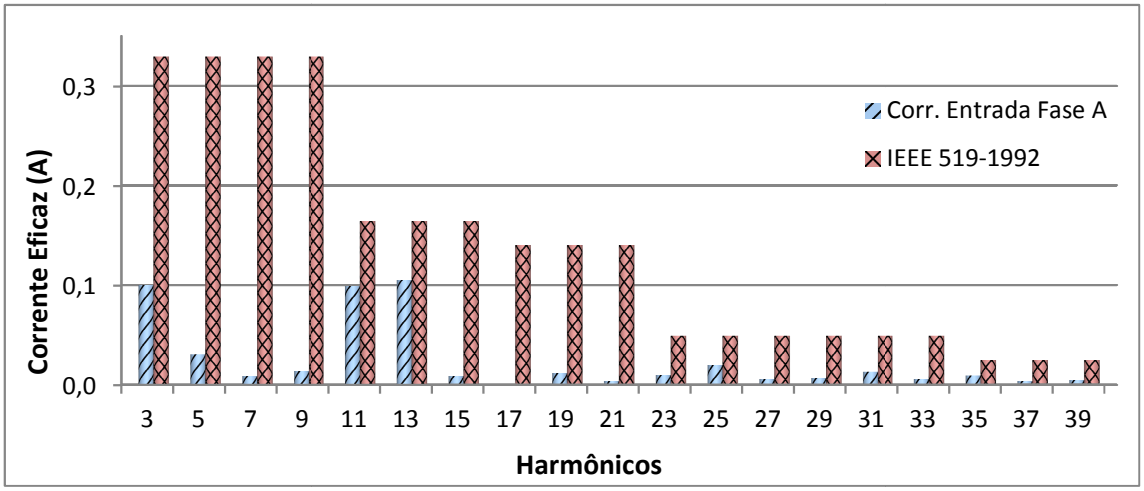


Figura 106 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase A comparado à IEEE 519-1992.

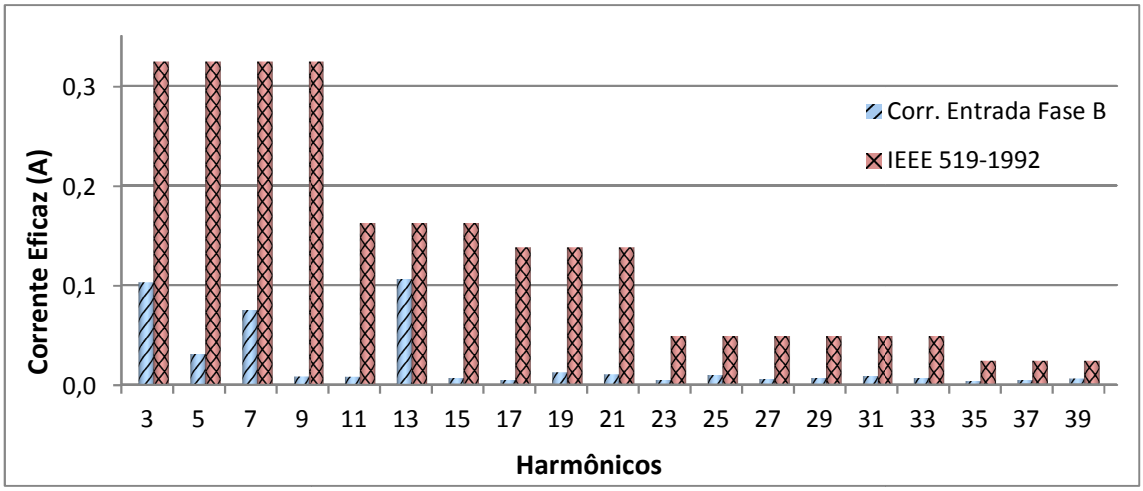


Figura 107 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase B comparado à IEEE 519-1992.

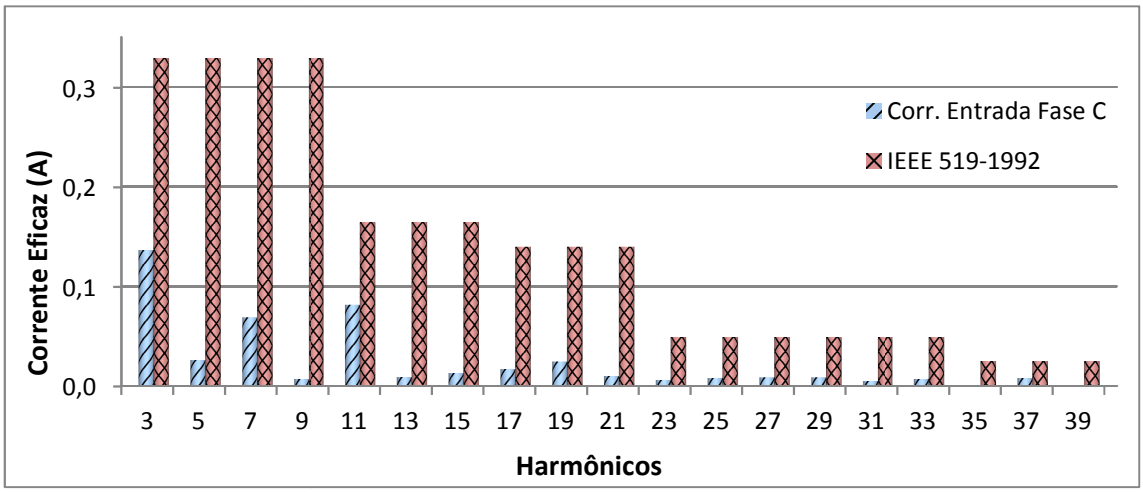


Figura 108 – Espectro harmônico da corrente na rede na fase C comparado à IEEE 519-1992.

As correntes na rede atendem aos requisitos da norma IEE 519-1992. Da mesma forma que foi observado na simulação, o espectro harmônico obtido experimentalmente também mostra que os harmônicos presentes na tensão de entrada do iUPQC influenciam na corrente da rede. Quanto maior a frequência destes harmônicos, maior é sua influência, devido à resposta em frequência do FAS se assemelhar a um filtro passa baixa. O FAS não compensa harmônicos de alta ordem devido à alta impedância dos transformadores de acoplamento.

Tabela XV – Informações da entrada do iUPQC.

	Potência Ativa	Fator de Potência	Fator de Deslocamento
Fase A	646 W	0,992	0,992
Fase B	642 W	0,990	0,990
Fase C	634 W	0,989	0,989

A Tabela XV traz a potência ativa, o fator de potência e o fator de deslocamento da entrada do iUPQC para cada fase. Através da compensação da corrente drenada da rede de alimentação realizada pelo iUPQC, o fator de potência do sistema se tornou próximo ao unitário.

As tensões compensadas indiretamente pelo filtro ativo série v_{fs}, que se encontram sobre os transformadores de acoplamento são mostradas na Figura 109.

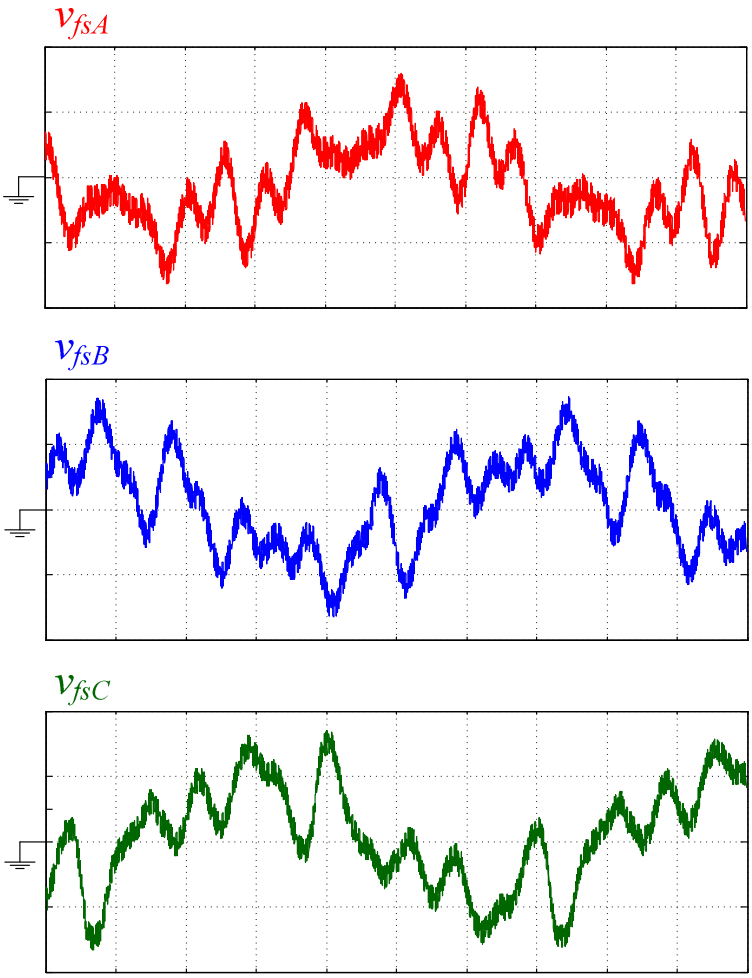


Figura 109 – Tensões compensadas indiretamente pelo FAS e presentes nos transformadores de acoplamento (30 V/div, 2,5 ms/div).

As correntes drenadas pelo filtro ativo paralelo i_{fp} são mostradas na Figura 110.

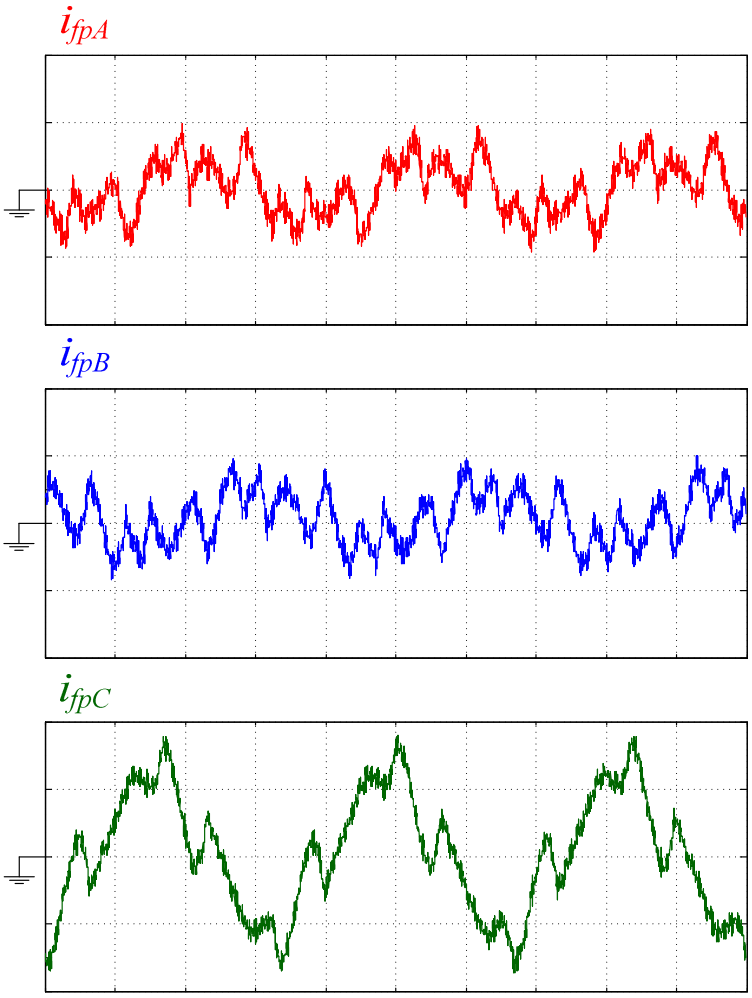


Figura 110 – Correntes drenadas pelo FAP (6 A/div, 5 ms/div).

A Figura 111 mostra a corrente que circula através do neutro. Essa corrente é composta pelos componentes harmônicos de corrente não compensados pelo FAS, sendo que desequilíbrios de amplitude e fase das correntes de entrada do iUPQC também afetam essa corrente.

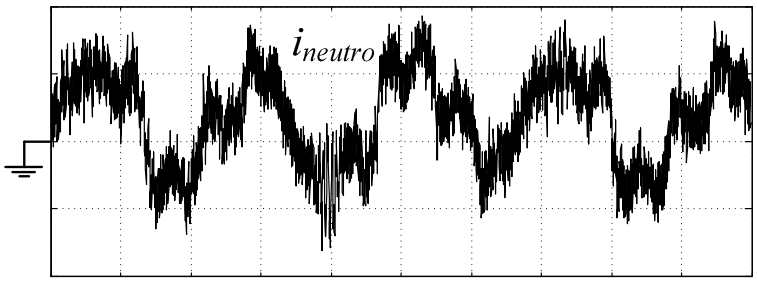


Figura 111 – Corrente através do neutro (400 mA/div, 2,5 ms/div).

A Figura 112 traz as tensões do barramento CC que se encontram equilibradas e com os valores projetados.

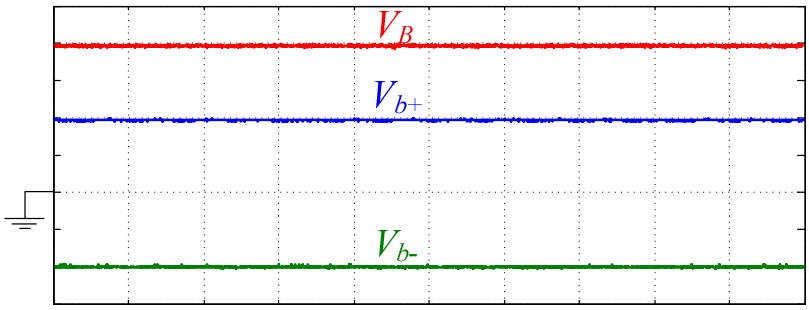


Figura 112 – Tensões no barramento CC (100 V/div, 5 ms/div).

Os resultados obtidos a seguir têm como característica mostrar a resposta dinâmica do iUPQC projetado. Para isso, o sistema foi alimentado com tensão nominal de 127V e com baixa distorção harmônica através da fonte eletrônica FCATHQ 450-38-50, a mesma utilizada nos testes anteriores. Esta fonte permite a emulação de Sag/Swell na tensão fornecida por ela, possibilitando analisar o comportamento do iUPQC perante afundamentos e elevações da tensão da rede. Nos ensaios para aquisição dos resultados mostrados a seguir, utilizou-se carga nominal resistiva. Os resultados foram obtidos em um curto período de tempo, devido à sobrecarga aplicada nos transformadores de acoplamento, os quais se encontravam sob ventilação forçada.

A Figura 113 mostra que as tensões na carga são mantidas equilibradas e com valores de amplitude nominal mesmo diante da queda de tensão de entrada da fase A.

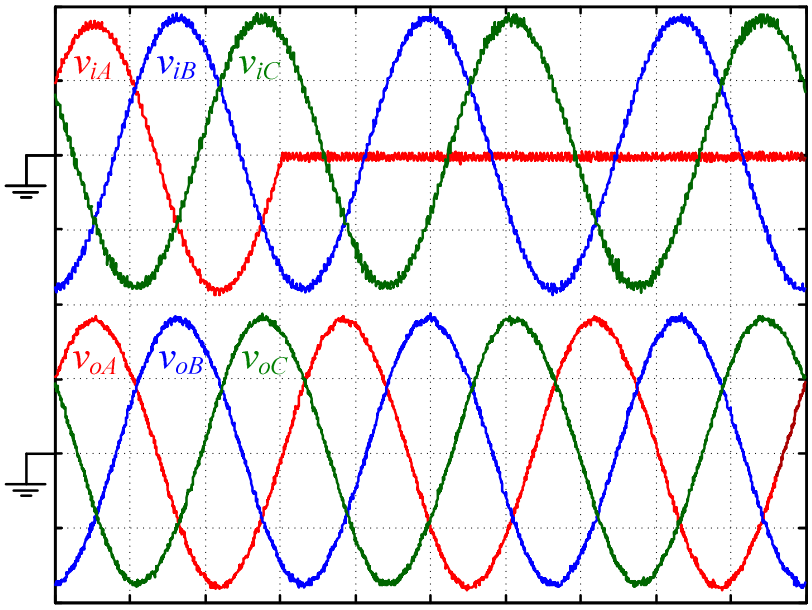


Figura 113 – Tensões de entrada e saída (100 V/div, 5 ms/div) durante a queda de tensão de entrada na fase A.

A Figura 114 mostra o aumento da amplitude das correntes da rede das fases B e C durante uma falta ocorrida na fase A, fazendo com que a tensão da carga seja mantida equilibrada e com amplitude nominal para as três fases.

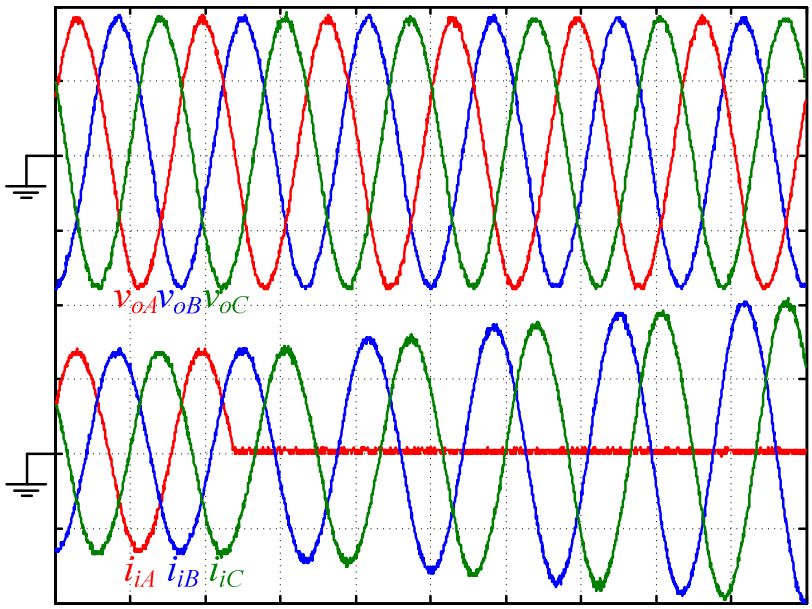


Figura 114 – Tensão da carga (100 V/div, 10 ms/div) e corrente na rede (5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta ocorrida na fase A.

As tensões no barramento CC durante a falta na fase A são mostradas na Figura 115. As tensões são perturbadas, mas se mantêm equilibradas e retornam à estabilidade devido à atuação do controlador de tensão do barramento CC.

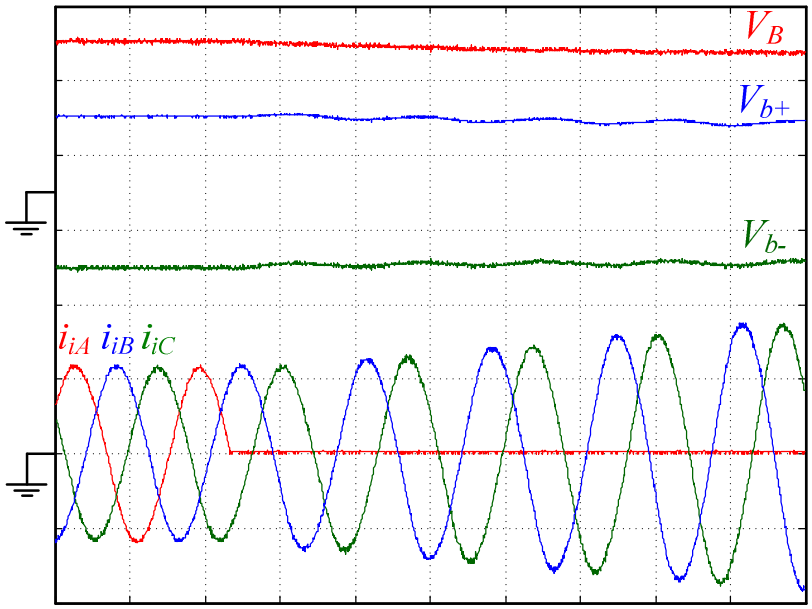


Figura 115 – Tensões no barramento CC e correntes na rede (200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div) durante uma falta na fase A.

A Figura 116 mostra que as tensões na carga se mantêm equilibradas e com valor de amplitude nominal na presença de uma elevação de tensão na entrada do tipo swell.

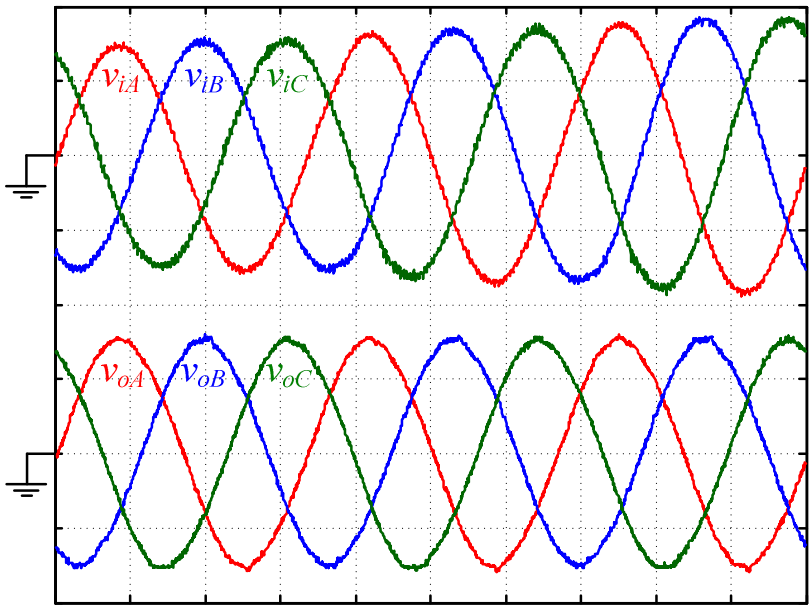


Figura 116 – Tensões de entrada e saída (100 V/div, 5 ms/div) durante um swell nas tensões de entrada.

A Figura 117 mostra as tensões e as correntes na saída do iUPQC durante um degrau de carga de 50 % para 100 % da carga nominal.

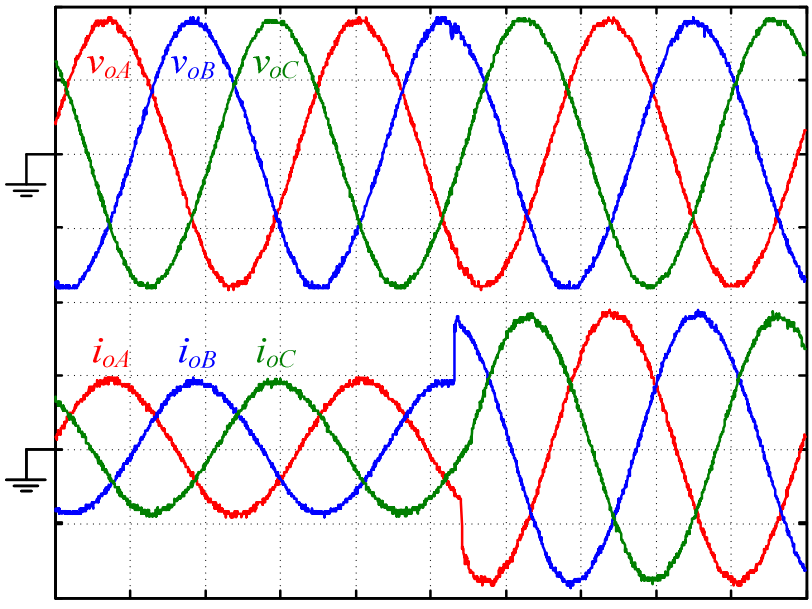


Figura 117 – Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%.

A Figura 118 mostra o comportamento das tensões do barramento CC durante um degrau de carga de 50 % para 100 % da carga nominal. Existe um afundamento da tensão do barramento CC, porém a tensão logo retorna ao seu valor padrão, devido à atuação do controlador de tensão do FAS.

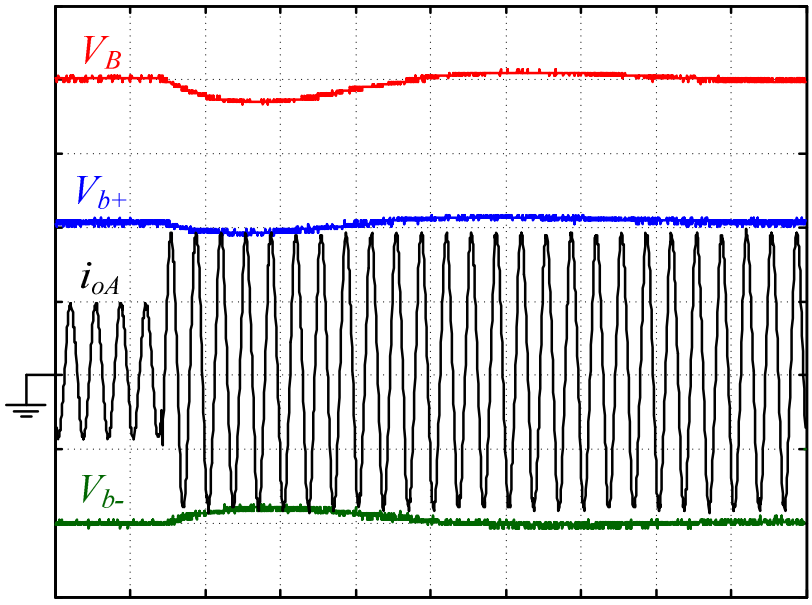


Figura 118 – Tensão do barramento CC (100 V/div, 50 ms/div) e corrente da carga na fase A (5 A/div, 50 ms/div) durante um degrau de carga de 50% para 100%.

A Figura 119 mostra as tensões e as correntes na saída do iUPQC durante um degrau de carga de 100 % para 50 % da carga nominal.

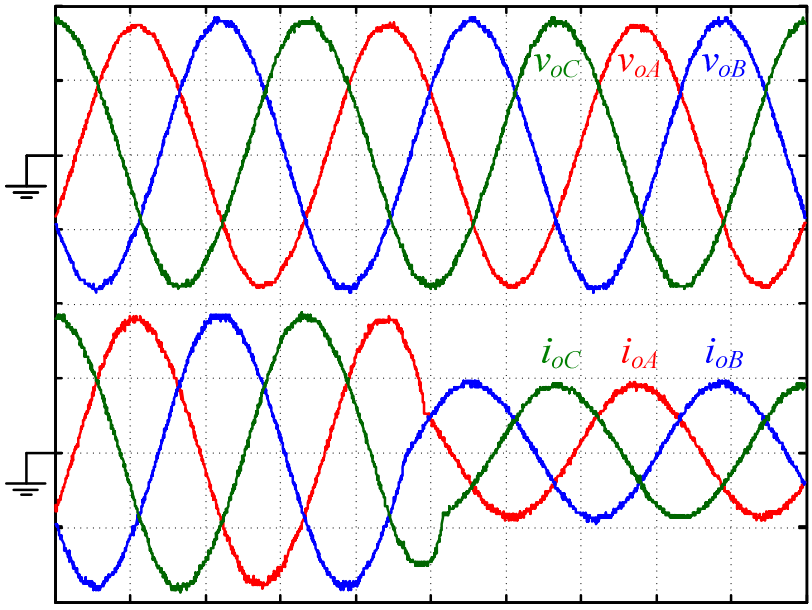


Figura 119 - Tensões e correntes na carga (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%.

A Figura 120 mostra o comportamento das tensões do barramento CC durante um degrau de carga de 100 % para 50 % da carga nominal. Existe uma elevação da tensão do barramento CC, porém a tensão logo retorna ao seu valor padrão, devido à atuação do controlador de tensão do FAS.

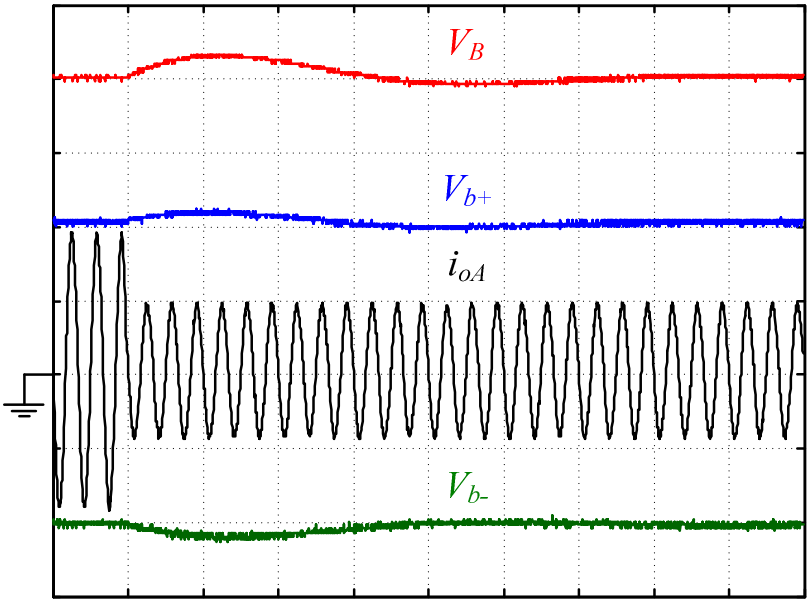


Figura 120 – Tensão do barramento CC (100 V/div, 50 ms/div) e corrente da carga na fase A (5 A/div, 50 ms/div) durante um degrau de carga de 100% para 50%.

6.2.1 Pré-Carga

O sistema de pré-carga do iUPQC desenvolvido foi estudado para que o mesmo possa entrar em operação sem interromper o fornecimento de energia à carga e para que a tensão fornecida à carga não sofra distorções significativas durante o processo de partida do condicionador. O sistema de pré-carga e sua sequência de funcionamento são mostrados na Figura 121.

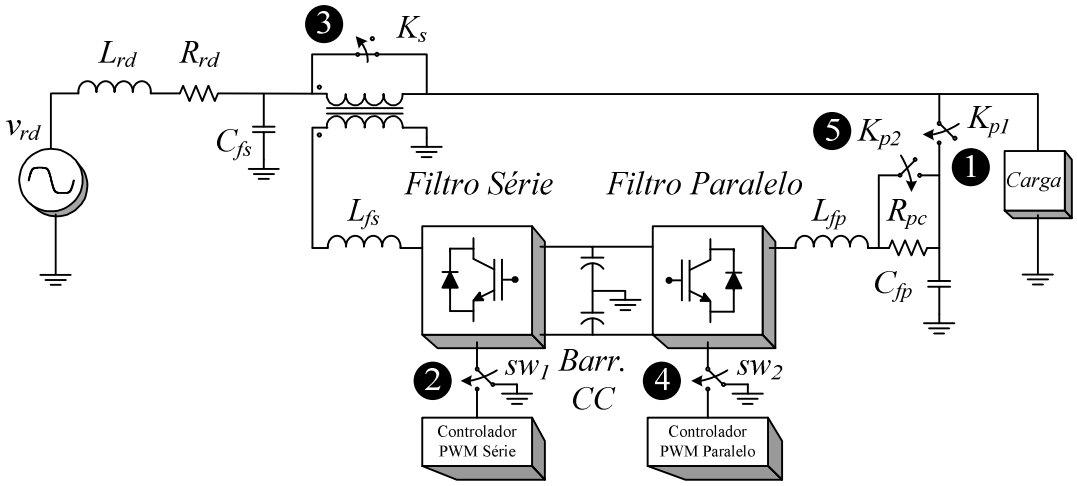


Figura 121 – Sequência de pré-carga do iUPQC.

O sistema de pré-carga possui três contatores, K_s, K_{p1} e K_{p2}, e um resistor de *in-rush*, R_{pc}, para limitar a corrente de partida. Os interruptores sw_1 e sw_2 são usados simbolicamente para mostrar a entrada em funcionamento dos comandos dos filtros ativos.

Os contatores Kp1 e Kp2 estão inicialmente abertos, enquanto que o contator Ks está inicialmente fechado e a comutação dos interruptores de ambos os filtros ativos estão

inicialmente bloqueadas. A sequência de pré-carga inicia quando o contator Kp1 é fechado, fornecendo energia através dos diodos presentes na estrutura do filtro ativo paralelo para carregar o banco de capacitores do barramento CC. Após 340ms, o comando do filtro ativo série é habilitado, fazendo com que a tensão do barramento CC se eleve e, após 1s, o contator Ks é aberto. Após 10ms o comando do filtro ativo paralelo é habilitado, regulando assim a tensão fornecida à carga. Após 100ms o contator Kp2 é fechado, finalizando a sequência de pré-carga. A Figura 122 mostra as tensões no barramento CC e a tensão fornecida à carga para uma das fases durante a sequência de pré-carga.

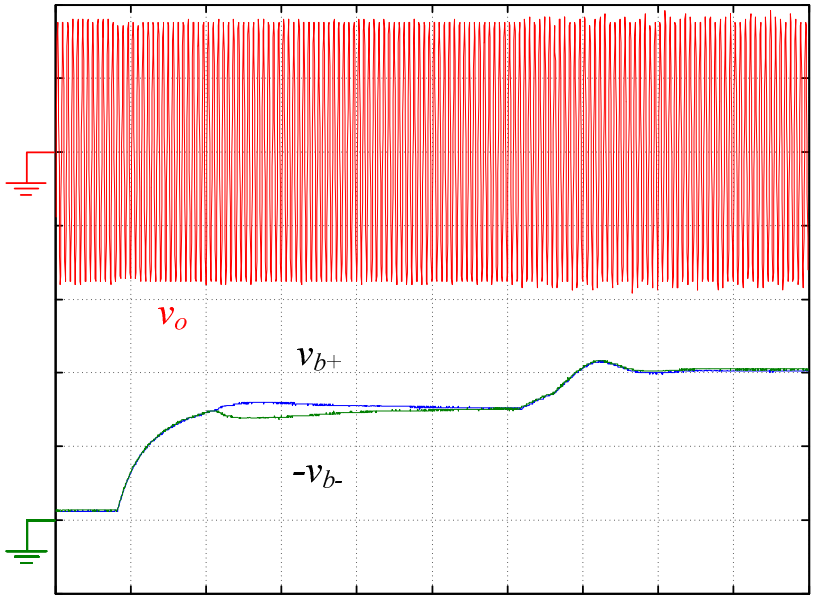


Figura 122 – Tensões do barramento CC e tensão da carga em uma das fases (100 V/div, 250 ms/div) durante a sequência de pré-carga.

Como é possível observar, durante a sequência de pré-carga a tensão fornecida à carga tem sua amplitude mantida, sem interrupções de fornecimento de energia. A sequência de pré-carga, assim como os tempos estabelecidos para cada etapa, foram obtidos experimentalmente através da observação do comportamento do sistema e do fluxo de potência do mesmo.

6.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Os resultados obtidos experimentalmente validaram o projeto do condicionador unificado de qualidade de energia dual. O iUPQC foi capaz de compensar as correntes drenadas da rede de alimentação e de fornecer tensões à carga de modo a atender as recomendações da norma IEEE 519-1992. Apesar da distorção presente na rede de alimentação e do desequilíbrio de tensão entre as fases, o iUPQC garantiu à carga tensões senoidais equilibradas e com baixa distorção harmônica, atendendo aos limites da norma IEEE519-1992. Da mesma forma, apesar das correntes drenadas pelas cargas não-lineares

serem bastante distorcidas, compostas por inúmeras componentes harmônicas, as correntes drenadas da rede através do iUPQC são senoidais, equilibradas, com baixo conteúdo harmônico e se encontram em fase com a tensão de alimentação da rede, tornando o fator de potência próximo ao unitário.

Assim como previsto no projeto e como observado no capítulo das simulações, os harmônicos presentes na rede de alimentação interferem na corrente da rede. Quanto maior a ordem do harmônico, maior a influência na corrente da rede. Isso se deve ao fato de que o filtro ativo série possui uma resposta em frequência semelhante a um filtro passa baixa com frequência de corte em torno de 40 Hz, desta forma, a compensação de corrente para frequências maiores é restrita. Para aumentar a banda passante desse filtro e permitir a compensação de corrente do iUPQC para harmônicos de mais alta frequência é necessário utilizar transformadores de acoplamento do filtro série com impedância de dispersão menores. Em sistemas de maiores potências, as impedâncias destes transformadores se tornam menos influentes, pois quanto maior a potência dos transformadores, menor sua impedância de dispersão. Esta característica limitante do iUPQC implementado não inviabiliza o projeto do mesmo, considerando que a tensão de rede utilizada representa uma rede de alimentação bastante distorcida e que pouco provavelmente seria encontrada em sistemas aonde a corrente drenada da rede é compensada.

O comportamento dinâmico do iUPQC se mostrou satisfatório perante distúrbios na rede de alimentação e degraus de carga. As tensões na carga se mantiveram equilibradas e com valor de amplitude nominal durante a queda de tensão de uma das fases de entrada, durante uma elevação de tensão do tipo *swell* na rede de alimentação e durante os degraus de carga.

O controle de tensão do barramento CC, assim como o controle de desequilíbrio das tensões de barramento, se mostrou eficiente e manteve as tensões no banco de capacitores equilibradas e com o valor projeto mesmo diante de carga não-lineares e degraus de carga.

O sistema de pré-carga desenvolvido atendeu as necessidades e fez com que a partida do iUPQC não interrompesse o fornecimento de energia à carga.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou o condicionador unificado de qualidade de energia dual, iUPQC, que comparado ao UPQC convencional possui a vantagem de operar com referências senoidais. O iUPQC é composto por um filtro ativo série controlado em corrente, o qual impõe uma corrente senoidal, equilibrada, livre de distorções e em fase com a tensão de rede, e por um filtro ativo paralelo controlado em tensão, o qual fornece à carga uma tensão senoidal, regulada, equilibrada e livre de distorções. O controle implementado é analógico baseado na teoria clássica de controladores.

O capítulo 2 trouxe algumas informações a respeito de qualidade de energia, mostrando quais são as principais distorções encontradas na rede de alimentação, suas causas e seus efeitos. A norma IEEE 519-1992 que limita os harmônicos de tensão fornecidos às cargas e os harmônicos de corrente drenados da rede foi apresentada, mostrando as recomendações presentes na mesma. Foram apresentados os principais filtros ativos utilizados para compensação de tensão e corrente, tais como o filtro ativo série e o filtro ativo paralelo, assim como o condicionador unificado de qualidade de energia convencional. Finalizando o capítulo, foi realizada uma introdução trazendo as principais características, o funcionamento e as vantagens do iUPQC.

A estrutura de potência do iUPQC foi definida no terceiro capítulo, mostrando a estrutura trifásica a 4 fios adotada para projeto. Os componentes de potência com características de elementos passivos foram projetados e os componentes semicondutores foram utilizados do projeto [37] que utiliza módulos *Semikron*. Os filtros de alta frequência que compõe o FAS e o FAP foram analisados, mostrando as influências que ocorrem entre eles. Foi observado que o filtro de alta frequência do FAP apresenta uma independência quanto aos demais componentes do circuito, tais como impedâncias da rede, do FAS e do transformador de acoplamento. Por outro lado, o filtro de alta frequência do FAS se mostrou fortemente influenciável pelas demais impedâncias do circuito, incluindo a impedância de rede, do FAP e do transformador de acoplamento. Esta última impedância interferiu significativamente na resposta de frequência do FAS, uma vez que a impedância de dispersão

do transformador de acoplamento é alta, da ordem de 2,33 mH e 0,88 Ω. Esta indutância foi incluída no cálculo da indutância de saída do FAS e por causa do seu alto valor, a banda passante do FAS é reduzida.

Ainda no terceiro capítulo, foi apresentado o fluxo de potência ativa do iUPQC, o qual esta relacionado com a amplitude da tensão de alimentação do sistema, e a análise de potência aparente do sistema, que está relacionada com a TDH e com o fator de deslocamento da corrente da carga.

O capítulo 4 trouxe a modelagem das plantas de corrente de entrada, da tensão do barramento CC e da tensão de desequilíbrio do barramento CC, que fazem parte do FAS e a planta de tensão de saída do FAP. Foram projetados os controladores dos filtros ativos, obtendo os valores dos componentes que irão compor os controladores analógicos. O controladores PI com um pólo adicional que comandam o filtro ativo série foram projetados para controlar a corrente na rede e manter a tensão do barramento CC regulada e equilibrada. O controlador PID com um pólo adicional que comanda o FAP foi projetado para controlar a tensão de saída do iUPQC.

Com o intuito de validar os modelos obtidos e os controladores projetados, o capítulo 5 traz os resultados obtidos através da simulação do iUPQC no software PSIM, sendo esta uma etapa essencial que antecede a implementação prática do condicionador estudado. Os resultados obtidos através da simulação numérica se mostraram satisfatórios, mostrando que o iUPQC projetado é capaz de compensar as tensões fornecidas à carga e as correntes drenadas da rede, mesmo em situações aonde a tensão de alimentação e as correntes da carga possuam taxas de distorção harmônica significativas. As correntes e as tensões compensadas atenderam aos requisitos da norma IEEE 519-1992, validando a estrutura e tornando-a apta a implementação prática. Apesar dos resultados positivos, foi possível observar a banda passante reduzida do FAS, o qual se mostrou mais eficiente compensando harmônicos de menor ordem.

O capítulo 6 apresenta os circuitos eletrônicos que compõe o protótipo do iUPQC desenvolvido e os resultados experimentais obtidos, devidamente comparados à norma IEEE 519-1992. Os resultados obtidos mostram a capacidade de compensação do iUPQC e seu comportamento dinâmico perante a degraus de carga e a diferentes distúrbios na rede de alimentação, como elevações de tensão, falta de fase e queda de tensão. Com a compensação realizada pelo iUPQC, a corrente drenada da rede e a tensão da carga atenderam aos requisitos da norma IEEE 519-1992. Novamente, pode-se observar a banda passante reduzida do FAS, o qual compensou as harmônicas de mais alta frequência, porém não com a mesma eficiência

que compensou os harmônicos de baixa ordem. Esse comportamento do FAS não descaracterizou a eficiência do iUPQC quanto à sua capacidade de compensação, até mesmo porque os resultados atenderam à norma, mas evidenciou a influência direta da impedância do transformador de acoplamento na resposta de frequência do FAS. Além disso, ficou evidenciado que apesar das referências dos controladores serem senoidais, os mesmo devem ser capazes de sintetizar alta frequência, diferentemente do que foi encontrado na literatura [35].

Através das análises de fluxo de potência, simulação e dos resultados obtidos, foi possível observar que a potência processada pelo FAP, nessas condições de projeto, é sempre muito maior que a potência processada pelo FAS. A potência processada pelo FAS está diretamente relacionada à faixa de amplitude de tensão que o iUPQC estará apto a compensar. Como está faixa não abrange 100% do valor de tensão de rede, o FAS não opera com 100% da potência nominal de carga para o qual o FAP foi projetado. O valor de potência processada pelo FAS ficou em torno de 10% do valor de potência de carga para as situações analisadas na simulação e no ensaio experimental. O FAP pode processar até 100% da potência de carga, dependendo do conteúdo harmônico e do fator de deslocamento da corrente de carga.

Visando a continuidade deste trabalho, segue as sugestões de trabalhos futuros:

- Mudança da relação de transformação do transformador de acoplamento e consequente redução da estrutura de potência do filtro ativo série.
- Implementação do controle de potência aparente através da variação do ângulo de tensão de saída em relação à tensão do alimentador.
- Análise e implementação de filtros LCL na saída do filtro ativo série.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] DUNGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality**. 2nd Edition. McGraw-Hill. New York. November 2002.

[2] VEDAM, R. S.; SARMA, M. S. **Power Quality – VAR Compensation in Power Systems**. 1st edition. CRC Press. Boca Raton. August 2008.

[3] BAGGINI, A. **Handbook of Power Quality**. John Wiley & Sons. Italy. 2008.

[4] GHANDEHARI, R.; JALILIAN, A. **Economical Impacts of Power Quality in Power Systems**. *UPEC Universities Power Engineering Conference.* vol. 2, pp. 893-897. September 2004.

[5] IEC 61000-3-2. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16A per phase).** 3rd Edition. 2005.

[6] IEC 61000-3-4. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A.** 1st Edition. 1998.

[7] IEEE Std. 519-1992. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. 1992.

[8] PRODIST. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**. Revisão 4. ANEEL. 2012.

[9] SOUZA, A. F. **Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave**. *Universidade Federal de Santa Catarina*. Florianópolis. Tese de Doutorado. 1998.

[10] TOMASELLI, L. C. **Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243**. *Universidade Federal de Santa Catarina*. Florianópolis. Dissertação de Mestrado. Fevereiro 2001.

[11] PENG F. Z.; ADAMS, D. J. **Harmonic Sources and Filtering Approaches.** *IEEE Industry Applications Magazine*. vol. 7, no. 4, pp. 18-25. August 2001.

[12] AKAGI, H. **New Trends in Active Filters for Power Conditioning.** *IEEE Transactions on Industry Applications.* vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322. December 1996.

[13] LINDEKE, D. **Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1 kVA Usando Técnicas de Controle Analógica e Digital.** *Universidade Federal de Santa Catarina*. Florianópolis. Dissertação de Mestrado. 2003.

[14] LINDEKE, D.; MUSSA, S. A.; DE SOUZA, F. P.; BARBI, I. **Filtro Ativo Monofásico de 1kVA com Controle Digital Utilizando DSP**. *CBA Congresso Brasileiro de Automática*. Setembro 2004.

[15] SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. **A Review of Active Filters for Power Quality Improvement.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* vol. 46, no. 5, pp. 960-971. October 1999.

[16] RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. **Harmonic Voltage Reduction Using a Series Active Filter Under Different Load Conditions**. *IEEE Transaction on Power Electronics.* vol. 21, no. 5, pp. 1394-1402. September 2006.

[17] WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Power Quality Considerations on Shunt/Series Current and Voltage Conditioners.** *International Conference on Harmonics and Quality of Power.* vol. 2, pp. 595-600. October 2002.

[18] KESLER, M.; OZDEMIR, E. **A Novel Control Method for Unified Power Quality Conditioner (UPQC) Under Non-Ideal Mains Voltage and Unbalanced Load Conditions.** *APEC Applied Power Electronics Conference*. pp. 374-379. February 2010.

[19] KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. **A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC).** *IEEE Transactions on Industry Applications.* vol. 45, no. 5, pp. 1897-1902. October 2009.

[20] KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. **A New Control Philosophy for a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) to Coordinate Load-Reactive Power Demand Between Shunt and Series Inverters.** *IEEE Transactions on Power Delivery*. vol. 23, no. 4, pp. 2522-2534. October 2008.

[21] GHOSH, A.; JINDAL, A. K.; JOSHI, A. **A Unified Power Quality Conditioner for Voltage Regulation of Critical Load Bus.** *IEEE Power Engineering Society General Meeting.* vol. 1, pp. 471-476. June 2004.

[22] FUJITA, H.; AKAGI, H. **The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters.** *PESC Power Electronics Specialists Conference.* vol. 1, pp. 494-501. June 1996.

[23] MUTHU, S.; Kim, J. M. S. **Steady-State Operating Characteristics of Unified Active Power Filters.** *APEC Applied Power Electronics Conference.* vol. 1, pp. 199-205. February 1997.

[24] RAHIM, N. A.; MEKHILEF, S.; ZAHRUL, I. **A Single-Phase Active Power Filter for Harmonic Compensation.** *IEEE International Conference on Industrial Technology*. pp. 1075-1079. December 2005.

[25] DIAS, J.; MEZAROBA, M.; RECH, C.; MICHELS, L.; BUSARELLO, T.D.C. **Controle Digital Simplificado para um Compensador Unificado de Qualidade de Energia.** *CBA Congresso Brasileiro de Automática*. vol. 1, pp. 2549-2556. Setembro 2010.

[26] DIAS, J. **Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controle Digital.** *Universidade do Estado de Santa Catarina.* Joinville. Dissertação de Mestrado. 2009.

[27] MORAN, S. **A Line Voltage Regulator/Conditioner For Harmonic Sensitive Load Isolation.** *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. vol. 1, pp. 947-951. October 1989.

[28] JOU, H. -L.; WU, J.-C.; TSAI, C.; WU, K.-D.; HUANG, M.-S. **Novel Line-Interactive Uninterruptible Power Supply**. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. vol. 151, no. 3, pp. 359-364. May 2004.

[29] KWON, B.-H.; CHOI, J.-H.; KIM, T.-W. **Improved Single-Phase Line-Interactive UPS**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 48, no. 4, pp. 804-811. August 2001.

[30] DA SILVA, S. A. O.; DONOSO-GARCIA, P.; CORTIZO, P. C.; SEIXAS, P. F. **A Three-Phase Line-Interactive UPS System Implementation with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Capabilities**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 38, no. 6, pp. 1581-1590. December 2002.

[31] KAMRAN, F.; HABETLER, T. G. **A Novel On-Line UPS With Universal Filtering Capabilities**. *PESC Power Electronics Specialists Conference*. vol. 1, pp. 500-506. June 1995.

[32] AREDES, M.; FERNANDES, R. M. **A Dual Topology of Unified Power Quality Conditioner: the iUPQC.** *EPE European Conference on Power Electronics and Applications.* pp. 1-10. September 2009.

[33] AREDES, M.; FERNANDES, R. M. **A Unified Power Quality Conditioner With Voltage Sag/Swell Compensation Capability**. *COBEP Power Electronics Conference.* pp. 218-224. October 2009.

[34] FRANÇA, B. W.; DA SILVA, L. F.; AREDES, M. **Comparison Between Alpha-Beta and DQ-PI Controller Applied to iUPQC Operation.** *COBEP Power Electronics Conference.* pp. 306-311. September 2011.

[35] AREDES, M.; FRANÇA, B. W.; ROLIM, L. G. B. **Frequency Switching Analysis of an iUPQC with Hardware-In-The-Loop Development Tool.** *EPE European Conference on Power Electronics and Applications.* pp. 1-6. September 2011.

[36] DA SILVA, S. A. O. **Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interative Trifásico com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela.** *Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte*. Tese de Doutorado. Dezembro2001.

[37] CARDOSO, F. L. **Projeto de Um Retificador Bidirecional com Elevado Fator de Potência com Controle por Valores Médios Instantâneos Implementado no DSP TMS320F2812.** *Universidade do Estado de Santa Catarina*. Joinville. Dissertação de Mestrado. Maio 2006.

[38] AREDES, M. **Active Power Line Conditioners.** *Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin.* Berlim. PhD Thesis. March 1996.

[39] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4ª Edição. Pearson Prentice Hall. São Paulo. 2003.

[40] SPERB, J. D. **Projeto de Um Inversor Trifásico com Snubber de Undeland Regenerativo e Controle Digital Implementado no DSP TMS320F2812**. *Universidade do Estado de Santa Catarina*. Joinville. Dissertação de Mestrado. 2007.

[41] BARBI, I.; NOVAES, Y. R.; SOUZA, F. P.; BORGONOVO, D. **Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência**. Eletrônica de Potência. vol. 7, no. 1, pp. 1-14. Florianópolis. Novembro 2002.

[42] BARBI, I. **Eletrônica de Potência.** 6ª Edição. Florianópolis. 2002.

[43] BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis, 2001.

[44] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronic**. 2ª edição. Springer. Boulder. 2001.

[45] EMADI, A.; NASIRI, A.; BEKIAROV, S. B. **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters.** 1st edition. CRC Press. Chicago. October 2004.

[46] GIACOMINI, N.; SPERB, J. D.; HEERDT, J. A.; MEZAROBA, M.; BATSCHAUER, A. L. **Generic Generator of Three-Phase Periodic Signals for Application in AC Power Sources.** *COBEP Power Electronics Conference*. pp. 1060-1065. September 2007.