

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1147

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONDICIONADOR UNIFICADO
DE QUALIDADE DE ENERGIA**

Camilo Lelis Mota de Paula

DATA DA DEFESA: 30/09/2019

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONDICIONADOR
UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA**

Camilo Lelis Mota de Paula

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

Orientador: Prof. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte - MG

Setembro de 2019

P324p	<p>Paula, Camilo Lelis Mota de. Projeto e desenvolvimento de um condicionador unificado de qualidade de energia [recurso eletrônico] / Camilo Lelis Mota de Paula. – 2019. 1 recurso online (108 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.</p> <p>Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Apêndices: f. 93-104.</p> <p>Bibliografia: f. 105-108. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Harmônicos (Ondas elétricas) - Teses. I. Morais, Lenin Martins Ferreira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3(043)</p>
-------	--

Ficha catalográfica: Biblioteca Profº Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

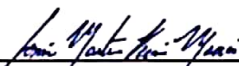
**"Projeto e Desenvolvimento de um Condicionador Unificado de
Qualidade de Energia"**

Camilo Lelis Mota de Paula

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

Aprovada em 30 de setembro de 2019.

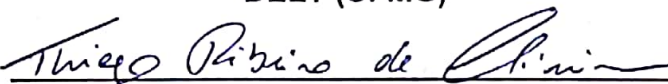
Por:



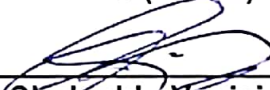
Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG) - Orientador



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



Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
Instituto de Eng. Elétrica (UNIFEI)

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus por me dar sabedoria, coragem e proteção, me permitindo superar todas as dificuldades.

A minha mãe Maria Abília, exemplo de força e paciência. Também sou grato ao meu falecido pai Doraci Felipe, que conforta meu coração com as lembranças de sua alegria e carisma. Sem a força e o imenso cuidado de vocês eu não conseguiria seguir em frente.

A minha namorada Edilene, que jamais me negou apoio, carinho, e incentivo. Obrigado, por aguentar tantas crises de estresse e ansiedade. Sem você do meu lado esse trabalho não seria possível.

A todos os professores que contribuíram com a minha trajetória acadêmica, especialmente ao Lenin Martins Ferreira Morais por sua dedicação, amizade e orientação. Obrigado por esclarecer tantas dúvidas e constantemente me incentivar e motivar.

Ao Tiago de Sá, Rafael, Clodualdo, pela paciência, contribuição e apoio no desenvolvimento da bancada.

Aos companheiros de viagem, foram muitos casos, risadas, discussões e companheirismo em diversos congestionamentos enfrentados na BR381.

A UNIFEI e o CCEE pelo investimento em minha capacitação.

Aos amigos e colegas de trabalho, pelo convívio, risadas, companhia, companheirismo e alegria no dia a dia.

Por fim, ao PPGEE/UFMG, por toda estrutura e pela oportunidade.

*"A diferença entre a teoria e a prática é maior na prática do que na teoria."
(Autor Desconhecido)*

Resumo

Esse trabalho apresenta o projeto e desenvolvimento de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia de 7,6kVA, amplamente conhecido pela sigla UPQC. O mesmo consiste em um projeto capaz de compensar problemas de qualidade de energia combinando as características de um filtro ativo de potência série e paralelo. Assim, ele é capaz de corrigir as distorções harmônicas de tensão e corrente, além de compensar reativos e regular a tensão entregue para a carga. O controle do sistema será baseado nos referenciais síncrono e estacionário, permitindo uma comparação entre eles, onde serão abordados os procedimentos de modelagem dos filtros ativos de potência, além do projeto e ajuste dos controladores. Para síntese de componentes harmônicas, que fogem da faixa de passagem do controlador, serão utilizados controladores ressonantes, que aplicam um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada de maneira a eliminar o erro em regime permanente. Além disso, serão apresentados outros detalhes da implementação do UPQC, como por exemplo, técnica de sincronização com a rede, dimensionamento do projeto, técnica de modulação utilizada, dimensionamento do filtro de conexão à rede, detalhes do comissionamento, carregamento inicial do barramento CC e proteções implementadas. Além de discussões e conclusões relacionadas aos resultados obtidos por meio do protótipo UPQC, tais como: respostas dos sistemas de controle implementados, injeção de potência reativa, injeção de correntes harmônicas, restauração de tensão, síntese de tensões desbalanceadas, e síntese de componentes harmônicas de tensão.

O projeto e desenvolvimento do UPQC irá garantir um protótipo operacional, com potência de até 7,6kVA, corrente máxima de $20A_{rms}$, máxima frequência de chaveamento de 15kHz, barramento de corrente contínua capaz de operar com até 750V e podendo ser aplicado a testes de cargas lineares e não lineares. Permitindo assim a validação de teorias e simulações computacionais, com uma perspectiva fiel das dificuldades reais de implementação.

Palavras-chaves: Filtro Ativo de Potência; Qualidade de Energia; Harmônicos; UPQC.

Abstract

This work presents the design and development of a 7.6kVA Unified Power Quality Conditioner, widely known by the acronym UPQC. It consists of a project capable of compensating power quality problems by combining the characteristics of a series and shunt power active filter. Thus, it is able to correct the harmonic voltage and current distortions, in addition to compensating reactive and regulate the voltage supplied to the load. The control of the system will be based on synchronous and stationary references frame, allowing a comparison between them, where the modeling procedures of active power filters will be addressed, in addition to the design and adjustment of controllers. For the synthesis of harmonic components, which escape from the passage range of the controller, resonant controllers will be used, which apply an infinite gain in the selected resonance frequency, in such a way to eliminate the error in permanent regime. In addition, other details of UPQC implementation will be presented, such as for example, grid synchronization technique, project sizing, modulation technique used, grid connection filter sizing, commissioning details, initial loading of the DC bus and protections implemented. Besides discussions and conclusions related to the results obtained through the UPQC prototype, such as responses of the implemented control systems, reactive power injection, harmonic current injection, voltage restoration, unbalanced voltage synthesis, and synthesis of harmonic voltage components.

The design and development of the UPQC will ensure an operational prototype, with power up to 7.6kVA, maximum current of $20A_{\text{rms}}$, maximum switching frequency of 15kHz, direct current bus capable of operating up to 750V and can be applied to tests of linear and non-linear loads. This allows the validation of theories and computational simulations with an exact perspective of the real difficulties of implementation.

Key-words: Power Active Filter; Power Quality; Harmonics; UPQC.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Número de publicações com o termo UPQC	21
Figura 2 – Diagrama unifilar da estrutura do UPQC	22
Figura 3 – Conversor com filtro LCL	23
Figura 4 – Diagrama de blocos DDSRFPLL	26
Figura 5 – Célula genérica de desacoplamento de componentes para o DDSRFPLL	26
Figura 6 – Resposta em frequência do controle em malha fechada	29
Figura 7 – Diagrama unifilar do sistema	32
Figura 8 – <i>Ripple</i> de corrente do FAP paralelo em função do barramento CC e da frequência de chaveamento	34
Figura 9 – Resposta em frequência para o filtro LCL do FAP paralelo	35
Figura 10 – <i>Ripple</i> de corrente do FAP série em função do barramento CC e da frequência de chaveamento	36
Figura 11 – Diagrama de bode para o filtro LCL do FAP série	37
Figura 12 – Diagrama do sistema para o controle do FAP paralelo	38
Figura 13 – Diagrama simplificado do Sistema para o Controle do FAP paralelo . .	38
Figura 14 – Diagrama de blocos do controle de corrente do FAP paralelo	39
Figura 15 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP paralelo	41
Figura 16 – Diagrama do barramento CC do UPQC	41
Figura 17 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC	42
Figura 18 – Curvas referentes ao controle de tensão do barramento CC	43
Figura 19 – Diagrama de blocos do controle de potência reativa do UPQC	44
Figura 20 – Curvas referentes ao controle de potência reativa do FAP paralelo . . .	45
Figura 21 – Comparação entre os controladores com e sem as parcelas ressonantes para a malha de corrente	46
Figura 22 – Modelo do Sistema para o Controle do FAP série	47
Figura 23 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP série	49
Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de tensão para o transformador mono- fásico do FAP série	50
Figura 25 – Curvas referentes ao controle de tensão do FAP série	51
Figura 26 – Resposta em frequência fazendo uma comparação entre os controlado- res com e sem as parcelas ressonantes	52
Figura 27 – Resposta em frequência fazendo uma comparação entre o controlador com e sem as parcelas ressonantes	53
Figura 28 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial síncrono	54
Figura 29 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial estaci- onário	54

Figura 30 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial síncrono	55
Figura 31 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial estacionário	55
Figura 32 – Resposta do controlador de corrente para o eixo de quadratura.	58
Figura 33 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do barramento CC	58
Figura 34 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de potência reativa do FAP paralelo	59
Figura 35 – Formas de onda apresentando a compensação de harmônicos pelo FAP paralelo	60
Figura 36 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de corrente do eixo direto do FAP série	61
Figura 37 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do eixo de quadratura do FAP série	61
Figura 38 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do eixo direto do FAP série	62
Figura 39 – Formas de onda apresentando a compensação do FAP série	63
Figura 40 – Visão geral do protótipo do UPQC	65
Figura 41 – Visão interna do painel elétrico do UPQC	66
Figura 42 – Filtros de saída do FAP série e paralelo	67
Figura 43 – Transformadores de conexão do FAP série e paralelo	67
Figura 44 – Placas de comando e condicionamento de sinais do UPQC	68
Figura 45 – Conversor <i>back-to-back</i> utilizado no protótipo do UPQC	69
Figura 46 – Circuito de comandos e sensores de medições utilizado no protótipo UPQC	69
Figura 47 – Desempenho do algoritmo de sincronismo	71
Figura 48 – Pré-carga automática com teste do <i>chopper</i>	71
Figura 49 – Diagrama de proteção e alarmes	72
Figura 50 – Resposta do controlador de corrente de eixo de quadratura do FAP paralelo	75
Figura 51 – Resposta do controlador de tensão do barramento CC	75
Figura 52 – Resposta do controlador de potência reativa do FAP paralelo	76
Figura 53 – Resposta do controlador de tensão de eixo direto do FAP série	76
Figura 54 – Resposta do controlador de tensão no eixo quadratura do FAP série	77
Figura 55 – Formas de onda referentes aos testes de injeção de potência reativa no PAC	78
Figura 56 – Formas de onda com injeção de 5 ^a e 7 ^a harmônicas de corrente	80
Figura 57 – Restauração de tensão no PAC	81
Figura 58 – Referência de tensões de fase a serem impostas pelo FAP série	82

Figura 59 – Expectativa de tensão no PAC	82
Figura 60 – Tensões de linha medidas no PAC	83
Figura 61 – THD e formas de onda para injeção de 5 ^a e 7 ^a harmônicas de tensão	85
Figura 62 – Formas de onda para o teste de funcionamento completo do UPQC	86
Figura 63 – Formas de onda para o teste de funcionamento completo do UPQC	87
Figura 64 – Interpretação geométrica das transformadas de Clarke e Park	95
Figura 65 – Combinações possíveis das chaves de um inversor	96
Figura 66 – Vetores espaciais de tensão do inversor trifásico	97
Figura 67 – Sequência de comutação dos setores 1 e 2	97
Figura 68 – Sequência de comutação dos setores 3, 4, 5 e 6	98
Figura 69 – Diagrama de potência do protótipo UPQC	99
Figura 70 – Diagrama de comando do protótipo UPQC	100
Figura 71 – Diagrama referente ao módulo de entradas analógicas do protótipo UPQC	101
Figura 72 – Diagrama referente ao módulo de entradas digitais do protótipo UPQC	102
Figura 73 – Diagrama referente ao módulo de Relés do protótipo UPQC	103
Figura 74 – Diagrama do circuito de simulação do protótipo UPQC	104

Lista de tabelas

Tabela 1 – Sequências harmônicas para retificadores trifásicos	30
Tabela 2 – Principais características inversor Semikron.	31
Tabela 3 – Dados do transformador de conexão do FAP série	32
Tabela 4 – Dados dos transformadores de conexão do FAP série	33
Tabela 5 – Dados dos elementos do filtro LCL para o lado do FAP paralelo	33
Tabela 6 – Dados dos elementos do filtro LCL para o lado do FAP série	36
Tabela 7 – Ganhos do controlador PI de corrente do FAP paralelo	40
Tabela 8 – Ganhos do controlador PI de controle do barramento CC	43
Tabela 9 – Ganhos do controlador PI para o controle de potência reativa	45
Tabela 10 – Parâmetros dos controladores PIR projetados	46
Tabela 11 – Ganhos do controlador PI de corrente do FAP série	48
Tabela 12 – Ganhos do controlador PI para o controle de tensão do FAP série	50
Tabela 13 – Parâmetros do controlador PIR projetado para o controlador de corrente	51
Tabela 14 – Parâmetros do controlador PIR projetado para o controlador de tensão	52
Tabela 15 – THD nas correntes da rede e da carga	59
Tabela 16 – Valor de pico e THD das tensões da rede e da carga, com controle no referencial dq	62
Tabela 17 – Valor de pico e THD das tensões da rede e da carga, com controle no referencial $\alpha\beta$	62
Tabela 18 – Descrição das proteções e alarmes diversos.	72
Tabela 19 – Resultados para injeção de potência reativa pelo UPQC	77
Tabela 20 – Injeção de referencial harmônico pelo UPQC	79
Tabela 21 – Resultados para restauração de tensão no PAC	80
Tabela 22 – Resultados para síntese de tensões desbalanceadas no PAC	83
Tabela 23 – Injeção de referencial harmônico pelo UPQC	84
Tabela 24 – Parâmetros de referência utilizados.	86

Lista de abreviaturas e siglas

AC	<i>Alternating Current</i>	41
CC	<i>Corrente Contínua</i>	19
CEMIG	<i>Companhia Energética de Minas Gerais</i>	31
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>	68
DC	<i>Direct Current</i>	42
DDSRF-PLL	<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop</i>	25
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>	57
FAP	<i>Filtro Ativo de Potência</i>	18
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>	74
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>	31
LCCE	<i>Laboratório de Conversão e Controle de Energia</i>	67
LPF	<i>Low Pass Filter</i>	37
PAC	<i>Ponto de Acoplamento Comum</i>	22
PI	<i>Proporcional-Integral</i>	27
PIR	<i>Proporcional Integral Ressonante</i>	28
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>	25
PRODIST	<i>Procedimentos de Distribuição</i>	74
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	23
SSR	<i>Solid State Relay</i>	70
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>	27
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>	59
TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>	70
UNIFEI	<i>Universidade Federal de Itajubá</i>	31
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>	19

Lista de símbolos

C_f	Capacitor do filtro LCL	23
$Dd0$	Primário e secundário do transformador fechados em delta com defasamento nulo	31
G_{MC}	Representação da malha interna de corrente	42
K_{IPLL}	Ganho integral do PI da DDSRFPLL	37
K_{IRCP}	Ganho integral ressonante do controlador de corrente do FAP paralelo	46
K_{IRCS}	Ganho integral ressonante do controlador de corrente do FAP série	51
K_{IRVS}	Ganho integral ressonante do controlador de tensão do FAP série	52
K_{IR}	Ganho Integral do termo ressonante	28
K_{ICP}	Ganho integral do controlador de corrente do FAP paralelo	40
K_{ICS}	Ganho integral do controlador de corrente do FAP série	48
K_{IQP}	Ganho integral do controlador de potência reativa	44
K_{IVP}	Ganho integral do controlador de tensão do barramento CC	42
K_{IVS}	Ganho integral do controlador de tensão do FAP série	50
K_I	Ganho Integral do controlador	29
K_{MQ}	Ganho intrínseco da malha de potência reativa	44
K_{MV}	Ganho intrínseco da malha de tensão do barramento CC	42
K_{PPLL}	Ganho proporcional do PI da DDSRFPLL	37
K_{PCP}	Ganho proporcional do controlador de corrente do FAP paralelo	40
K_{PCS}	Ganho proporcional do controlador de corrente do FAP série	48
K_{PQP}	Ganho proporcional do controlador de potência reativa	44
K_{PVP}	Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento CC	42
K_{PVS}	Ganho proporcional do controlador de tensão do FAP série	50
L	Indutor do filtro LCL referenciado do lado do conversor	23
L_g	Indutor do filtro LCL referenciado do lado da rede	23
L_{CP}	Indutor do lado do conversor do filtro LCL do FAP paralelo	38
L_{CS}	Indutor do lado do conversor do filtro LCL do FAP série	48
L_{GP}	Indutor do lado da rede do filtro LCL do FAP paralelo	38
L_{eqP}	Indutância equivalente do filtro LCL do FAP paralelo	38
L_{tm}	Indutância do transformador monofásico	36
L_{tt}	Indutância do transformador trifásico	33
P_b	Potência reativa máxima	24
P_{AC}	Potência do lado de corrente alternada	42
P_{DC}	Potência do lado de corrente contínua	42
Q^*	Referência de controle de potência reativa	54
Q_{LCL}	Parcela reativa referente ao filtro LCL	54

R_d	Resistor de amortecimento do filtro LCL	23
R_{AS}	Resistor de amortecimento do filtro LCL do FAP série	49
R_{CS}	Resistor do lado do conversor do filtro LCL do FAP série	48
R_{eqP}	Resistência equivalente do filtro LCL do FAP paralelo	38
T_s	Período de chaveamento	96
$V_{chave max}$	Tensão máxima de operação dos transistores	24
V_{dc}	Tensão do barramento CC	24
$V_{linha rms}$	Tensão de linha RMS	24
$\%_{fund}$	Valor percentual em relação a componente fundamental	59
ΔI_{Lmax}	Máxima variação de corrente no indutor	24
α	Componente perpendicular à β no referencial estacionário	55
$\alpha\beta$	Sistema de coordenadas no referencial estacionário	27
\vec{V}_0	Vetor nulo de tensão do inversor trifásico com a combinação 000	96
\vec{V}_7	Vetor nulo de tensão do inversor trifásico com a combinação 111	96
β	Componente perpendicular à α no referencial estacionário	55
$\delta_{i_{LCL}\%}$	<i>Ripple</i> de corrente percentual do filtro LCL	24
$\delta_{i_{LC}\%}$	<i>Ripple</i> de corrente percentual do filtro LC	24
$\delta_{i_L\%}$	<i>Ripple</i> de corrente percentual do filtro L	24
ω	Valor da frequência fundamental	28
ω_1	Frequência fundamental	30
ω_c	Banda de passagem do termo ressonante	28
ω_g	Frequência angular nominal da rede elétrica da concessionária	39
ω_{CCP}	Frequência angular de corte da malha fechada de corrente do FAP paralelo	39
ω_{CCS}	Frequência angular de corte da malha fechada de corrente do FAP série	51
ω_{CQP}	Frequência angular de corte da malha fechada de potência reativa	44
ω_{nDC}	Frequência angular natural da malha fechada de tensão do barramento CC	42
ω_{nVS}	Frequência angular natural da malha fechada de tensão do FAP série	50
ω_{sw}	Frequência angular de chaveamento do conversor	39
τ_{CCP}	Constante de tempo da malha fechada de controle de corrente do FAP paralelo	44
\vec{v}_{ref}	Vetor de tensão de saída para modulação SVPWM	96
ζ	Constante de amortecimento do controle	42
abc	Sistema de coordenadas no referencial natural trifásico	27
c	Indicação de potência reativa capacitiva	77
cap	Indicação de potência reativa capacitiva	77
d	Componente de eixo direto	27
dq	Sistema de coordenadas no referencial síncrono	27

$f_{c_{CP}}$	Frequência de corte da malha fechada de corrente do FAP paralelo	40
$f_{c_{CS}}$	Frequência de corte da malha fechada de corrente do FAP série	48
$f_{c_{QP}}$	Frequência de corte da malha fechada de potência reativa	45
$f_{n_{DC}}$	Frequência natural da malha fechada de tensão do barramento CC	43
$f_{n_{VS}}$	Frequência natural da malha fechada de tensão do FAP série	50
f_{rede}	Frequência da rede	34
f_{res}	Frequência de ressonância	33
f_{sw}	Frequência de chaveamento do conversor	24
h	Ordem da harmônica compensada pelo controlador ressonante	28
i	Indicação de potência reativa indutiva	77
i_{DC}	Corrente de carga do barramento CC	41
i_{LD}	Corrente de descarga do barramento CC	41
i_{MS}	Corrente circulando pelos transformadores monofásicos do FAP série	49
i_{Pd}	Corrente de eixo direto na saída do conversor FAP paralelo	55
i_{Pq}	Corrente de eixo quadratura na saída do conversor FAP paralelo	55
i_{h5}	Referência harmônica para corrente de 5 ^a ordem	86
i_{h7}	Referência harmônica para corrente de 7 ^a ordem	86
i_{hd}	Corrente harmônica de referência de eixo direto	54
i_{hq}	Corrente harmônica de referência de eixo quadratura	54
ind	Indicação de potência reativa indutiva	77
n	Número de controladores ressonantes	29
q	Componentes de eixo de quadratura	27
r	Constante real que define a relação entre duas indutâncias	24
v'_{G_d}	Tensão nominal de eixo direto da rede	42
v_{G_q}	Tensão de quadratura da rede	43
v_{TSa}	Referência de tensão para fase A do FAP série	86
v_{TSb}	Referência de tensão para fase B do FAP série	86
v_{TSc}	Referência de tensão para fase C do FAP série	86
v_b	Tensão eficaz de linha	34
v_{h5}	Referência harmônica para tensão de 5 ^a ordem	86
v_{h7}	Referência harmônica para tensão de 7 ^a ordem	86
x	Percentual de potência reativa	24

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
2	REVISÃO TEÓRICA	21
2.1	Filtro LCL de conexão à rede	23
2.2	Algoritmo de sincronismo - <i>Phase Locked Loop (PLL)</i>	25
2.3	Transformadas de Clarke e Park	26
2.4	Modulação SVPWM	27
2.5	Estratégias de controle	27
2.6	Controlador ressonante	28
2.7	Considerações finais do capítulo	30
3	PROJETO DO SISTEMA UPQC	31
3.1	Projeto e escolha dos transformadores de conexão	32
3.2	Projeto do filtro LCL	33
3.2.1	Filtro LCL conectado ao FAP Paralelo	33
3.2.2	Filtro LC conectado ao FAP Série	35
3.3	PLL	37
3.4	Controle do filtro ativo de potência paralelo	37
3.4.1	Malha de controle de corrente	38
3.4.2	Malha de controle de tensão do barramento CC	41
3.4.3	Malha de controle de potência reativa	43
3.4.4	Controle ressonante: adição à malha de corrente	45
3.5	Controle do Filtro Ativo de Potência Série	47
3.5.1	Malha de controle de corrente	47
3.5.2	Malha de controle de tensão	49
3.5.3	Controle ressonante: adição a malha de corrente e tensão	51
3.6	Sistema de controle completo do UPQC	54
3.7	Considerações finais do capítulo	56
4	SIMULAÇÃO DO SISTEMA UPQC	57
4.1	Simulação do FAP paralelo	57
4.1.1	Resposta do controle de corrente	57
4.1.2	Resposta do controle de tensão do barramento CC	58
4.1.3	Resposta do controle de potência reativa	58
4.1.4	Injeção de correntes harmônicas pelo FAP paralelo	59
4.2	Simulação do FAP série	60

4.2.1	Resposta do controle de corrente	60
4.2.2	Resposta do controle de tensão	61
4.2.3	Injeção de tensões harmônicas pelo FAP série	62
4.3	Considerações finais do capítulo	63
5	MONTAGEM E COMISSONAMENTO DA BANCADA	65
5.1	Protótipo experimental	65
5.1.1	Filtros de saída do FAP série e paralelo	66
5.1.2	Transformadores de conexão	67
5.1.3	Circuitos de comando e condicionamento de sinais	67
5.1.4	Conversor <i>back-to-back</i>	69
5.1.5	Sistema de comando e medição de sinais	69
5.2	Desempenho do algoritmo de sincronismo	70
5.3	Teste de pré-carga e <i>chopper</i>	71
5.4	Proteção e Alarmes	72
5.5	Considerações finais do capítulo	72
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	74
6.1	Respostas aos degraus nas referências dos controladores PI projetados	74
6.2	Injeção de potência reativa no PAC	77
6.3	Injeção de correntes harmônicas no PAC	78
6.4	Restauração de tensão no PAC	80
6.5	Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAP série	81
6.6	Síntese de componentes harmônicas de tensão pelo FAP série	84
6.7	Execução simultânea de todas as funções do UPQC	85
6.8	Considerações finais do capítulo	87
7	CONCLUSÃO	89
7.1	Publicações	91
7.2	Propostas de continuidade	91
	 APÊNDICES	 93
	APÊNDICE A – TRANSFORMADAS DE CLARKE E PARK	94
	APÊNDICE B – MODULAÇÃO SV-PWM	96
	APÊNDICE C – DIAGRAMAS FUNCIONAIS	99
	 REFERÊNCIAS	 105

1 Introdução

De acordo com o relatório [IRENA \(2019\)](#) houve um aumento de 107,5% na capacidade total de energia renovável mundial entre os anos de 2009 e 2018. Esses dados apontam um considerável crescimento na geração de energia renovável, podendo-se destacar as gerações eólicas e fotovoltaicas ([AHRABIAN; SHAHNIA; HAQUE, 2006](#)). Além disso, o grande número de cargas não lineares ligadas a rede elétrica ([RIBEIRO et al., 2015](#)) demandaram uma preocupação correlacionada à qualidade da energia, tanto das concessionárias quanto dos consumidores. Problemas com a energia elétrica normalmente significam prejuízo, como por exemplo, o mau funcionamento ou a parada de uma máquina, que podem causar até mesmo a avaria de certos equipamentos.

Pensando em um sistema ideal, a tensão fornecida pelo sistema de distribuição deve ser senoidal com amplitude e frequência fixas, sem distorções e também balanceada no caso de um sistema trifásico. Já as correntes drenadas pelas cargas devem ser senoidais, sem distorções e em fase com a tensão no ponto de conexão comum. Pode-se dizer que variações deste padrão representam um problema de qualidade ([STEFANELLO; GRÜNDLING; SCAPINI, 2010](#)). Dentre esses problemas, podem-se destacar as componentes harmônicas, desequilíbrio e flutuação de tensão, e o consumo de energia reativa.

Os equipamentos baseados em conversores eletrônicos de potência são algumas das principais fontes de harmônicos, pois alteram a natureza senoidal da corrente. Esses conteúdos harmônicos levam ao aumento de perdas e aquecimento de dispositivos eletromagnéticos, como por exemplo, motores e transformadores ([IEEE, 2014](#)). O uso de filtros de potência são uma alternativa de diminuição e até mesmo remoção dos problemas citados acima. De maneira simplificada, os filtros são equipamentos conectados à rede elétrica com a finalidade de eliminar distorções de tensão da rede e compensar harmônicas de corrente solicitadas pela carga. Algumas alternativas para tal correção são os filtros passivos, ativos e a associação entre ambos denominados filtros híbridos ([FENILI, 2007](#)).

Os filtros passivos são obtidos através da associação de capacitores, indutores e resistores de potência e são as opções mais utilizadas nas indústrias, pois são de fácil instalação e sua utilização, já bastante consolidada, lhes garante confiabilidade ([CASTRO; BRAGA; SILVA, 2015](#)). Além disso, são simples de serem projetados, extremamente robustos e de baixo custo, porém possuem alguns pontos negativos, como limitação na compensação devido a dinâmica da carga, tamanhos elevados de acordo com o projeto e pouca flexibilidade.

Os [FAPs \(*Filtro Ativo de Potências*\)](#) são equipamentos ou sistemas que incorporam circuitos eletrônicos, semicondutores de potência, filtros e elementos armazenadores

de energia (indutor ou capacitor), capaz de compensar a potência reativa e harmônica das cargas não lineares. Comparados aos filtros passivos, eles apresentam melhores características de compensação (CASTRO; BRAGA; SILVA, 2015). Como são controlados, permitem a compensação mais precisa e exigem tipicamente menos componentes passivos. Porém, o uso exclusivo de filtros ativos de potência eleva consideravelmente o custo do projeto (AHRABIAN; SHAHNIA; HAQUE, 2006; IEEE, 2014). Como alternativa aos custos elevados, tem-se as configurações de filtros híbridos, sendo uma combinação de filtros ativos e passivos. Eles têm como proposta a redução da potência, tamanho e custo dos dispositivos semicondutores empregados na parte ativa do conjunto.

Tendo em vista esse cenário e a necessidade de mitigar os problemas de qualidade de energia, os filtros ativos são uma solução dinâmica e ajustável. Eles têm sido foco de inúmeros trabalhos nos últimos anos, podendo-se destacar as topologias de filtro ativo de potência paralelo e em série (KHADKIKAR, 2012).

O filtro ativo paralelo é um dos mais utilizados para eliminação de correntes harmônicas, compensação de potência reativa e balanceamento de correntes desequilibradas. Ele é, em geral, colocado junto às cargas não lineares em razão das correntes harmônicas que estas produzem. Idealmente, estes filtros injetam correntes de compensação iguais, mas em oposição de fase, para cancelar as componentes harmônicas ou reativas no ponto de conexão. Em complemento, o filtro ativo série é utilizado na eliminação de tensões harmônicas, para balancear e regular as tensões nos terminais da carga ou da fonte. Os filtros série são menos comuns do que os filtros paralelos, em virtude de terem que suportar a corrente da carga, o que implica na utilização de componentes tipicamente mais caros, mais volumosos e mais pesados. No entanto, são ideais para a eliminação de tensões harmônicas e balanceamento de tensões em sistemas trifásicos (EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000).

A combinação dos filtros série e paralelo compartilhando um mesmo barramento CC (*Corrente Contínua*) dão origem ao Condicionador Unificado de Qualidade de Energia. A configuração baseada em um sistema *back-to-back* realmente chamou a atenção quando Fujita e Akagi (1998) provaram a aplicação prática desta topologia com resultados experimentais de 20kVA. Eles nomearam este dispositivo como UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*), desde então o nome tem sido popularmente utilizado pela maioria dos pesquisadores (KHADKIKAR, 2012).

O presente trabalho consiste no estudo e na implementação de um UPQC, onde se englobam as características de um filtro ativo série (corrigindo as distorções harmônicas de tensão), e as características de um filtro ativo paralelo (corrigindo as distorções harmônicas de corrente). Além disso, é capaz de compensar reativos e regular a tensão entregue para a carga. O seu controle é baseado no referencial síncrono e estacionário utilizando-se das transformadas de Clark e Park, permitindo que os fenômenos instantâneos em sistemas

trifásicos sejam estudados usando uma formulação eficiente e simples (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

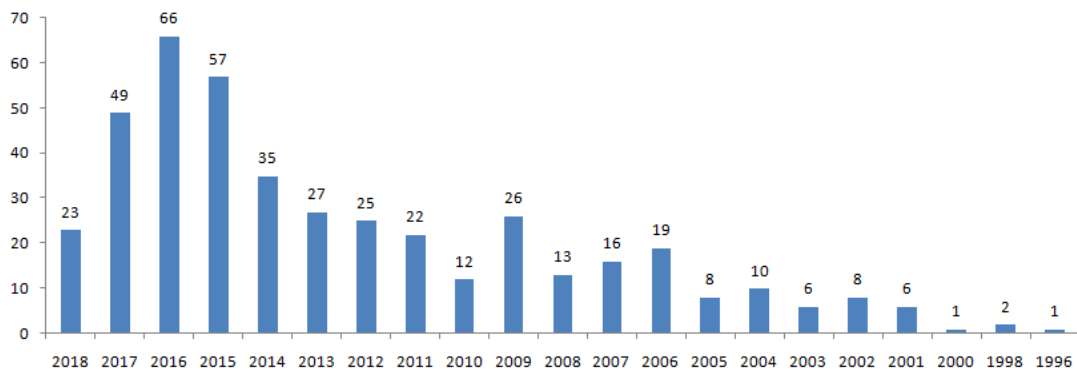
O objetivo desse projeto é a construção e comissionamento de um protótipo, com potência de 7,6kVA, corrente máxima de $20A_{\text{rms}}$, máxima frequência de chaveamento de 15kHz, barramento CC capaz de operar com até 750V e podendo ser aplicado a testes de cargas lineares e não lineares. Além disso, serão avaliados os impactos da variação da frequência de chaveamento e também da utilização do controle no referencial síncrono e estacionário. Esse protótipo será um patrimônio permanente do laboratório para futuras pesquisas, permitindo a realização de testes experimentais que poderão validar as teorias e simulações computacionais, com uma apresentação fiel das dificuldades de implementação física.

Ao longo deste trabalho o texto segue uma ordem cronológica das etapas de projeto e desenvolvimento do UPQC. Inicialmente o capítulo 2 descreve a revisão teórica utilizada no trabalho, buscando esclarecer as escolhas de projeto, onde é apresentado um breve estado da arte do UPQC e em seguida descrito os aspectos teóricos do filtro LCL de conexão à rede, algoritmo de sincronismo, transformadas de coordenadas, modulação SVPWM, estratégias de controle e controlador ressonante. O capítulo 3 descreve todo o projeto do sistema UPQC, apresentando as escolhas e cálculos dos transformadores de conexão, do filtro LCL, do algoritmo de sincronismo, controle do FAP paralelo e controle do FAP série. O capítulo 4 descreve a simulação do sistema UPQC, buscando representar o protótipo físico com a maior semelhança possível no ambiente computacional escolhido. Essa etapa permite a realização de testes que podem antecipar dificuldades na implementação física da bancada. O capítulo 5 descreve a montagem e comissionamento da bancada, apresentando sua estrutura, onde serão discutidos o desempenho do algoritmo de sincronismo, pré-carga, teste do *chopper*, proteções e alarmes. O capítulo 6 descreve os resultados experimentais, apresentando respostas aos degraus, injeção de potência reativa, injeção de correntes harmônicas, restauração de tensão, síntese de tensões desbalanceadas, síntese de componentes harmônicas de tensão e execução simultânea de todas as funções do UPQC. Por fim, serão apresentadas as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade.

2 Revisão teórica

Tem sido sempre um desafio manter a qualidade de energia elétrica dentro dos limites aceitáveis. Os FAPs tornaram possível mitigar alguns dos principais problemas de forma eficaz, sendo uma alternativa amplamente utilizada na área de melhoria da qualidade de energia (KHADKIKAR, 2012). O UPQC é um dos membros da família FAP, onde as funcionalidades dos filtros paralelo e série são integradas para obter um controle sobre vários problemas de qualidade de energia simultaneamente. Este capítulo se destina a fornecer uma revisão bibliográfica sobre o tema UPQC, que vem sendo discutido pelo meio científico. Pesquisando no *Web of Science*, artigos contendo a palavra UPQC ou *Unified Power Quality Conditioner* em seu título, tem-se um resultado de 432 artigos publicados no período de 1996 a novembro de 2018, onde mais da metade foram publicados nos últimos cinco anos, conforme apresentado na Figura 1.

Figura 1 – Publicações contendo no título o termo UPQC ou *Unified Power Quality Conditioner*.

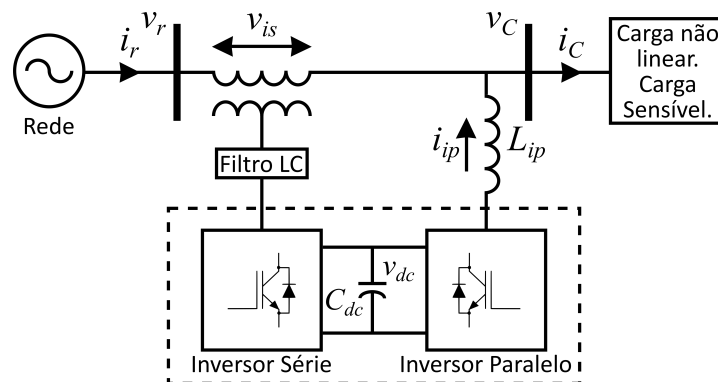


Fonte: autoria própria com dados retirados do site *web of Science*.

Dentre os FAPs, temos os tipos paralelo e série como os mais importantes. O FAP paralelo é o mais apropriado para resolver os problemas relacionados a corrente, enquanto que o FAP série é o mais adequado para resolver problemas relacionados a tensão. No entanto, a instalação de dois dispositivos separados para compensar problemas de qualidade de energia relacionados a tensão e corrente, de forma independente, pode não ser uma solução economicamente viável. Com isso, de acordo com Khadkikar (2012), Moran (1989) descreveu um sistema baseado em FAPs série e paralelo com conexão *back-to-back* utilizando um reator CC comum, que teria um menor custo. A configuração do sistema inversor *back-to-back* realmente chamou a atenção quando Fujita e Akagi (1998) demonstraram a aplicação prática desta topologia com resultados experimentais de 20kVA. Eles nomearam este dispositivo como *Unified Power Quality Conditioner*, e desde então o nome UPQC tem sido popularmente utilizado por muitos pesquisadores.

Os **FAPs** com conexão paralela buscam compensar harmônicos de corrente e potência reativa, corrigindo o fator de potência do sistema. Já os **FAPs** com conexão série trabalham para compensar harmônicos de tensão, afundamentos, elevações, desequilíbrios, sobretensões e subtensões (WATANABE; AREDES, 1998; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Trata-se, portanto, de uma solução que atende simultaneamente a necessidade dos consumidores e das concessionárias, visto que as cargas são alimentadas por tensões de boa qualidade e a corrente drenada da rede é senoidal e em fase com a tensão da rede. Isso impede a distorção das tensões no **PAC** (*Ponto de Acoplamento Comum*) e diminui a potência aparente circulando no sistema elétrico (FUJITA; AKAGI, 1998). A Figura 2 apresenta o diagrama unifilar da configuração de um sistema **UPQC**.

Figura 2 – Diagrama unifilar da estrutura do **UPQC**.



Fonte: adaptado de Khadkikar (2012).

Os principais componentes deste sistema são:

1. Dois inversores com conexão *back-to-back*, sendo um responsável por atuar como **FAP** paralelo e outro como um **FAP** série;
2. Filtro passivo do lado paralelo, usado para conectar o inversor paralelo à rede, além de reduzir os impactos devido ao chaveamento no sistema elétrico. Neste ponto, pode haver também um transformador de isolamento com relação de transformação adequada para reduzir a tensão nominal do inversor;
3. Barramento **CC** comum entre os inversores que pode ser composto por um capacitor ou um indutor. Na Figura 2, o mesmo é composto por um capacitor que interconecta os dois inversores e também mantém um nível de tensão **CC** constante através deles;
4. Filtro passivo do lado série que funciona como um filtro passa-baixa, ajudando a minimizar os efeitos do chaveamento;
5. Transformador de injeção série que é utilizado para conectar o inversor série na rede. Uma relação de transformação adequada pode ser utilizada para reduzir a corrente ou tensão nominal do inversor.

O trabalho publicado por Khadkikar (2012) deixa claro o quanto é amplo o estudo de um **UPQC**, onde é feita uma revisão com mais de 150 publicações, trazendo uma

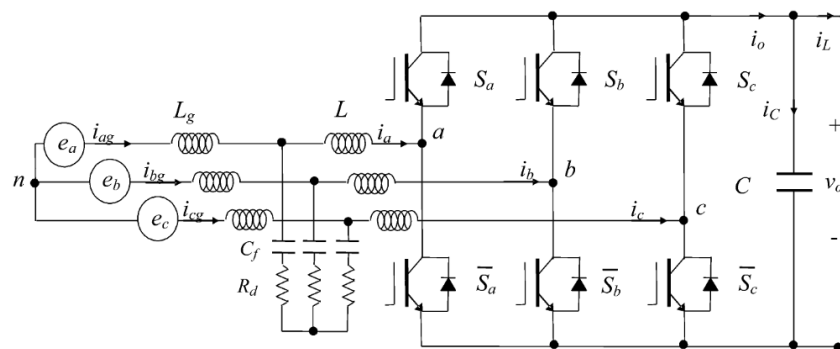
visão global e apresentando diversas variações de suas estruturas físicas e métodos de controle. De acordo com o autor, dentre as possíveis técnicas de controle desse sistema, duas são amplamente utilizadas, sendo elas, teoria da potência instantânea ou teoria $\alpha\beta$ (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) e o método de referencial síncrono ou teoria dq (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995). Esses métodos transferem os sinais de tensão e corrente do quadro abc para o referencial estacionário (teoria $\alpha\beta$) ou síncrono (teoria dq) para separar as grandezas fundamentais e harmônicas.

De acordo com essa variedade de estudos citadas por Khadkikar (2012), faz-se necessário optar por algumas estratégias de projeto e controle para cumprir o objetivo final de projeto e desenvolvimento de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia. Desta forma, as próximas seções apresentam uma revisão teórica das principais configurações de projeto, algoritmos, ferramentas matemáticas e estratégias de controle aplicadas a esse trabalho.

2.1 Filtro LCL de conexão à rede

Os conversores estáticos de potência acionados através de Modulação por Largura de Pulso, mais conhecida pela sigla em inglês PWM (*Pulse Width Modulation*), produzem harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento que podem prejudicar o funcionamento ou até mesmo danificar equipamentos sensíveis a distúrbios eletromagnéticos. Assim, é necessário o uso de filtros que diminuam os impactos do chaveamento no sistema elétrico. Existem hoje diversas configurações de filtros aplicados a melhoria da qualidade da energia fornecida pelos conversores estáticos, como o L, LC, LCL, LLCL, entre outros. Um dos mais empregados é o filtro LCL, o qual pode ser aplicado a uma ampla faixa de potências com valores menores de capacitância e indutância quando comparados as estruturas com menos componentes passivos (REZNIK et al., 2014). A Figura 3 apresenta a topologia do filtro LCL como utilizado para esse projeto.

Figura 3 – Conversor com filtro LCL.



Fonte: Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005).

Para o cálculo dos parâmetros L , L_g , C_f e R_d , utilizou-se a metodologia proposta

por Reznik et al. (2014). Inicialmente o ripple de corrente percentual $\delta_{i_L\%}$ do filtro composto apenas pelo indutor L é definido após a escolha da atenuação percentual $\delta_{i_{LC}\%}$ do filtro LC e do ripple final de corrente $\delta_{i_{LCL}\%}$ desejado para o filtro LCL, que se correlacionam pela Equação 2.1. A partir destas escolhas, obtém-se o *ripple* de corrente absoluto ΔI_{Lmax} pela Equação 2.2 e a tensão do barramento CC V_{dc} de acordo com as limitações impostas pela Equação 2.3, onde $V_{chave|max}$ é a tensão máxima de operação dos transistores. De acordo com Lang et al. (2005), sugere-se operar o barramento com $1,73 \times V_{linha|rms}$.

$$\delta_{i_L\%} = \frac{\delta_{i_{LCL}\%}}{\delta_{i_{LC}\%}} \quad (2.1)$$

$$\Delta I_{Lmax} = \delta_{i_L\%} \cdot I_{max} \quad (2.2)$$

$$2|v_{fase}^{pico}| < V_{dc} < \frac{V_{chave|max}}{2} \quad (2.3)$$

A definição do indutor L do lado do conversor é definida pela Equação 2.4, onde f_{sw} é a frequência de chaveamento do conversor. De acordo com Zeng et al. (2010), é possível definir valores máximos e mínimos para L de acordo com a Equação 2.5.

$$L = \frac{V_{dc}}{6f_{sw}\Delta i_{Lmax}} \quad (2.4)$$

$$\frac{V_{dc}}{8f_{sw}\Delta i_L} \leq L \leq \frac{\sqrt{V_{dc}^2 - 4|v_{fase}^{pico}|}}{2\pi f_{rede}i_{max}} \quad (2.5)$$

O capacitor C_f é definido pela Equação 2.6 e deve ser limitado pela potência reativa máxima P_b e pela tensão de linha ($v_b = V_{linha|rms}$). De acordo com Reznik et al. (2014), orienta-se utilizar x igual à 5%.

$$C_f = \frac{xP_b}{2\pi f_{rede}v_b^2} \quad (2.6)$$

A especificação do indutor L_g do lado da rede é realizada a partir da expressão $L_g = rL$, onde r é uma constante real que define a relação entre as duas indutâncias (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). A constante r pode ser relacionada com

a atenuação percentual $\delta_{i_{LC\%}}$ do filtro LC de acordo com a Equação 2.7, onde $ax = LC_f(2\pi f_{sw})^2$.

$$\delta_{i_{LC\%}} = \frac{1}{|1 + r(1 - ax)|} \quad (2.7)$$

A frequência de ressonância pode ser obtida a partir da Equação 2.8. Para redução do pico ressonante, acrescenta-se o resistor de amortecimento R_d , onde seu valor deve ser um terço da impedância do capacitor na frequência de ressonância. (REZNIK et al., 2014).

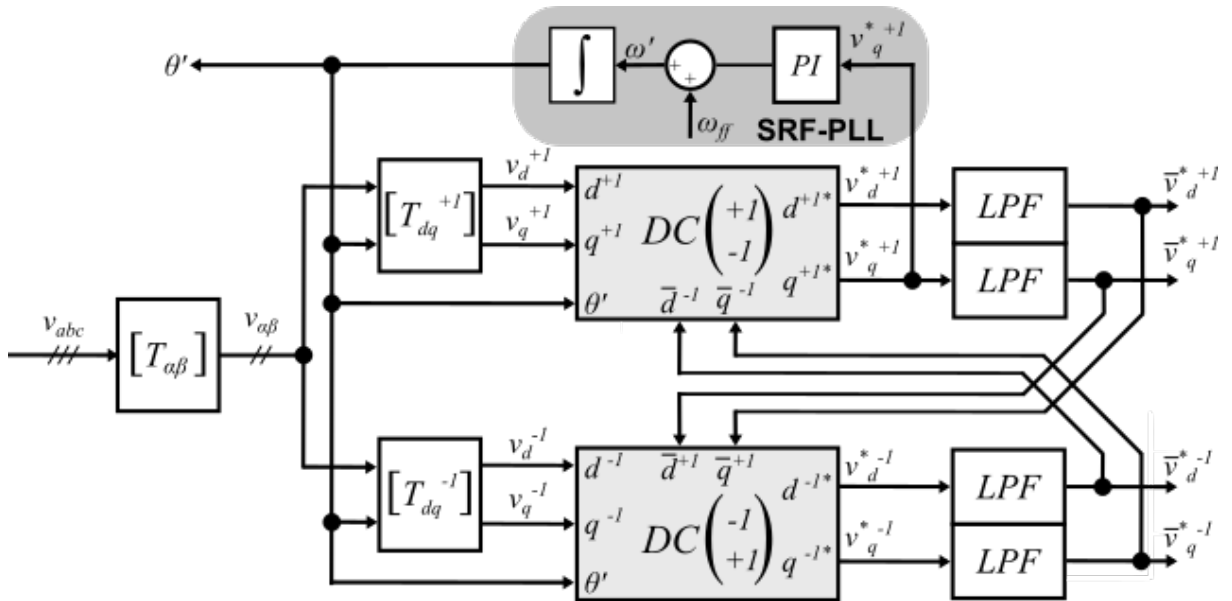
$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_g}{L \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (2.8)$$

2.2 Algoritmo de sincronismo - *Phase Locked Loop* (PLL)

Um dos aspectos mais importantes a se considerar no controle de conversores estáticos de potência conectados à rede elétrica é sua correta sincronização com o sistema trifásico, buscando garantir estabilidade, segurança, qualidade de energia e controlabilidade. Para tal, devem ser utilizadas ferramentas que permitam o cálculo com precisão da frequência e amplitude da tensão do sistema ao qual deseja se conectar. Dentre as técnicas de sincronismo mais utilizadas, pode ser destacada a PLL (*Phase Locked Loop*) (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

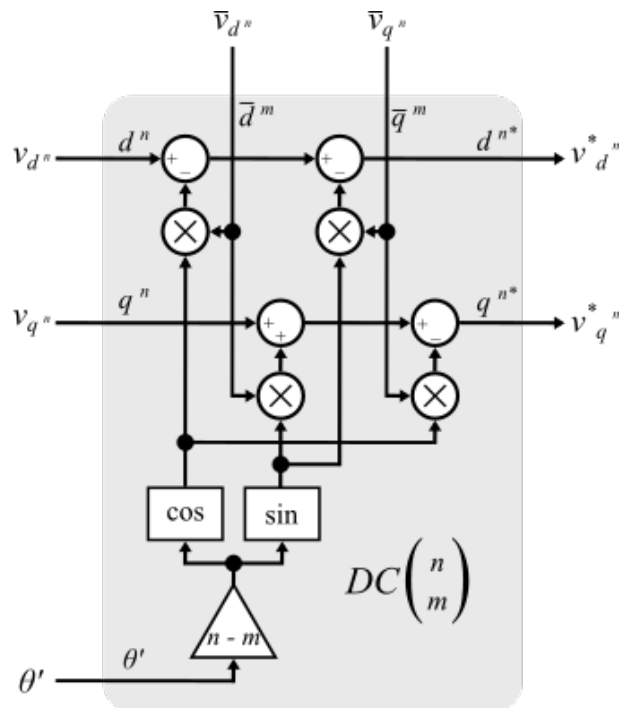
Existem diversos algoritmos PLL, mas quando as condições da rede não são adequadas, ou seja, sistema desbalanceado ou com presença de uma falta, o DDSRF-PLL (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop*) é considerada uma solução adequada (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Isso, pois o DDSRF-PLL trabalha com as componentes de eixo direto e de quadratura desacopladas, facilitando a correta estimação angular da componente de tensão fundamental da rede (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). As Figuras 4 e 5 apresentam, respectivamente, a estrutura de implementação do DDSRF-PLL e também da célula de desacoplamento para separação das componentes de eixo direto e de quadratura, assim como implementadas no protótipo do UPQC.

Figura 4 – DDSRF-PLL com células de desacoplamento de componentes de eixo direto e quadratura.



Fonte: adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

Figura 5 – Célula genérica de desacoplamento de componentes para o DDSRF-PLL.



Fonte: adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

2.3 Transformadas de Clarke e Park

De acordo com Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011) as transformadas de Clarke e Park, descritas no apêndice A, permitem que os fenômenos instantâneos em sistemas trifásicos sejam estudados usando uma formulação eficiente e elegante. Esta formulação é particularmente útil para controlar componentes de energia ativos e reativos em sistemas

trifásicos. Onde, utilizando a teoria de potência ativa e reativa instantâneas (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) e assumindo-se que o vetor espacial de tensão está sincronizado e sobreposto ao eixo direto, é possível associar as informações de potência ativa às componentes de eixo direto (d) e as informações de potência reativa às componentes de eixo de quadratura (q).

2.4 Modulação SVPWM

A modulação SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*), descrita no apêndice B, foi proposta por Broeck, Skudelny e Stanke (1988), os quais demonstraram que, quando comparada a modulação senoidal, diminui-se o conteúdo harmônico e se permite um maior índice de modulação, melhorando o aproveitamento do barramento CC. Está técnica é baseada na teoria de vetores espaciais para máquinas de corrente alternada. Assim, a comutação das chaves é feita através do cálculo de seus tempos de aplicação e não mais através da comparação dos sinais de uma moduladora com uma onda triangular. Essa modulação será utilizada no protótipo do UPQC.

2.5 Estratégias de controle

Muitos trabalhos relacionados a FAP paralelo, ou com estruturas semelhantes, baseiam-se em sistema de controle em cascata, no qual, há uma malha interna mais rápida, que regula a corrente de saída do conversor e outras externas mais lentas, que controlam potência reativa e tensão do barramento CC. Assim, as referências das malhas internas são obtidas a partir da saída das malhas externas. (WATANABE; AREDES, 1998; XIAO et al., 2014; BLAABJERG et al., 2006). Para o FAP série, duas opções de variáveis a serem controladas são evidentes e diretamente implementáveis. A primeira é a tensão de saída a ser somada com a tensão da rede. A segunda é a corrente de saída do conversor que, indiretamente, pode ser usada para controlar a tensão de saída, consistindo em um sistema de controle em cascata (SILVA, 1999). Essas estratégias de controle podem ser divididas de acordo com o referencial em que são implementados, sendo eles síncrono (dq), estacionário ($\alpha\beta$) ou natural (abc).

O controle de referencial síncrono, também chamado de controle dq , permite que as variáveis de controle na frequência fundamental tenham características contínuas, explorando assim a simplicidade dos controladores PI (*Proporcional-Integral*), pois eles têm um comportamento satisfatório ao regular variáveis CC (TEODORESCU et al., 2006). Além disso, utilizando-se da teoria de potência ativa e reativa instantâneas proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) e assumindo que o vetor espacial de tensão sincronizado está sobreposto ao eixo direto, torna-se possível associar as informações de potência ativa às componentes de eixo direto e as informações de potência reativa às componentes de

eixo de quadratura. Tal ideia pode ser aplicada aos FAP paralelo e série (WATANABE; AREDES, 1998; XIAO et al., 2014). Apesar das vantagens apresentadas na frequência fundamental, a síntese de componentes harmônicas, que estão fora da banda de passagem do controlador projetado, apresentam erro em regime permanente (BLAABJERG et al., 2006). Assim, é necessário o emprego de outros tipos de controlador, como por exemplo o controlador ressonante, o qual garante a atuação do sistema de controle nas frequências fora da banda de passagem projetada.

O controle de referencial estacionário, também chamado de controle $\alpha\beta$, conta com variáveis de características senoidais, ou seja, o controlador PI não terá sucesso em remover o erro em regime permanente de componentes que estão fora da banda de passagem do controlador projetado, sendo necessário o emprego de outros tipos de controlador, onde novamente se pode citar como exemplo o controlador ressonante (BLAABJERG et al., 2006).

Avaliando as estruturas de controle no referencial síncrono e estacionário, verifica-se que o acoplamento cruzado é a principal desvantagem da estrutura de controle implementada no referencial síncrono. Além disso, a estimativa do ângulo de fase para sincronização é obrigatório nessa implementação. No caso da estrutura de controle implementada no referencial estacionário, a complexidade do controle é menor em comparação com a estrutura implementada no referencial síncrono, pois é necessário apenas a utilização da transformada de Clarke (BLAABJERG et al., 2006). Além disso, a informação do ângulo de fase não é obrigatório (WATANABE; AREDES, 1998).

2.6 Controlador ressonante

No ponto de vista de controle, o sistema em referencial síncrono (dq) já possui um melhor desempenho quando comparado ao sistema em referencial estacionário ($\alpha\beta$), visto que elimina-se o erro em regime permanente quando o sistema está operando na frequência fundamental, já que opera-se com valores CC (ZMOOD; HOLMES, 2003) (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Porém para sintetizar componentes harmônicas que estão fora da banda de passagem do controlador projetado, ambos os sistemas de referência apresentam erro em regime permanente. Uma solução para esse problema é proposta por Zmood, Holmes e Bode (2001) e Zmood e Holmes (2003), onde há um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada de maneira a eliminar o erro de regime permanente, essa proposta é comumente chamada de controlador ressonante.

A Equação 2.9 caracteriza a função de transferência do controlador ressonante associado a um PI clássico PIR (*Proporcional Integral Ressonante*) (TEODORESCU et al., 2006), onde h é a ordem das harmônicas a se compensar, ω_c a banda de passagem do termo ressonante, K_{IR} o novo ganho integral desse termo e ω o valor da frequência

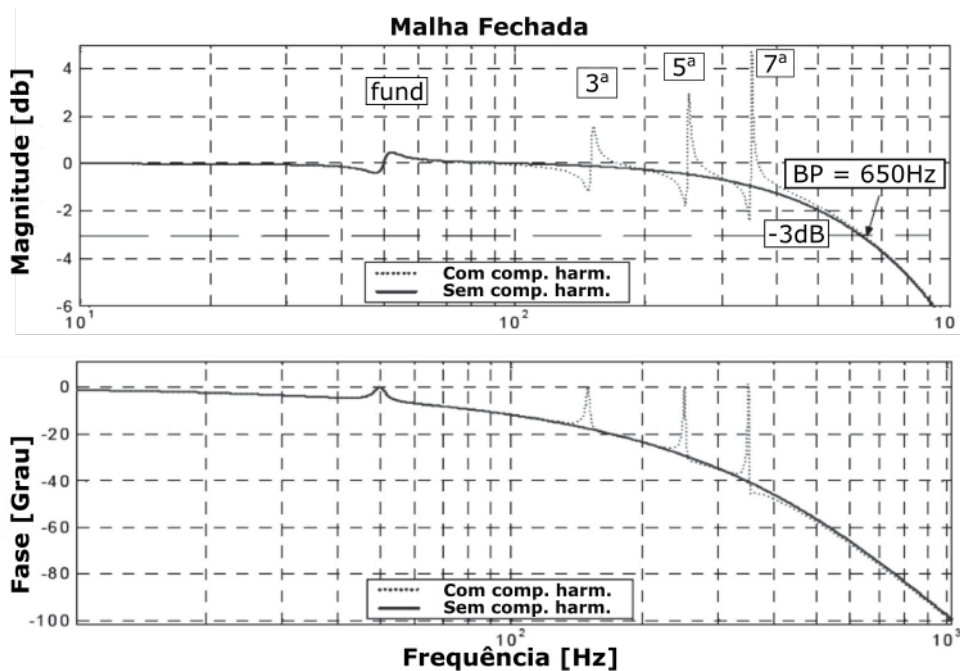
fundamental.

$$PIR = K_P + \frac{K_I}{s} + \sum_h \frac{2K_{IR}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega)^2} \quad (2.9)$$

Segundo Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), um bom compromisso entre limitar o ganho apenas à frequência de interesse e tolerância às variações de frequência da rede é obtido com uma banda de passagem ω_c entre 5 e 15 rad/s. Além disso, segundo Brandão (2013), para ajudar a garantir uma operação estável do sistema de controle, é recomendado que o ganho K_{IR} da parcela ressonante seja assumido igual ao ganho integral K_I do controlador de corrente original dividido por $(n + 1)$ onde n será igual ao número de controladores ressonantes.

A resposta em frequência apresentada na Figura 6 permite exemplificar a atuação do controlador PIR, onde são comparadas as dinâmicas em malha fechada do controlador PI clássico e com a presença de parcelas ressonantes. Observando o diagrama, percebe-se que o controle ressonante impõe ganho relativamente alto e defasagem quase nula nas frequências de ressonância (50Hz, 150Hz, 250Hz e 350Hz), permitindo a eliminação do erro em regime permanente dos harmônicos em questão.

Figura 6 – Resposta em frequência do controle em malha fechada.



Fonte: adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

É importante ressaltar que as ordens das componentes harmônicas no referencial síncrono são diferentes das do referencial natural (abc) ou estacionário ($\alpha\beta$), como pode ser visto na Tabela 1 (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; BOJOI et al., 2005). Como exemplo, tem-se as componentes de 5^a e 7^a ordem aparecendo como componentes

de 6ª ordem e componentes de 11ª e 13ª ordem aparecendo como componentes de 12ª ordem no referencial síncrono. O projeto dos controladores ressonantes deve levar isso em consideração.

Tabela 1 – Sequências harmônicas para retificadores trifásicos.

Harmônico em referencial estacionário ($\alpha\beta$)	Sequência	Harmônico em referencial síncrono (dq) (girando na frequência $+\omega_1$)
1	Positiva	-
5	Negativa	6 Sequência negativa
7	Positiva	6 Sequência positiva
11	Negativa	12 Sequência negativa
13	Negativa	12 Sequência positiva
17	Negativa	18 Sequência negativa
19	Negativa	18 Sequência positiva

Fonte: adaptado de [Bojoi et al. \(2005\)](#).

2.7 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo apresentou-se o estado da arte do [UPQC](#), buscando também apresentar a relevância do assunto no meio científico. Mostrou-se que o sistema é baseado em [FAPs](#) série e paralelo com conexão *back-to-back*, apresentando também seus principais componentes característicos. Além disso, forneceu-se uma revisão bibliográfica sobre as estratégias de projeto e controle, no qual optou-se a utilizar nesse trabalho. Destacando o projeto do filtro LCL, algoritmo de sincronismo, transformadas de Clark e Park, modulação [SVPWM](#) e estratégias de controle, incluindo controlador ressonante.

3 Projeto do Sistema UPQC

O equipamento base para construção e comissionamento do protótipo UPQC é o inversor *back-to-back* da Semikron à IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12, escolhido para esse projeto devido a sua pronta disponibilidade no Laboratório de Conversão de Energia da UNIFEI (*Universidade Federal de Itajubá*) Campus de Itabira, local que receberá a bancada de testes. Com isso, os parâmetros de projeto ficam limitados aos valores de operação desse inversor, do qual as principais características são apresentadas na Tabela 2. Outro aspecto importante é que, para os propósitos deste trabalho, o protótipo será conectado à rede trifásica da concessionária local CEMIG (*Companhia Energética de Minas Gerais*). Assim, considera-se que a tensão de linha nominal do sistema é de $V_g^{nom} = 220V$ e a frequência nominal da rede é de $f_g = 60Hz$.

Tabela 2 – Principais características inversor Semikron.

Símbolo	Condições	Valor	Unidade
I_{rms}	Corrente máxima - sem sobrecarga	20	A
V_{ac}	Tensão de rede máxima	380	Vac
f_{sw}	Frequência máxima de comutação	15	kHz
C_{eqvl}	Banco de capacitor equivalente	3060	μF
V_{DC}	Máxima tensão CC permitida ao banco de capacitores	750	V

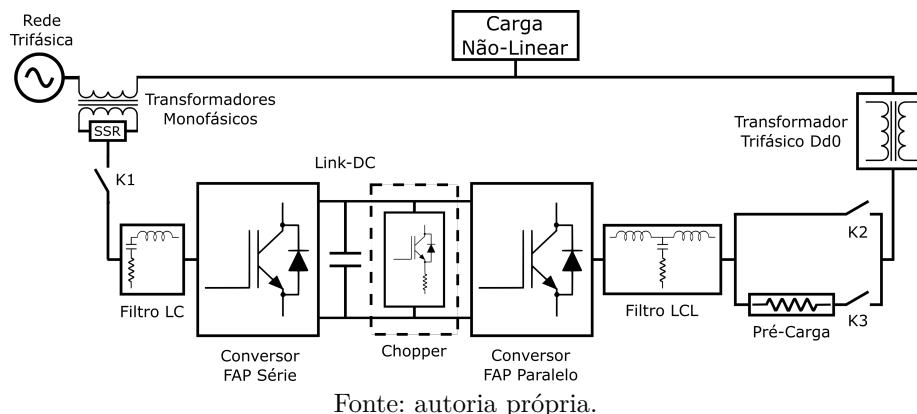
Fonte: autoria própria.

A Figura 7 apresenta o diagrama unifilar do sistema UPQC, o qual será considerado como base para as etapas de projeto e montagem da bancada de testes. Como elemento central, tem-se o conversor *back-to-back*, onde um conversor será responsável pelo FAP paralelo e o outro pelo FAP série. No conversor, há a presença de um *chopper* cuja aplicação é a proteção na forma de limitação da sobretensão do barramento CC (SILVA, 2003). Na saída de cada conversor há a presença de um filtro passivo responsável por filtrar os harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento. No projeto, há também a presença de um circuito de pré-carga, responsável por suavizar o carregamento inicial do barramento CC.

As conexões dos FAP série e paralelo com a rede são realizadas através de transformadores de conexão. Para o FAP paralelo, tem-se um transformador trifásico *Dd0* e para o FAP série, tem-se três transformadores monofásicos. No secundário de cada transformador do FAP série há um relé de estado sólido cujo objetivo é transpor, através da aplicação de curtos circuitos individuais, estes transformadores quando não estiverem em operação. Por fim, tem-se três contadores K1, K2 e K3 que são responsáveis pelo aco-

plamento ou desacoplamento dos equipamentos da rede, sendo K1 responsável pelo FAP série, K2 pelo FAP paralelo e o K3 pelo o circuito de pré-carga. Adicionado a isso, tem-se a possibilidade de conexão de vários tipos de cargas para estudar diferentes condições e problemas de qualidade de energia.

Figura 7 – Diagrama unifilar do sistema.



3.1 Projeto e escolha dos transformadores de conexão

O transformador utilizado para conectar o FAP paralelo a rede tem como objetivo fornecer o isolamento galvânico entre o UPQC e a rede (KHADKIKAR, 2012; MONTEIRO et al., 2016). Além disso, a utilização de uma relação de transformação, principalmente para aplicações em alta tensão, permite que o inversor trabalhe com valores nominais menores que a rede, reduzindo seu custo, apesar do projeto em questão não se aproveitar disso. Os parâmetros do transformador foram definidos de acordo com a tensão da rede elétrica ao qual o UPQC será conectado e a corrente nominal do inversor. Assim, considerando os equipamentos já disponíveis no inventário à época da montagem do protótipo, escolheu-se trabalhar com um transformador trifásico com os parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Dados do transformador de conexão do FAP série.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	10	kVA
Tensão nominal	220	V
Corrente nominal	26,24	A
Relação de transformação	1:1	-
Ligação	Dd0	-

Fonte: autoria própria.

Em relação a conexão do FAP série, optou-se pela utilização de transformadores monofásicos. A tensão nominal foi especificada considerando o valor máximo hipotético de necessidade de restauração. Por fim, considerando-se que os mesmos serão conectados em

série com a rede, toda a corrente do FAP paralelo e das cargas ligadas no PAC circulará por esses transformadores. Assim, definiu-se que a corrente nominal do mesmo deveria ser igual ao dobro da corrente de saída do FAP paralelo. Desta forma, a Tabela 4 apresenta dados de placa dos transformadores escolhidos entre os equipamentos disponíveis no inventário à época da montagem do protótipo.

Tabela 4 – Dados dos transformadores de conexão do FAP série.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	5	kVA
Tensão nominal	127	V
Corrente nominal	39,37	A
Relação de transformação	1:1	-

Fonte: autoria própria.

3.2 Projeto do filtro LCL

Como já citado na seção 2.1, é importante a utilização de filtros passivos para filtrar as componentes de alta frequência oriundas da ação de chaveamento do conversor. Filtros na configuração LCL são de larga utilização devido seus ótimos resultados para potências na faixa de centenas de kVA, e ainda apresentando tamanho e volumes menores quando comparados a outras soluções convencionais (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). A seguir serão apresentados os cálculos dos filtros para o FAP paralelo e série.

3.2.1 Filtro LCL conectado ao FAP Paralelo

Para especificação dos componentes do filtro LCL, utilizou-se os recursos disponíveis no Laboratório de Conversão de Energia da UNIFEI Campus de Itabira, certificando-se que essas especificações encontravam-se de acordo com as teorias propostas por Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005), Reznik et al. (2014), Zeng et al. (2010). A Tabela 5 apresenta os parâmetros de projeto do filtro LCL conectado ao FAP paralelo.

Tabela 5 – Dados dos elementos do filtro LCL para o lado do FAP paralelo.

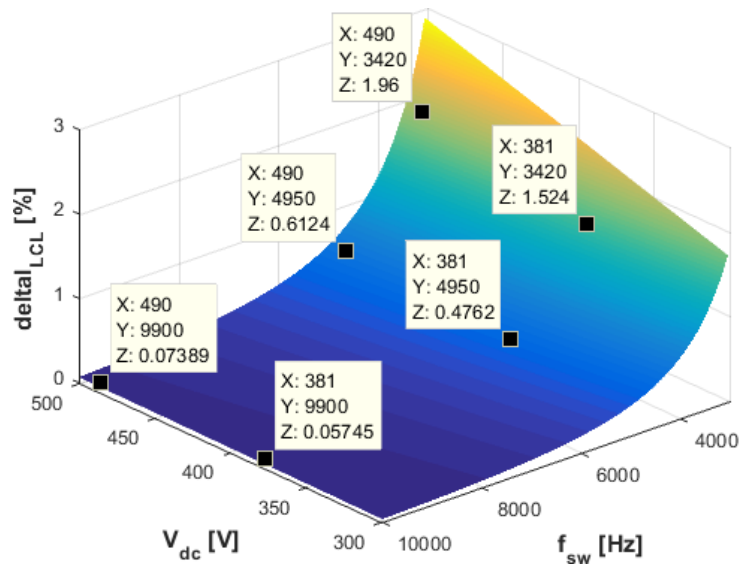
Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indutor lado conversor	L	2	mH
Indutor lado da rede	L_g	2	mH
Frequência de ressonância	f_{res}	1,06	kHz
Capacitor	C_f	20	μF
Resistor de amortecimento	R_d	1,8	Ω
Indutância do transformador	L_{tt}	580	μH

Fonte: autoria própria.

A definição dos componentes foi realizada respeitando-se algumas considerações propostas por referenciais teóricos, já citados na seção 2.1, tais como:

1. O valor do capacitor deve estar limitado pela potência reativa máxima que circula no sistema que geralmente deve ser inferior a 5% da potência nominal. Utilizando-se a Equação 2.6 e fazendo as substituições necessárias ($x = 5\%$; $P_b = 7,6\text{kVA}$; $f_{rede} = 60\text{Hz}$; $v_b = 220\text{V}_{\text{rms}}$), obtém-se o valor máximo permitido de $20,83\mu\text{F}$. Desta forma, o valor estipulado de $20\mu\text{F}$ está dentro do limite sugerido pelos referenciais teóricos citados;
2. A IEEE (2014) recomenda que o *ripple* máximo de corrente admissível seja de 3,5%. Utilizando-se as Equações 2.1, 2.2, 2.4 e 2.7 com os parâmetros do projeto e a correlação $L_g = rL$ é possível definir o *ripple* de corrente percentual $\delta_{i_{LCL}\%}$ do filtro. Devido a disponibilidade limitada dos recursos no Laboratório, optou-se por ajustar a frequência de chaveamento e a tensão de operação do barramento CC com o objetivo de cumprir a IEEE (2014). A Figura 8 apresenta o *ripple* de corrente percentual $\delta_{i_{LCL}\%}$ em função dos parâmetros f_{sw} e V_{dc} . São destacados alguns valores de operação, onde todos apresentam um *ripple* menor que 3,5%;

Figura 8 – *Ripple* de corrente do FAP paralelo em função do barramento CC e da frequência de chaveamento.



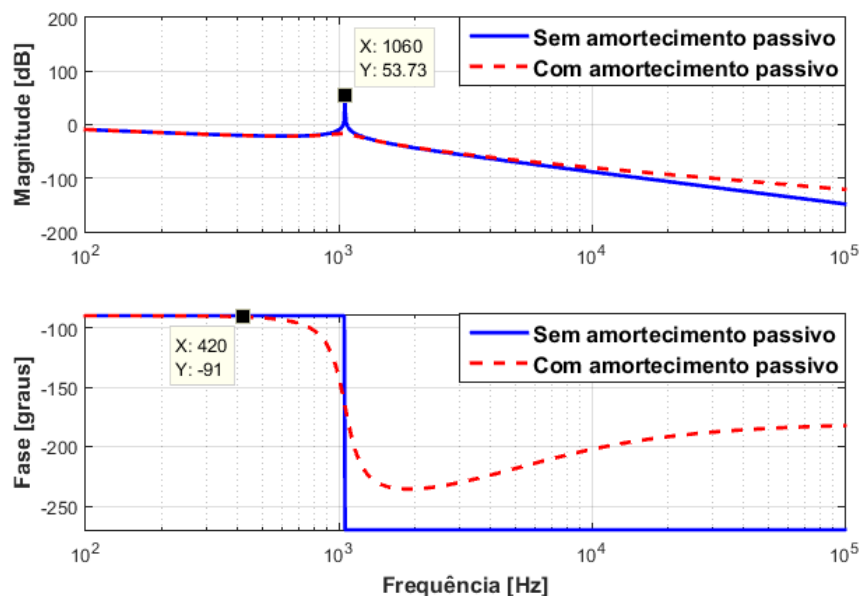
Fonte: autoria própria.

3. De acordo com Zeng et al. (2010), os valores máximos e mínimos para L são definidos pela Equação 2.5. Utilizando-se os parâmetros de projeto, o valor de 2mH estipulado se encontra dentro desses limites;
4. A frequência de ressonância deve estar dentro de uma faixa tal que não ocorram problemas de ressonância, isto é, entre dez vezes a frequência da rede e a metade da frequência de chaveamento dos conversores ($10f_{rede} < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw}$). Utilizando-se a Equação 2.7 com os parâmetros do projeto, obtém-se uma frequência de ressonância de 1,06kHz, ou seja, a frequência de chaveamento deve ser maior que 2,12kHz. Além

disso, o protótipo é baseado em um circuito trifásico a 3 fios, assim, não há caminho para circulação de harmônicas de sequência zero (ACHA et al., 2002), por esse motivo escolheu-se frequências de chaveamento múltiplas de 180Hz. Inicialmente o sistema foi chaveado com uma frequência de 3,42kHz e após otimização do algoritmo implementado, o sistema foi chaveado com uma frequência de 9,9kHz;

5. O amortecimento passivo é uma estratégia amplamente utilizada para garantir estabilidade na operação de conversores conectados à rede (PEÑA-ALZOLA et al., 2013), sendo ela aplicada neste projeto. O valor do resistor R_d deve ser otimizado levando em consideração a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas geradas em baixa frequência. A Figura 9 apresenta uma comparação mostrando o efeito do amortecimento provocado pelo R_d . Ressalta-se que há vantagens (amortecimento da ressonância) e desvantagens (alteração da resposta de fase e perdas por condução) em se utilizar o amortecimento passivo no circuito do filtro LCL.

Figura 9 – Resposta em frequência para o filtro LCL do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

É importante observar que, pelos dados da Figura 9, espera-se que o filtro LCL provoque defasamentos maiores que 1 grau em componentes de frequência superiores a 420Hz. Isso limita a compensação de componentes harmônicas de até 7ª ordem.

3.2.2 Filtro LC conectado ao FAP Série

Para especificação dos componentes do filtro LCL do FAP série, utilizaram-se os recursos disponíveis no laboratório. Com isso, optou-se por implementar fisicamente um filtro LC na saída do FAP série. Entretanto, quando considerada a indutância do

transformador de conexão série, o comportamento do sistema como um todo é de um filtro LCL. A Tabela 6 apresenta os parâmetros de projeto do filtro LCL conectado ao FAP série.

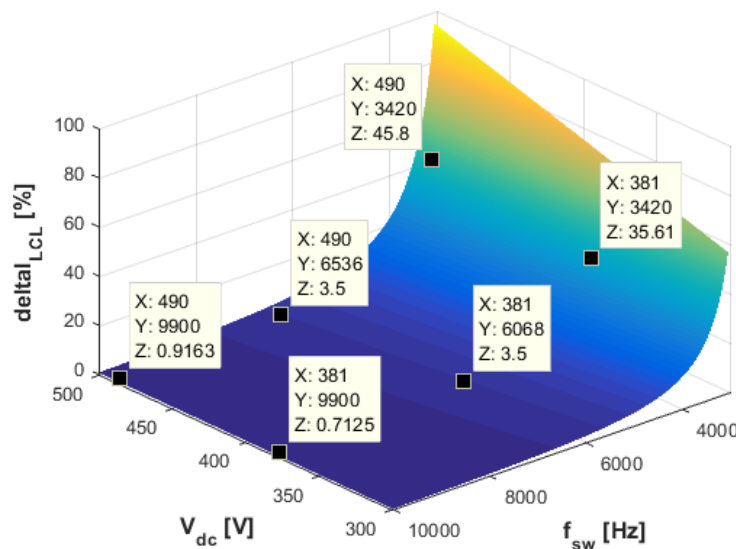
Tabela 6 – Dados dos elementos do filtro LCL para o lado do FAP série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indutor lado conversor	L	2	mH
Frequência de ressonância	f_{res}	2,53	kHz
Capacitor	C_f	20	μF
Resistor de amortecimento	R_d	1,8	Ω
Indutância do transformador	L_{tm}	220	μH

Fonte: autoria própria.

De forma semelhante ao FAP paralelo, buscou-se respeitar algumas considerações propostas por referenciais teóricos, já citados na seção 2.1. A Figura 10 apresenta o resultado do *ripple* de corrente percentual $\delta_{i_{LCL}\%}$ em função dos parâmetros f_{sw} e V_{dc} , além de destacar alguns valores de operação. Para a operação do barramento com $1,73 \times V_{linha|rms}$ proposta por Lang et al. (2005), deve-se operar com uma frequência de chaveamento superior a 6068Hz para se obter um *ripple* menor que 3,5%. Operando com um valor de 490V deve-se operar com uma frequência de chaveamento superior a 6536Hz. Esses resultados demonstram a necessidade de operar com frequências mais elevadas, para que isso seja possível, é necessário otimizar o algoritmo implementado. Assim, o FAP série também foi chaveado utilizando as frequências de 3,42kHz e 9,9kHz, semelhante ao FAP paralelo.

Figura 10 – *Ripple* de corrente do FAP série em função do barramento CC e da frequência de chaveamento.

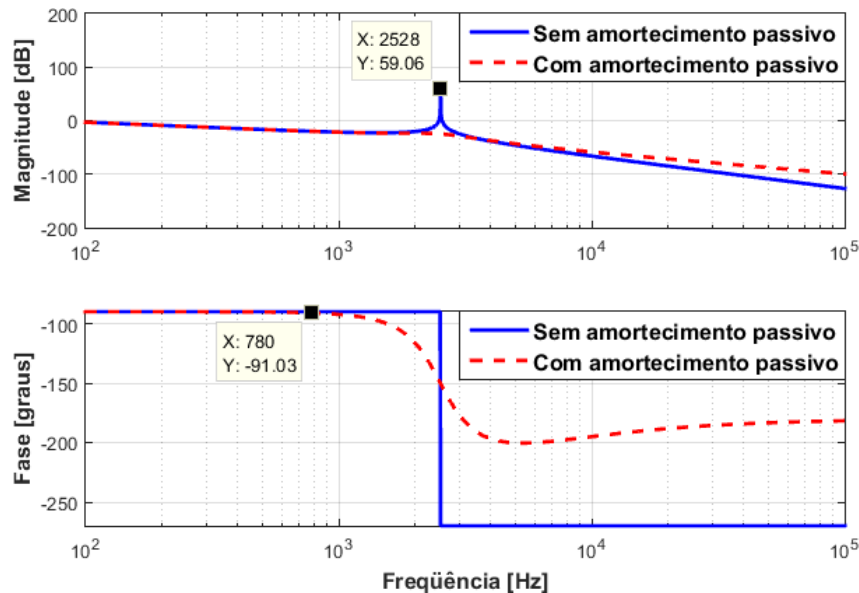


Fonte: autoria própria.

A frequência de ressonância é de 2528Hz, ou seja, a frequência de chaveamento deve ser maior que 5056Hz. Além disso, é importante observar que, pelos dados da Figura

11, espera-se que o filtro LCL provocará defasamentos maiores que 1 grau em componentes de frequência superiores a 780Hz. Isso limita a compensação de componentes harmônicas de até 13ª ordem.

Figura 11 – Diagrama de bode para o filtro LCL do FAP série.



Fonte: autoria própria.

3.3 PLL

Foi implementado o algoritmo DDSRF-PLL, devido suas propriedades citadas na seção 2.2. O processo de ajuste dos ganhos do controlador PI do bloco de sincronismo (Figura 4), o qual tem sua estrutura apresentada na Equação 3.1, foi realizado conforme técnicas e estratégias descritas por Rodriguez et al. (2007).

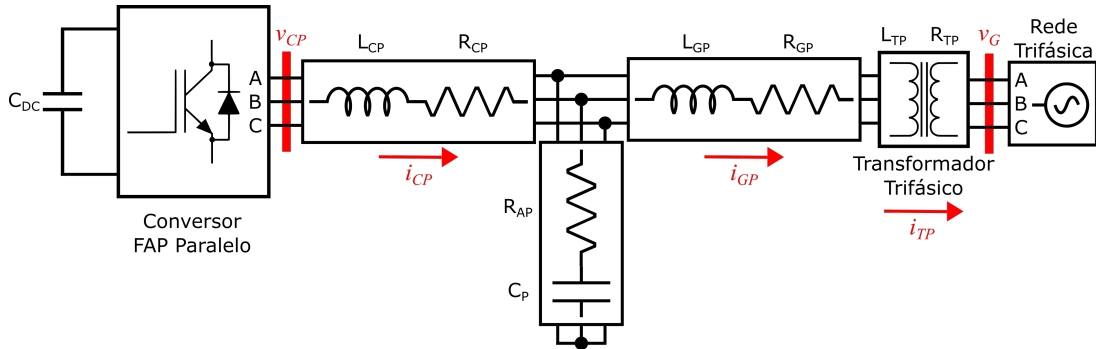
$$PI(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.1)$$

Os ganhos proporcional e integral do DDSRF-PLL foram definidos como $K_{PPLL} = 0,34$ e $K_{IPLL} = 38,3$. É pertinente mencionar que os filtros passa-baixas, apresentados na Figura 4 como LPF (*Low Pass Filter*), foram implementados como filtros *Butterworth* de primeira ordem com frequência de corte em 42Hz.

3.4 Controle do filtro ativo de potência paralelo

A seguir, serão descritos os procedimentos de modelagem do FAP paralelo, além do projeto e ajuste dos controladores. As equações dinâmicas do sistema fazem referência a estrutura do FAP paralelo exibida na Figura 12, que é parte do UPQC exibido na Figura 7.

Figura 12 – Diagrama do sistema para o controle do FAP paralelo.

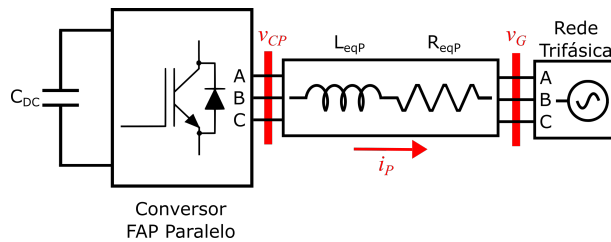


Fonte: autoria própria.

3.4.1 Malha de controle de corrente

Com o objetivo de simplificar a análise, o ramo *shunt* capacitivo do filtro LCL será desconsiderado nas equações dinâmicas que descrevem o comportamento de corrente injetada pelo conversor na rede, uma vez que, idealmente, ele se comporta como um circuito aberto em baixas frequências. Assim, a corrente que circula pelos indutores L_{CP} e L_{GP} do filtro e do transformador é a mesma, permitindo representar o diagrama da Figura 12 de forma simplificada conforme a Figura 13, onde, a resistência R_{eqP} e a indutância L_{eqP} são, respectivamente, a soma das resistências e indutâncias equivalentes por fase dos indutores e do transformador do FAP paralelo.

Figura 13 – Diagrama simplificado do sistema para o controle do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

Desta forma, a partir de análise da Figura 13 e aplicando a Lei de Kichhoff das tensões, foi obtida a Equação 3.2 que caracteriza a dinâmica de corrente de saída do FAP paralelo em componentes de fases *abc*. No entanto, essa equação pode ser representada no referencial síncrono *dq*, como apresentado na Equação 3.3, e também no referencial estacionário $\alpha\beta$, como apresentado na Equação 3.4. Os subscritos *abc*, *dq* e $\alpha\beta$ caracterizam o referencial e sua respectiva componente.

$$v_{CP_{abc}}(t) = R_{eqP} \cdot i_{P_{abc}}(t) + L_{eqP} \cdot \frac{d}{dt} i_{P_{abc}}(t) + v_{G_{abc}}(t) \quad (3.2)$$

$$v_{CP_{dq}}(t) = R_{eqP} \cdot i_{P_{dq}}(t) + L_{eqP} \cdot \frac{d}{dt} i_{P_{dq}}(t) + v_{G_{dq}}(t) \quad (3.3)$$

$$v_{CP_{\alpha\beta}}(t) = R_{eqP} \cdot i_{P_{\alpha\beta}}(t) + L_{eqP} \cdot \frac{d}{dt} i_{P_{\alpha\beta}}(t) + v_{G_{\alpha\beta}}(t) \quad (3.4)$$

A partir das Equações 3.3 e 3.4, obtém-se a equação dinâmica de corrente de saída do conversor paralelo no domínio da frequência, representada no referencial síncrono pela Equação 3.5 e no referencial estacionário pela Equação 3.6. A frequência angular ω_g que aparece na equação do referencial síncrono é 377rad/s, valor nominal da rede elétrica.

$$\begin{cases} v_{CP_d}(s) = R_{eqP} \cdot i_{P_d}(s) + s \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_d}(s) + \underline{\omega_g \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_q}(s)} + v_{G_d}(s) \\ v_{CP_q}(s) = R_{eqP} \cdot i_{P_q}(s) + s \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_q}(s) - \underline{\omega_g \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_d}(s)} + v_{G_q}(s) \end{cases} \quad (3.5)$$

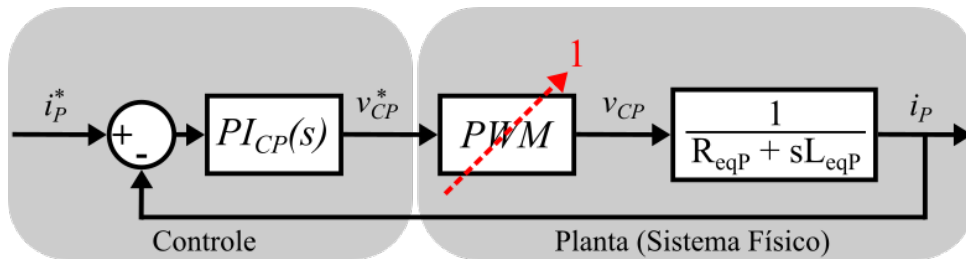
$$\begin{cases} v_{CP_\alpha}(s) = R_{eqP} \cdot i_{P_\alpha}(s) + s \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_\alpha}(s) + \underline{v_{G_\alpha}(s)} \\ v_{CP_\beta}(s) = R_{eqP} \cdot i_{P_\beta}(s) + s \cdot L_{eqP} \cdot i_{P_\beta}(s) + \underline{v_{G_\beta}(s)} \end{cases} \quad (3.6)$$

Os termos sublinhados das Equações 3.5 e 3.6 serão passados ao sistema como uma compensação *feedforward*, sendo assim, a única diferença entre os modelos no referencial síncrono e estacionário. Desta forma, pode-se apresentar uma única função de transferência para ambos os referenciais, representada pela Equação 3.7.

$$\frac{i_P(s)}{v_{CP}(s)} = \frac{1}{R_{eqP} + s \cdot L_{eqP}} \quad (3.7)$$

Assim, com base na função de transferência apresentada pela Equação 3.7, pode-se desenvolver o digrama de blocos para o controle de corrente do FAP paralelo como apresentado na Figura 14. A dinâmica do PWM é considerada como um ganho unitário, já que a frequência natural do controlador PI é ajustada para ser pelo menos dez vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor ($\omega_{c_{CP}} \leq \omega_{sw}$).

Figura 14 – Diagrama de blocos do controle de corrente do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

A partir do diagrama de blocos pode-se levantar a função de transferência da malha fechada, conforme a Equação 3.8.

$$\begin{aligned} \frac{i_{Pdq}(s)}{i_{Pdq}^*(s)} &= \frac{\left(K_{PCP} + \frac{K_{ICP}}{s}\right) \left(\frac{1}{R_{eqP} + sL_{eqP}}\right)}{1 + \left(K_{PCP} + \frac{K_{ICP}}{s}\right) \left(\frac{1}{R_{eqP} + sL_{eqP}}\right)} \\ &= \frac{\frac{K_{PCP}}{L_{eqP}} \left(\frac{s + K_{ICP}/K_{PCP}}{s}\right) \left(\frac{1}{s + R_{eqP}/L_{eqP}}\right)}{1 + \frac{K_{PCP}}{L_{eqP}} \left(\frac{s + K_{ICP}/K_{PCP}}{s}\right) \left(\frac{1}{s + R_{eqP}/L_{eqP}}\right)} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para ajuste dos ganhos, aloca-se o zero do controlador de forma a anular o polo da planta ($K_{ICP}/K_{PCP} = R_{eqP}/L_{eqP}$). Assim, a função de transferência 3.8 se reduz a 3.9.

$$\frac{i_{Pdq}(s)}{i_{Pdq}^*(s)} = \frac{\frac{K_{PCP}}{L_{eqP}}}{s + \frac{K_{PCP}}{L_{eqP}}} = \frac{\omega_{CCP}}{s + \omega_{CCP}} \quad (3.9)$$

Assim, pode-se obter os ganhos K_{PCP} e K_{ICP} utilizando-se a Equação 3.10. A Tabela 7 apresenta os ganhos obtidos para as duas frequências de chaveamento que serão consideradas nos testes experimentais.

$$\begin{cases} K_{PCP} = L_{eqP} \cdot \omega_{CCP} & |\omega_{CCP} \leq \frac{\omega_{sw}}{10} \\ K_{ICP} = \frac{R_{eqP}}{L_{eqP}} K_{PCP} \end{cases} \quad (3.10)$$

Tabela 7 – Ganhos do controlador PI de corrente do FAP paralelo.

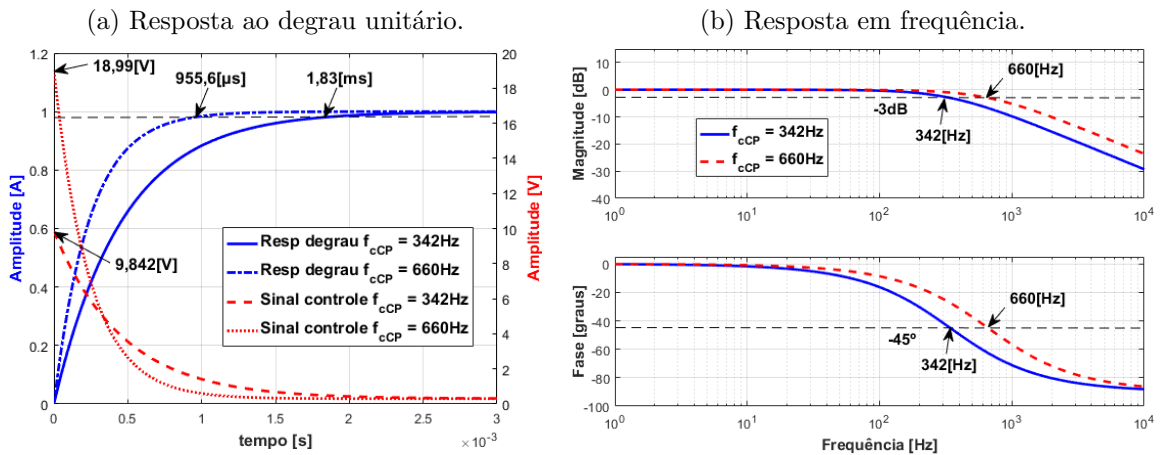
Parâmetro	Símbolo	Valor	
Frequência de chaveamento	f_{sw}	3420Hz	9900Hz
Frequência de corte	f_{CCP}	342Hz	660Hz
Indutância equivalente	L_{eqP}	4,58mH	
Resistência equivalente	R_{eqP}	300mΩ	
Ganho proporcional	K_{PCP}	9,8417	18,9928
Ganho integral	K_{ICP}	644,6548	1244,0707

Fonte: autoria própria.

O aumento da frequência de chaveamento permite aumentar também a banda de passagem do controle, o que conseqüentemente permitiria sintetizar harmônicas de ordem

mais elevadas. Porém, isso contribui com o aumento do sinal de controle, como pode ser visto na Figura 15, ou seja, pequenas variações de corrente, como ruídos, gerariam um sinal de controle muito elevado, podendo causar instabilidade no sistema. Resultados experimentais preliminares evidenciaram essa limitação na forma de correntes elevadas que disparavam as proteções implementadas. Por essas dificuldades serão apresentados procedimentos e resultados para o controle projetado com uma frequência de corte de 342Hz e 660Hz.

Figura 15 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP paralelo.

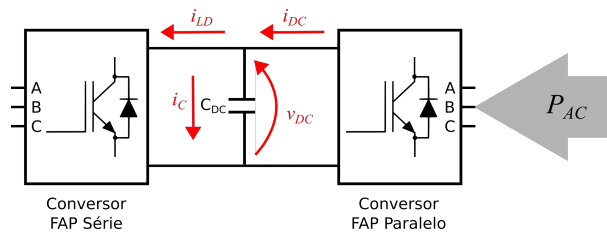


Fonte: autoria própria.

3.4.2 Malha de controle de tensão do barramento CC

O controle de tensão do barramento CC é projetado conforme a Figura 16. Assim, aplicando-se a Lei de Kichhoff das correntes no nó principal, obtém-se a Equação 3.11, onde, i_{LD} é considerada a corrente de descarga e também uma perturbação no sistema.

Figura 16 – Diagrama do barramento CC do UPQC.



Fonte: autoria própria.

$$i_C(t) = i_{DC}(t) - i_{LD}(t) \quad \therefore \quad C_{DC} \cdot \frac{d}{dt} v_{DC}(t) = i_{DC}(t) - i_{LD}(t) \quad (3.11)$$

Uma vez que a corrente i_{DC} tipicamente não é medida, se faz necessário relacioná-la com uma variável amostrada. Assim, analisando o fluxo de potência do lado AC (*Alter-*

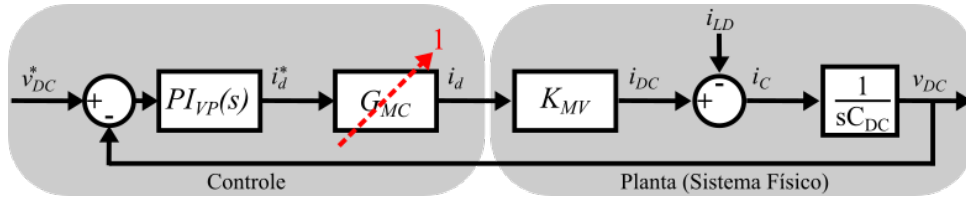
ating Current) (P_{AC}) para o lado DC (Direct Current) do conversor (P_{DC}), tem-se:

$$P_{AC} = P_{DC} \quad \therefore \quad \frac{3}{2} v'_{G_d} \cdot i_d = v_{DC} \cdot i_{DC} \quad (3.12)$$

Fazendo as devidas substituições, obtém-se a Equação 3.13 no domínio da frequência, sendo possível apresentar o diagrama de blocos do sistema como exibido na Figura 17. O ganho G_{MC} da malha do controle de corrente pode ser visto como um ganho unitário, considerando que essa malha é projetada para ser muito mais rápida do que a malha de tensão. A constante $K_{MV} = (3/2)(v'_{G_d}/V_{dc})$ é considerada uma não linearidade para o sistema e deve ser linearizada para um ponto de operação, sendo ele o de tensão nominal da rede ($v'_{G_d} = 220 \cdot \sqrt{2/3}V$) e tensão nominal do barramento CC ($V_{dc} = 490V$). Assim o bloco não linear é substituído pelo ganho K_{MV} .

$$sC_{DC}v_{DC}(s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{v'_{G_d}}{v_{DC}} \cdot i_d(s) - i_{LD}(s) \quad (3.13)$$

Figura 17 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC do UPQC.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 17, tem-se a função de transferência da malha de controle de tensão do barramento CC, cuja Equação 3.14 apresenta característica de segunda ordem.

$$\frac{v_{DC}}{v_{DC}^*} = \frac{\left(K_{PVP} + \frac{K_{IVP}}{s}\right) K_{MV} \frac{1}{sC_{DC}}}{1 + \left(K_{PVP} + \frac{K_{IVP}}{s}\right) K_{MV} \frac{1}{sC_{DC}}} = \frac{\left(\frac{K_{PVP}K_{MV}}{C_{DC}}\right) s + \left(\frac{K_{IVP}K_{MV}}{C_{DC}}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_{PVP}K_{MV}}{C_{DC}}\right) s + \left(\frac{K_{IVP}K_{MV}}{C_{DC}}\right)} \quad (3.14)$$

Comparando o denominador da função de transferência 3.14 com a equação característica de 2º grau $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$, pode-se obter os ganhos K_{PVP} e K_{IVP} , como apresentado na Equação 3.15. Os ganhos obtidos, além dos parâmetros como frequência natural (ω_{nDC}) e coeficiente de amortecimento (ζ) são apresentados na Tabela 8. Além disso, a Figura 18 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em

frequência da malha fechada de controle de tensão do barramento CC.

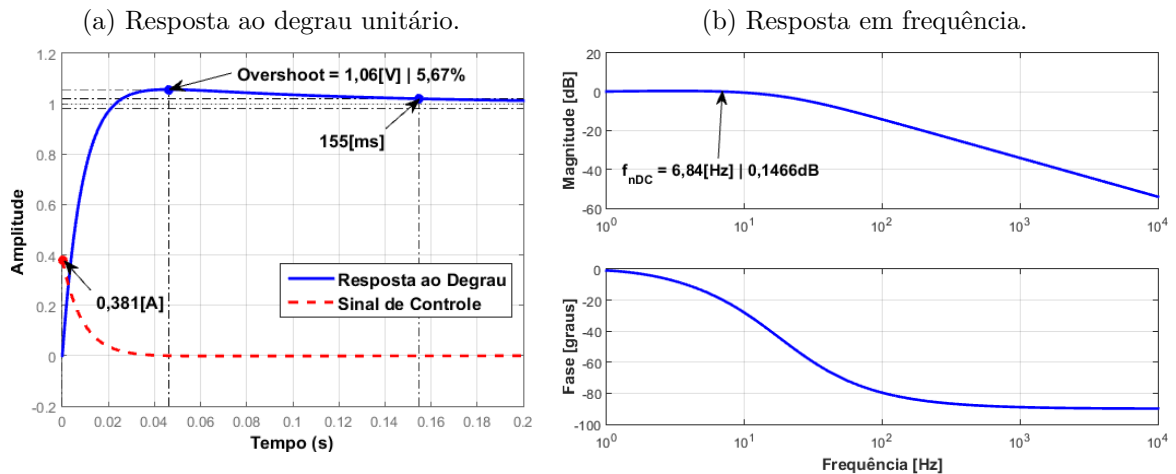
$$\begin{cases} K_{PVP} = \frac{2\zeta\omega_{nDC}C_{DC}}{K_{MV}} \\ K_{IVP} = \frac{\omega_{nDC}^2C_{DC}}{K_{MV}} \end{cases} \quad (3.15)$$

Tabela 8 – Ganhos do controlador PI de controle do barramento CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência natural	f_{nDC}	6,84Hz
Coefficiente de amortecimento	ζ	1,8
Ganho proporcional	K_{PVP}	0,8610
Ganho integral	K_{IVP}	10,2783

Fonte: autoria própria.

Figura 18 – Curvas referentes ao controle de tensão do barramento CC.



Fonte: autoria própria.

3.4.3 Malha de controle de potência reativa

Como já citado na seção 2.5, utilizando-se da teoria de potência ativa e reativa instantâneas proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984), é dada a Equação 3.16.

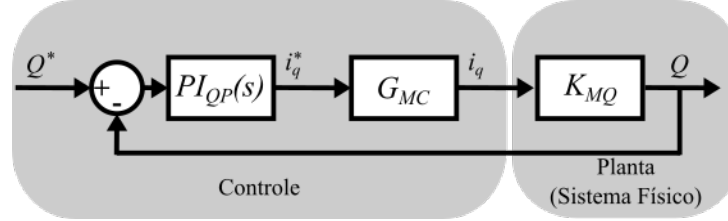
$$Q = \frac{3}{2} (v_{G_a} i_d - v_{G_d} i_q) \quad (3.16)$$

Se a fonte de tensão trifásica é equilibrada e sem distorções, tem-se que $|v_{G_q}| = 0$, obtendo-se a Equação 3.17.

$$Q = -\frac{3}{2} (v_{G_d} i_q) \quad (3.17)$$

Lembrando que o vetor espacial de tensão sincronizado está sobreposto ao eixo direto, sendo possível associar as informações de potência reativa às componentes de eixo de quadratura. Com isso, é apresentado o diagrama de blocos do sistema, como exibido na Figura 19.

Figura 19 – Diagrama de blocos do controle de potência reativa UPQC.



Fonte: autoria própria.

A constante $K_{MQ} = (3/2)v'_{G_d}$ é considerada uma não linearidade para o sistema e deve ser linearizada para um ponto de operação, sendo ele o de tensão nominal da rede ($v'_{G_d} = 220 \cdot \sqrt{2/3}V$). Além disso, tem-se G_{MC} como apresentado na Equação 3.9, onde $\omega_{CCP} = 1/\tau_{CCP}$ e conseqüentemente $\tau_{CCP} = L_{eqP}/K_{PCP}$. Assim, pode-se extrair a função de transferência como apresentado na Equação 3.18.

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{K_{MQ} \left(K_{PQP} + \frac{K_{IQP}}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + s\tau_{CCP}} \right)}{1 + K_{MQ} \left(K_{PQP} + \frac{K_{IQP}}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + s\tau_{CCP}} \right)} \quad (3.18)$$

$$= \frac{K_{MQ}K_{IQP} \left(\frac{K_{PQP}/K_{IQP}s + 1}{s} \right) \left(\frac{1}{\tau_{CCP}s + 1} \right)}{1 + K_{MQ}K_{IQP} \left(\frac{K_{PQP}/K_{IQP}s + 1}{s} \right) \left(\frac{1}{\tau_{CCP}s + 1} \right)}$$

Para ajuste dos ganhos, aloca-se o zero do controlador de forma a anular o polo da planta ($K_{PQP}/K_{IQP} = \tau_{CCP} = L_{eqP}/K_{PCP}$). Com isso, a função de transferência 3.18 se reduz a 3.19.

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{K_{MQ}K_{IQP}}{s + K_{MQ}K_{IQP}} = \frac{\omega_{cQP}}{s + \omega_{cQP}} \quad (3.19)$$

Assim, ajustando-se a malha externa de potência reativa pelo menos dez vezes mais lenta que a malha interna de corrente, é possível obter os ganhos K_{PQP} e K_{IQP} utilizando a Equação 3.20. Considerando que a correção do fator de potência não precisa ser instantânea, visto que não há necessidade de resposta rápida da malha de potência às variações de carga, optou-se por uma frequência de corte (ω_{cQP}) onde o tempo de resposta da malha externa seja consideravelmente mais lenta que a malha interna de corrente. Os

ganhos obtidos são apresentados na Tabela 9. A Figura 20 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de corrente.

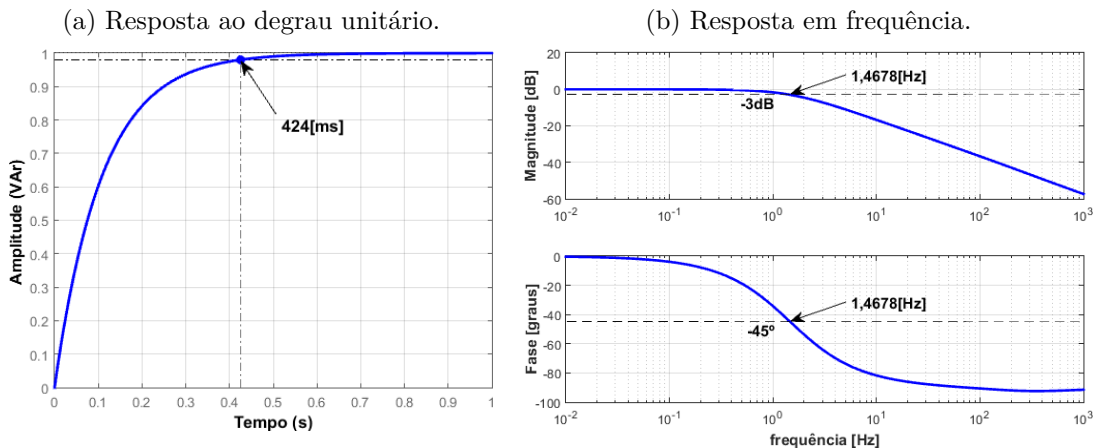
$$\begin{cases} K_{PQP} = \frac{\omega_{cQP} L_{eqP}}{K_{MQ} K_{PCP}} \\ K_{IQP} = \frac{\omega_{cQP}}{K_{MQ}} \end{cases} \quad (3.20)$$

Tabela 9 – Ganhos do controlador PI para o controle de potência reativa.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	f_{cQP}	1,4678 Hz
Ganho proporcional	K_{PQP}	$1,5929 \times 10^{-5}$
Ganho integral	K_{IQP}	0,0342

Fonte: autoria própria.

Figura 20 – Curvas referentes ao controle de potência reativa do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

3.4.4 Controle ressonante: adição à malha de corrente

Para a realização da compensação de componentes de corrente harmônicas, são adicionadas parcelas ressonantes às malhas de controle de corrente, utilizando-se a teoria citada na seção 2.6. Nesse estudo, serão abordadas apenas as duas primeiras harmônicas características, ou seja, as componentes de 5ª e 7ª ordens, além da fundamental. Analisando a Tabela 1, identifica-se que, no referencial síncrono, essas componentes aparecem como de 6ª ordem. Além disso, sabendo que o condicionador pode atuar para compensar eventuais desequilíbrios, também será adicionado ao sistema de controle uma parcela ressonante de 2ª ordem. Com isso, para projetar o controle ressonante, estipulou-se a banda de passagem ω_c como 1 Hz, além da frequência fundamental do sistema ω que é de 60 Hz. Os demais parâmetros projetados para o controle ressonante se encontram na Tabela

10. Esses valores podem ser substituídos na Equação 2.9, representando os controladores PIR no referencial síncrono e estacionário. Vale ressaltar que os controladores ressonantes foram baseados nas frequências de corte ω_{cCP} , discutidas na seção 3.4.1.

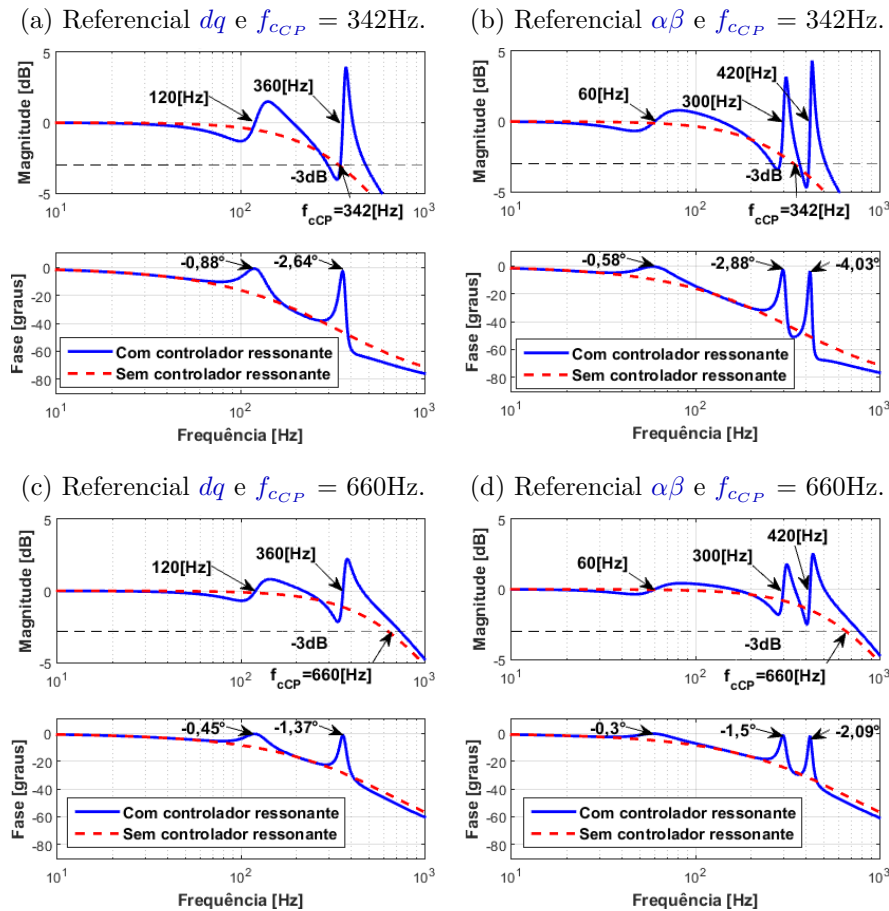
Tabela 10 – Parâmetros dos controladores PIR projetados.

Parâmetro	Símbolo	Valor			
Frequência de corte	f_{cCP}	342Hz		660Hz	
Referencial	—	dq	$\alpha\beta$	dq	$\alpha\beta$
Ordem harmônica	h	2 - 6	1 - 5 - 7	2 - 6	1 - 5 - 7
Ganho Proporcional	K_{PCP}	9,8417		18,9928	
Ganho Integral	K_{ICP}	644,6548		1244,0707	
Ganho Integral ressonante	K_{IRCP}	214,8849	161,1612	414,6902	311,0177

Fonte: autoria própria.

A Figura 21 apresenta a resposta em frequência do controlador, onde são comparadas as dinâmicas em malha fechada do PI clássico e com as parcelas ressonantes.

Figura 21 – Comparação entre o controlador com e sem as parcelas ressonantes para a malha de corrente.



Fonte: autoria própria.

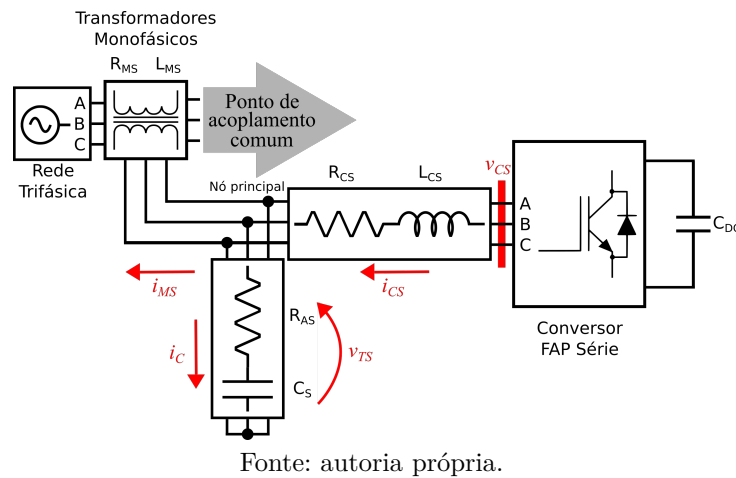
Pela Figura 21, percebe-se que o controle ressonante impõe ganho unitário (0dB)

e defasamento próximo de zero nas frequências de ressonância, permitindo a mitigação do erro em regime permanente dos harmônicos em questão.

3.5 Controle do Filtro Ativo de Potência Série

A seguir serão descritos os procedimentos de modelagem do FAP série, além do projeto e ajuste dos controladores. As equações dinâmicas do sistema fazem referência a estrutura do FAP série exibida na Figura 22, que é parte do UPQC exibido na Figura 7.

Figura 22 – Modelo do Sistema para o Controle do FAP série.



3.5.1 Malha de controle de corrente

De forma semelhante ao FAP paralelo, analisando-se a Figura 22 e aplicando a Lei de Kichhoff das tensões, foi obtida a Equação 3.21 que caracteriza a dinâmica da corrente de saída do FAP série em componentes de fases *abc*. No entanto, essa equação pode ser representada no referencial síncrono *dq*, ou no referencial estacionário *αβ*, como apresentado nas Equações 3.22 e 3.23.

$$v_{CS_{abc}}(t) = R_{CS} \cdot i_{CS_{abc}}(t) + L_{CS} \cdot \frac{d}{dt} i_{CS_{abc}}(t) + v_{TS_{abc}}(t) \quad (3.21)$$

$$v_{CS_{dq}}(t) = R_{CS} \cdot i_{CS_{dq}}(t) + L_{CS} \cdot \frac{d}{dt} i_{CS_{dq}}(t) + v_{TS_{dq}}(t) \quad (3.22)$$

$$v_{CS_{\alpha\beta}}(t) = R_{CS} \cdot i_{CS_{\alpha\beta}}(t) + L_{CS} \cdot \frac{d}{dt} i_{CS_{\alpha\beta}}(t) + v_{TS_{\alpha\beta}}(t) \quad (3.23)$$

A partir da Equação 3.22 e 3.23, obtém-se a equação dinâmica de corrente de saída do conversor série no domínio da frequência, representada no referencial síncrono

pela Equação 3.24 e no referencial estacionário pela Equação 3.25.

$$\begin{cases} v_{CS_d}(s) = R_{CS} \cdot i_{CS_d}(s) + s \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_d}(s) + \underline{\omega_g \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_q}(s)} + v_{TS_d}(s) \\ v_{CS_q}(s) = R_{CS} \cdot i_{CS_q}(s) + s \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_q}(s) - \underline{\omega_g \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_d}(s)} + v_{TS_q}(s) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{cases} v_{CS_\alpha}(s) = R_{CS} \cdot i_{CS_\alpha}(s) + s \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_\alpha}(s) + \underline{v_{TS_\alpha}(s)} \\ v_{CS_\beta}(s) = R_{CS} \cdot i_{CS_\beta}(s) + s \cdot L_{CS} \cdot i_{CS_\beta}(s) + \underline{v_{TS_\beta}(s)} \end{cases} \quad (3.25)$$

Os termos sublinhados das Equações 3.24 e 3.25 serão tratados como uma compensação *feedforward*. Sendo esses termos a única diferença entre os modelos no referencial síncrono e estacionário. Desta forma, pode-se apresentar uma única função de transferência para ambos os referenciais, representada pela Equação 3.26.

$$\frac{i_{CS}(s)}{v_{CS}(s)} = \frac{1}{R_{CS} + s \cdot L_{CS}} \quad (3.26)$$

Assim, com base na função de transferência apresentada pela Equação 3.26, podem-se utilizar os mesmos conceitos apresentados na seção 3.4.1. Onde, de forma semelhante ao FAP paralelo, pode-se obter os ganhos K_{PCS} e K_{ICS} utilizando-se a Equação 3.27. Os ganhos obtidos são apresentados na Tabela 11, considerando as duas frequências de chaveamento que serão utilizadas nos testes experimentais. A Figura 23 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de corrente.

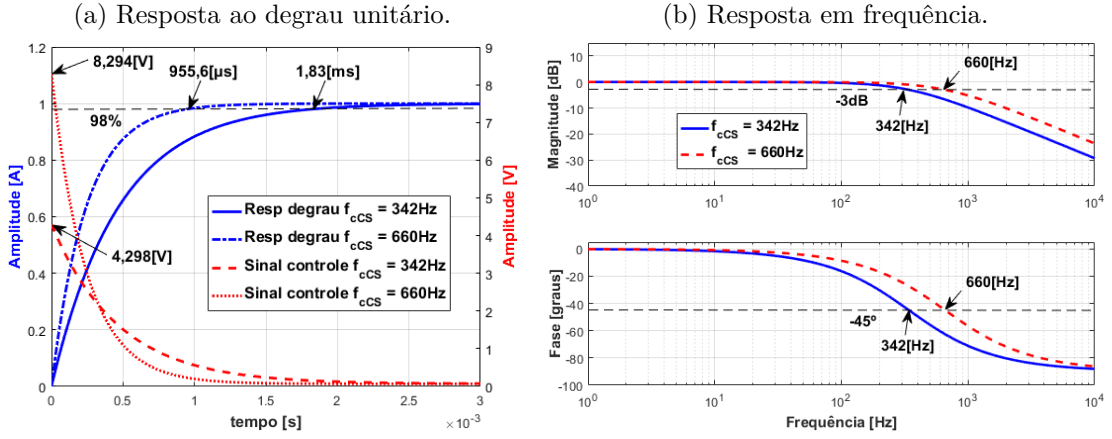
$$\begin{cases} K_{PCS} = L_{CS} \cdot \omega_{cCS} & |\omega_{cCS} \leq \frac{\omega_{sw}}{10} \\ K_{ICS} = \frac{R_{CS}}{L_{CS}} K_{PCS} \end{cases} \quad (3.27)$$

Tabela 11 – Ganhos do controlador PI de corrente do FAP série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	
Frequência de chaveamento	f_{sw}	3420Hz	9900Hz
Frequência de corte	f_{cCS}	342Hz	660Hz
Indutância equivalente	L_{CS}	2mH	
Resistência equivalente	R_{CS}	70mΩ	
Ganho Proporcional	K_{PCS}	4,2977	8,2938
Ganho Integral	K_{ICS}	150,4195	290,2832

Fonte: autoria própria.

Figura 23 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP série.



Fonte: autoria própria.

3.5.2 Malha de controle de tensão

Aplicando-se a Lei de Kichhoff das correntes no nó principal da Figura 22 e desprezando o resistor de amortecimento R_{AS} , obtem-se a Equação 3.28, onde, i_{MS} é a corrente que circula pelos transformadores monofásicos. Essa corrente não é controlada e sim definida pela corrente circulando para o ponto de acoplamento comum, que é a soma das correntes das cargas mais as correntes do FAP paralelo, motivo pelo qual será considerada como uma perturbação no sistema.

$$i_C(t) = i_{CS}(t) - i_{MS}(t) \therefore C_S \cdot \frac{d}{dt} v_{TS}(t) = i_{CS}(t) - i_{MS}(t) \quad (3.28)$$

Passando para o referencial síncrono e estacionário no domínio da frequência, obtém-se as Equações 3.29 e 3.30, respectivamente.

$$\begin{cases} s \cdot C_S \cdot v_{TS_d}(s) + \underline{\omega_g \cdot C_S \cdot v_{TS_q}(s)} = i_{CS_d}(s) - i_{MS_d}(s) \\ s \cdot C_S \cdot v_{TS_q}(s) - \underline{\omega_g \cdot C_S \cdot v_{TS_d}(s)} = i_{CS_q}(s) - i_{MS_q}(s) \end{cases} \quad (3.29)$$

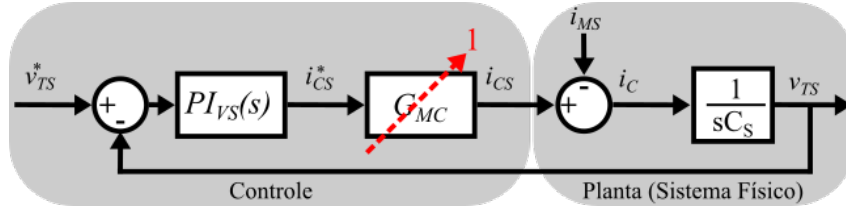
$$\begin{cases} s \cdot C_S \cdot v_{TS_\alpha}(s) = i_{CS_\alpha}(s) - i_{MS_\alpha}(s) \\ s \cdot C_S \cdot v_{TS_\beta}(s) = i_{CS_\beta}(s) - i_{MS_\beta}(s) \end{cases} \quad (3.30)$$

Os termos sublinhados da Equação 3.29 serão passados ao sistema como compensação *feedforward*, sendo esses termos a única diferença entre os modelos no referencial síncrono e estacionário. Assim, pode-se apresentar uma única função de transferência para ambos os referenciais, como descrito na Equação 3.31.

$$\frac{v_{TS}(s)}{i_{CS}(s) - i_{MS}(s)} = \frac{1}{s \cdot C_S} \quad (3.31)$$

Desta forma, pode-se representar o diagrama de blocos do sistema como exibido na Figura 24, onde G_{MC} é o ganho da malha do controle interno de corrente. Porém, considerando que essa malha é projetada para ser muito mais rápida do que a malha de tensão, é possível assumir que $G_{MC} = 1$.

Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de tensão para o transformador monofásico do FAP série.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 24, torna-se simples obter a função de transferência em malha fechada do controle de tensão conforme é apresentado na Equação 3.32.

$$\frac{v_{TS}}{v_{TS}^*} = \frac{\left(K_{P_{VS}} + \frac{K_{I_{VS}}}{s}\right) \frac{1}{sC_S}}{1 + \left(K_{P_{VS}} + \frac{K_{I_{VS}}}{s}\right) \frac{1}{sC_S}} = \frac{\left(\frac{K_{P_{VS}}}{C_S}\right) s + \left(\frac{K_{I_{VS}}}{C_S}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_{P_{VS}}}{C_S}\right) s + \left(\frac{K_{I_{VS}}}{C_S}\right)} \quad (3.32)$$

Assim, de forma semelhante ao apresentado na seção 3.4.2, comparando o denominador da função de transferência 3.32 com a equação característica de 2º grau $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$, pode-se obter os ganhos $K_{P_{VS}}$ e $K_{I_{VS}}$ a partir da Equação 3.33. Os ganhos obtidos, além dos parâmetros como frequência natural ($\omega_{n_{VS}}$) e coeficiente de amortecimento (ζ), são apresentados na Tabela 12. Além disso, a Figura 25 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão do FAP série.

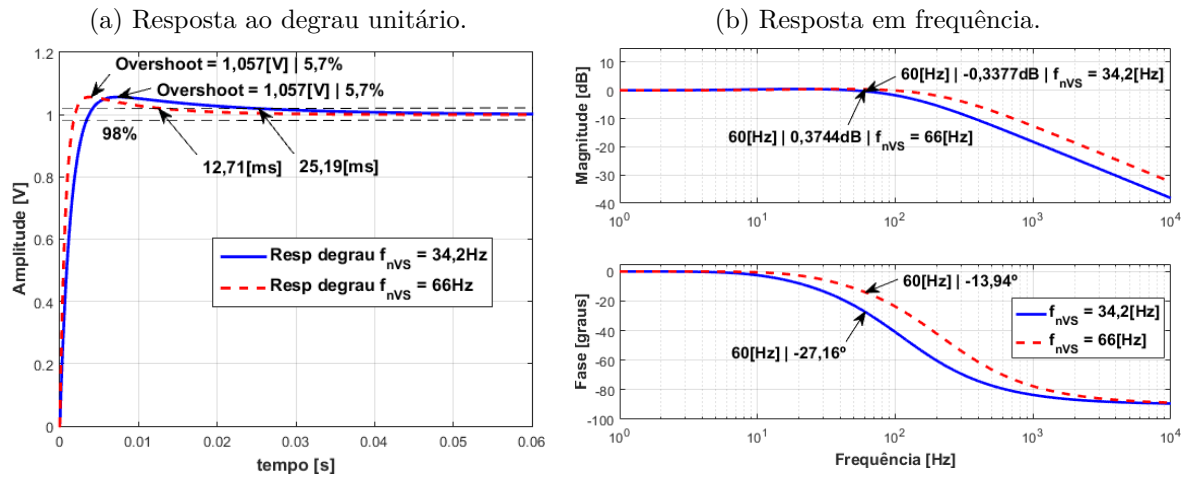
$$\begin{cases} K_{P_{VS}} = 2\zeta\omega_{n_{VS}}C_S \\ K_{I_{VS}} = \omega_{n_{VS}}^2C_S \end{cases} \quad (3.33)$$

Tabela 12 – Ganhos do controlador PI para o controle de tensão do FAP série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	
Frequência de chaveamento	f_{sw}	3420Hz	9900Hz
Frequência natural	$f_{n_{VS}}$	34,2Hz	66Hz
Coeficiente de amortecimento	ζ	1,8	
Ganho Proporcional	$K_{P_{VS}}$	0,0155	0,0299
Ganho Integral	$K_{I_{VS}}$	0,9235	3,4394

Fonte: autoria própria.

Figura 25 – Curvas referentes ao controle de tensão do FAP série.



Fonte: autoria própria.

3.5.3 Controle ressonante: adição a malha de corrente e tensão

No controle do FAP série, serão adicionadas parcelas ressonantes na malha externa, responsável pelo controle de tensão (projetado na seção 3.5.2), e também a malha interna, responsável pelo controle de corrente (projetado na seção 3.5.1). Para o projeto, utilizou-se a mesma estratégia apresentada na seção 3.4.4 do FAP paralelo. Com isso, para projetar os controles ressonantes, estipulou-se a banda de passagem ω_c como 1Hz, além da frequência fundamental do sistema ω que é de 60Hz.

Os parâmetros projetados para o controle ressonante da malha interna de corrente do FAP série se encontram na Tabela 13, que podem ser substituídos na Equação 2.9, representando os controladores PIR no referencial síncrono e estacionário. Vale ressaltar que os controladores ressonantes foram baseados nas frequências de corte ω_{cCS} abordadas na seção 3.5.1.

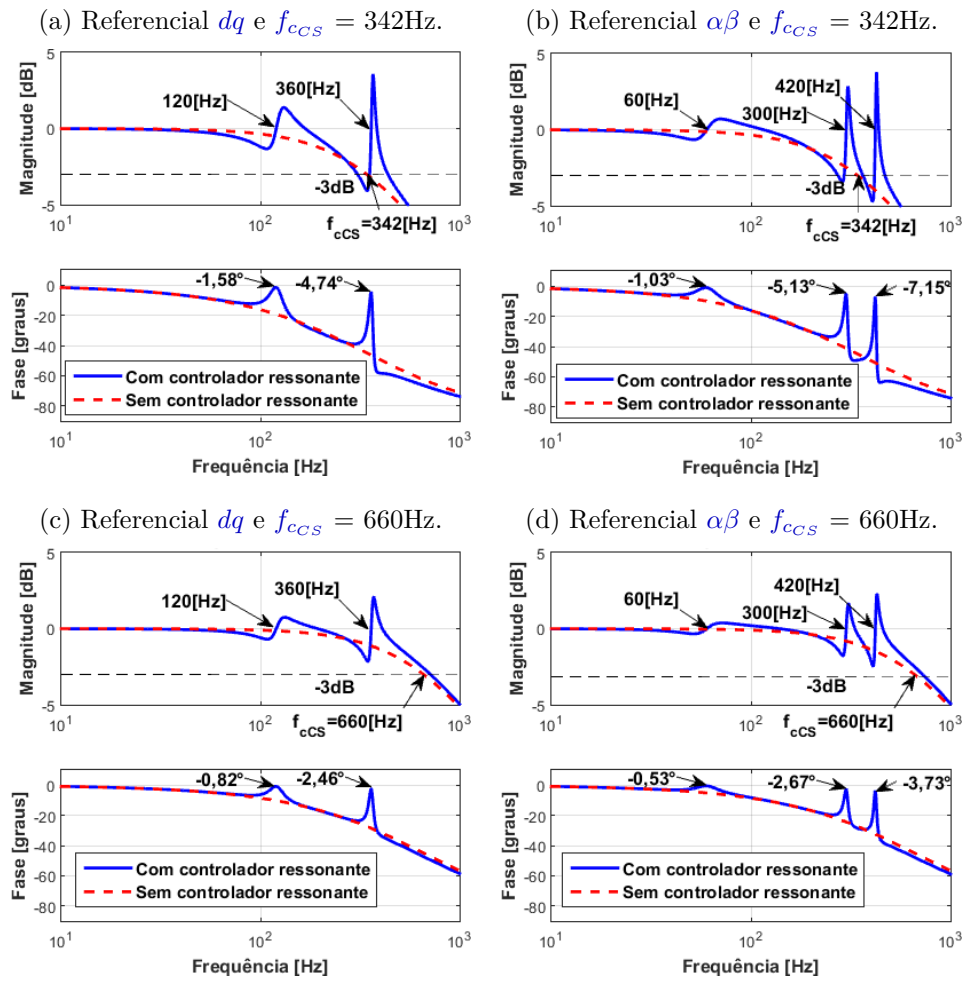
Tabela 13 – Parâmetros do controlador PIR projetado para o controlador de corrente.

Parâmetro	Símbolo	Valor			
Frequência de corte	f_{cCS}	342Hz		660Hz	
Referencial	—	dq	$\alpha\beta$	dq	$\alpha\beta$
Ordem harmônica	h	2 – 6	1 – 5 – 7	2 – 6	1 – 5 – 7
Ganho proporcional	K_{PCS}	4, 2977		8, 2938	
Ganho integral	K_{ICS}	150, 4195		290, 2832	
Ganho integral ressonante	K_{IRCS}	50, 1398	37, 6049	96, 7611	72, 5708

Fonte: autoria própria.

A Figura 26 apresenta a resposta em frequência, fazendo uma comparação entre o controlador de corrente com e sem as parcelas ressonantes. Fica evidente que o aumento da banda de passagem traz benefícios ao sistema, onde o atraso de fase é menor, utilizando-se os mesmos procedimentos para projeto.

Figura 26 – Resposta em frequência fazendo uma comparação entre os controladores com e sem as parcelas ressonantes.



Fonte: autoria própria.

De forma semelhante ao controle ressonante da malha interna de corrente, a Equação 2.9 pode ser utilizada para representar o controlador PIR projetado para malha externa de tensão, sendo seus respectivos parâmetros apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 – Parâmetros do controlador PIR projetado para o controlador de tensão.

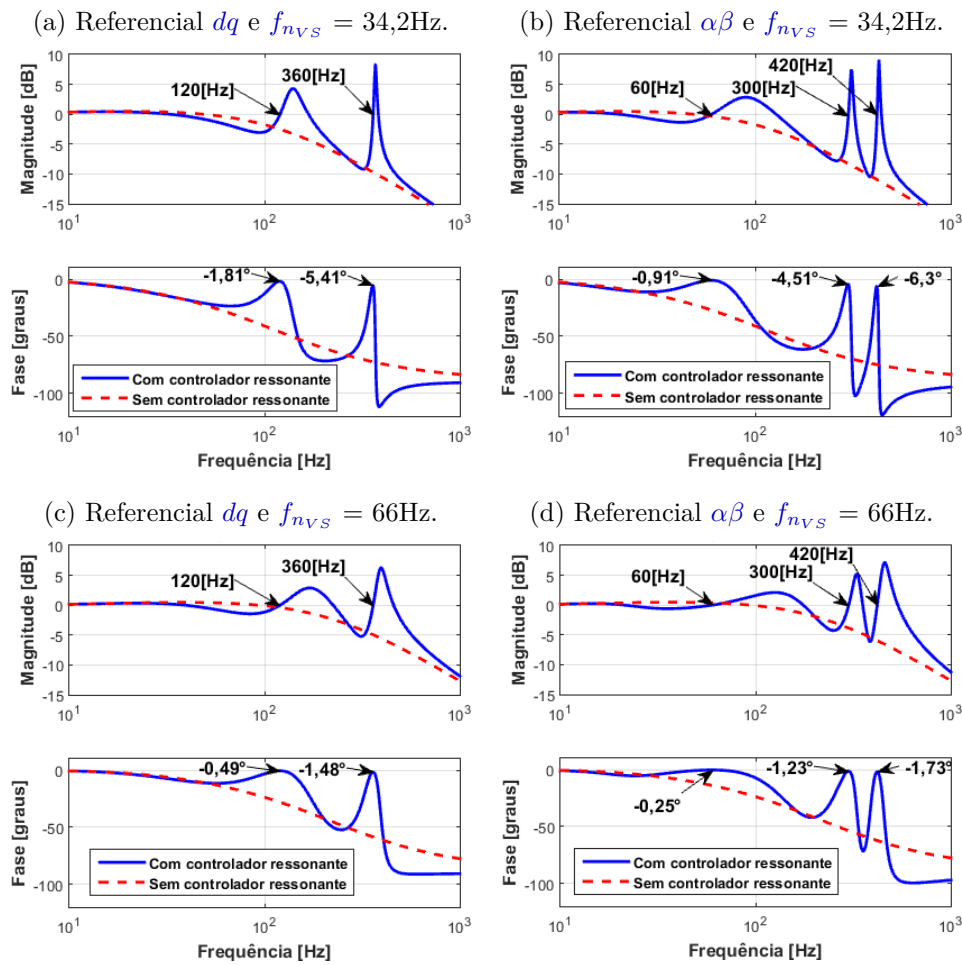
Parâmetro	Símbolo	Valor			
Frequência natural	f_{nVS}	34,2Hz		66Hz	
Referencial	—	dq	$\alpha\beta$	dq	$\alpha\beta$
Ordem harmônica	h	2 – 6	1 – 5 – 7	2 – 6	1 – 5 – 7
Ganho proporcional	K_{PVs}	0,0155		0,0299	
Ganho integral	K_{IVs}	0,9235		3,4394	
Ganho integral ressonante	K_{IRVs}	0,4618		1,7197	

Fonte: autoria própria.

Apenas durante o projeto desse controlador ressonante, não foi seguida a orientação apresentada por Brandão (2013) de dividir K_I por $(n+1)$, como descrito na seção 2.6. Em

vez disso, os ganhos $K_{I_{VS}}$ foram divididos pela metade, tanto no referencial síncrono, como no estacionário. Desta forma, obteve-se atrasos de fase mais próximos de zero, mantendo o compromisso de uma operação estável do sistema de controle. A Figura 27 apresenta a resposta em frequência fazendo uma comparação entre o controlador de tensão com e sem as parcelas ressonantes, onde é utilizado como referência para distinção dos resultados a frequência natural estipulada na seção 3.5.2, além do referencial utilizado.

Figura 27 – Resposta em frequência fazendo uma comparação entre o controlador com e sem as parcelas ressonantes.



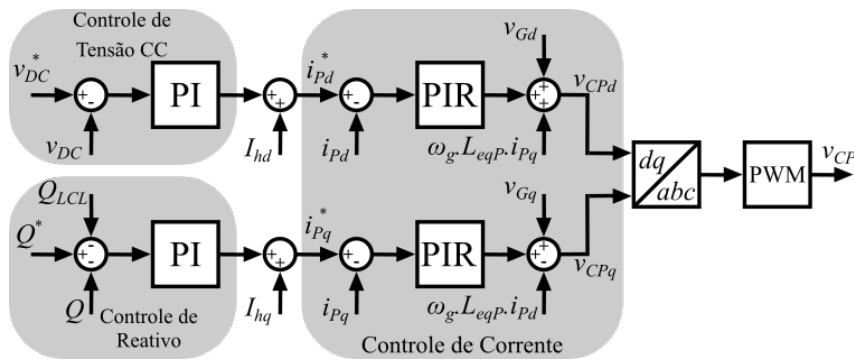
Fonte: autoria própria.

Verifica-se pelas Figuras 26 e 27 que o controle ressonante impõe ganhos unitários (0dB) e defasamentos próximos de zero nas frequências de ressonância, isso permite a mitigação do erro em regime permanente dos harmônicos em questão. De fato, há uma melhoria na resposta de fase em relação à utilização do PI clássico, mas ainda implica em tensões e correntes sintetizadas pelo sistema não exatamente iguais às referências a serem compensadas.

3.6 Sistema de controle completo do UPQC

Uma vez finalizada a etapa de projeto dos controladores do FAP paralelo e série, tanto no referencial síncrono, como no estacionário, julga-se importante apresentar o diagrama completo, proporcionando uma visão geral desse sistema de controle, além das interações entre os controladores projetados. A Figura 28 apresenta o controle do FAP paralelo em referencial síncrono. Nesse diagrama, aparecem três parâmetros, que ainda não foram discutidos. Primeiro, tem-se a compensação da parcela reativa referente ao filtro LCL (Q_{LCL}), de forma que a potência no PAC seja igual ao valor de referência (Q^*). Segundo e terceiro, tem-se a soma das componentes harmônicas de referência (i_{hd} e i_{hq}), que são as parcelas que devem ser compensadas.

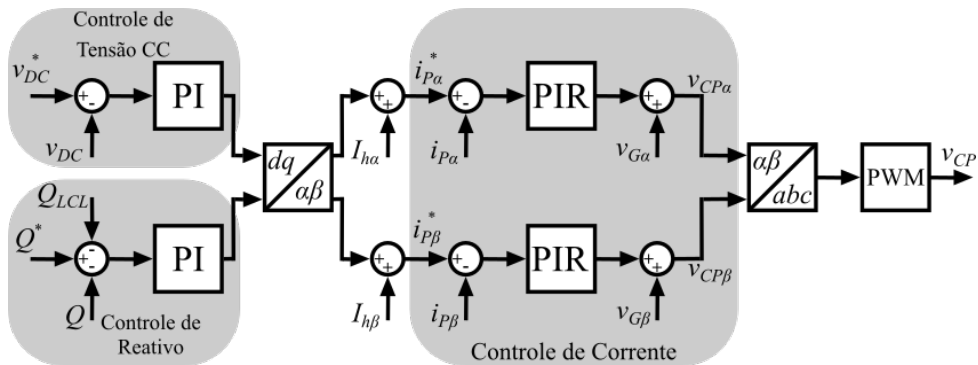
Figura 28 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial síncrono.



Fonte: autoria própria.

A Figura 29 apresenta o controle do FAP paralelo em referencial estacionário, onde foi utilizada a estrutura descrita por Teodorescu et al. (2006). Ainda assim, julga-se importante mencionar que há outras possíveis estruturas, que não serão discutidas nesse trabalho, como exemplo, se pode citar as estruturas de Limongi et al. (2006) e Watanabe e Aredes (1998).

Figura 29 – Diagrama de controle completo do FAP paralelo em referencial estacionário.



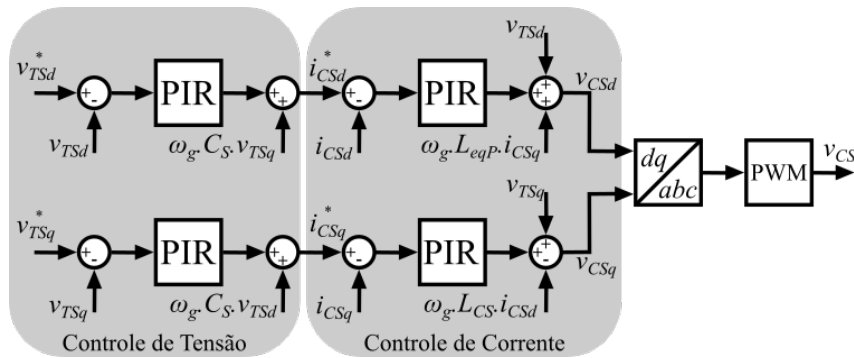
Fonte: autoria própria.

Comparando os controles no referencial síncrono e estacionário, percebe-se a ausência dos termos de acoplamento cruzado no referencial estacionário, em conformidade

com as Equações 3.5 e 3.6, de forma que as malhas de controle de corrente α e β são independentes. No referencial síncrono esses termos de acoplamento cruzado são antecipados por uma parcela de controle *feedforward*, mais precisamente pelos parâmetros $\omega_g L_{eqP} i_{Pq}$ e $\omega_g L_{eqP} i_{Pd}$.

A Figura 30 apresenta o controle do FAP série em referencial síncrono, onde há a presença dos termos de acoplamento cruzado que são compensados através do controle *feedforward*. A utilização de uma malha interna de corrente tende a tornar o controle mais estável, porém reduz a banda de passagem do sistema, visto que a malha externa será projetada como uma frequência pelo menos cem vezes mais lenta que a frequência de chaveamento.

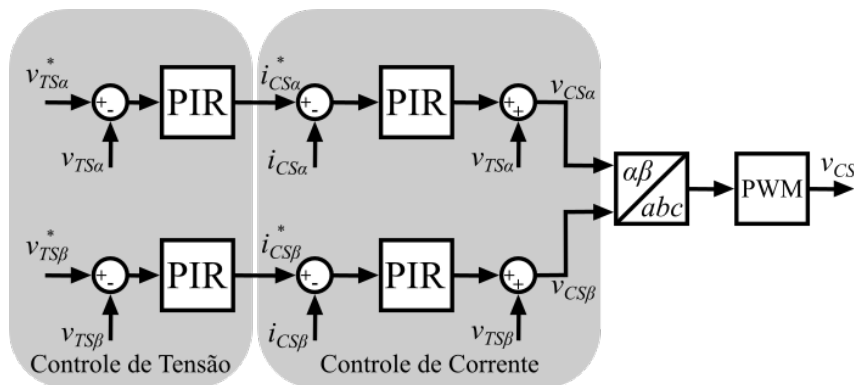
Figura 30 – Diagrama de controle completo do FAP série em referencial síncrono.



Fonte: autoria própria.

Por fim, a Figura 31 apresenta o controle do FAP série em referencial estacionário, onde não há a presença dos termos de acoplamento cruzado. Além disso, a transformação $\alpha\beta$ para abc é algebricamente mais simples que a transformação dq para abc . Esses fatores tornam o controle mais simples, exigindo um menor esforço computacional.

Figura 31 – Diagrama de controle completo do FAP série em referencial estacionário.



Fonte: autoria própria.

3.7 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os métodos utilizados para projeto da bancada UPQC. Inicialmente é exibida uma proposta, estabelecendo-se em um diagrama unifilar do sistema UPQC, onde a base do projeto é um inversor *back-to-back*. Posteriormente, neste contexto, foi apresentado o projeto e escolha dos transformadores de conexão, projeto do filtro LCL, algoritmo PLL utilizado, projeto de controle do FAP paralelo e o projeto de controle do FAP série. Em seguida, foi contextualizado o sistema de controle completo do UPQC, apresentando algumas de suas particularidades.

Para escolha dos componentes de projeto, utilizou-se os recursos disponíveis no Laboratório de Conversão de Energia da UNIFEI *Campus* de Itabira, que eram limitados. Os referenciais teóricos, apresentados ao longo do texto, puderam demonstrar a viabilidade e limitações de operação destes componentes. A frequência de chaveamento e a tensão de operação do barramento CC são variáveis que podem ser alteradas, de forma a adequar o projeto às recomendações propostas de operação. Esse cenário é apresentado nas Figuras 8 e 10.

A partir dos procedimentos de modelagem e projeto dos controladores foram levantadas curvas de respostas ao degrau e frequência, a comparação dessas curvas com os resultados práticos irão permitir a validação dos modelos matemáticos levantados. Para as malhas internas de corrente e também a malha de potência reativa, o zero do controlador foi alocado de forma a anular o polo da planta, sendo assim, tem-se um modelo de primeira ordem, não havendo a presença de *overshoot*. As malhas externas de controle de tensão no barramento CC e saída do FAP série, possuem características de um modelo de segunda ordem, apresentando *overshoot* de até 5,7%. O tempo de acomodação dessas malhas estão diretamente ligados à frequência natural ou de corte escolhidas para os controladores, de forma que quanto maior a frequência natural ou de corte, menor é o tempo de acomodação. As respostas em frequência permitem observar a banda de passagem dos controladores projetados, o que pode vir a prejudicar a síntese de componentes harmônicas. Uma forma de minimizar esse impacto seria o aumento da frequência de chaveamento.

As parcelas ressonantes são uma opção para garantir a síntese adequada de componentes harmônicas prejudicadas pela banda de passagem do sistema, como descrito nas Figuras 21, 26 e 27, porém deve haver um compromisso entre a banda de passagem do controlador e o projeto da parcela ressonante. O controle ressonante não será capaz de compensar efetivamente ordens harmônicas relativamente muito maiores que a banda de passagem. Esse problema pode ser observado nos resultados referentes as frequências de corte de 34,2Hz, 66Hz, 342Hz e 660Hz, onde as frequências maiores apresentam melhores resultados.

4 Simulação do Sistema UPQC

Uma vez projetado o sistema UPQC, foi possível simulá-lo se baseando no diagrama da Figura 7. Serão apresentados os resultados dos testes de operação, utilizando-se os mesmos valores de componentes e parâmetros levantados no projeto, buscando validá-los. Serão apresentadas as respostas de controle no referencial síncrono, visto que os modelos levantados e seus resultados para tempo de acomodação e *overshoots* são semelhantes para ambos os referenciais.

As simulações realizadas tomam como base a estrutura do UPQC discutida nos capítulos anteriores, bem como a estrutura que será efetivamente aplicada no protótipo para testes experimentais (Apêndice C, Figura 74). O *software* de simulação escolhido foi o *Simulink/MATLAB*, sendo utilizado um passo de amostragem de 256 amostras para cada ciclo de chaveamento. Buscou-se emular a DSP (*Digital Signal Processor*) através da implementação dos controladores utilizando-se blocos do tipo *function*, onde permite-se a utilização de linhas de código podendo haver maior semelhança com a implementação no *software* de desenvolvimento da bancada. Ressalta-se que foram realizados testes para validar o algoritmo PLL projetado, sendo que o sistema não perdeu sincronismo em nenhuma das condições de operação testadas. Discrepâncias entre os tempos de acomodações e *overshoots* projetados, desde que não sejam significativamente elevados, serão aceitos e podem se explicar pelas simplificações realizadas durante a modelagem da planta.

4.1 Simulação do FAP paralelo

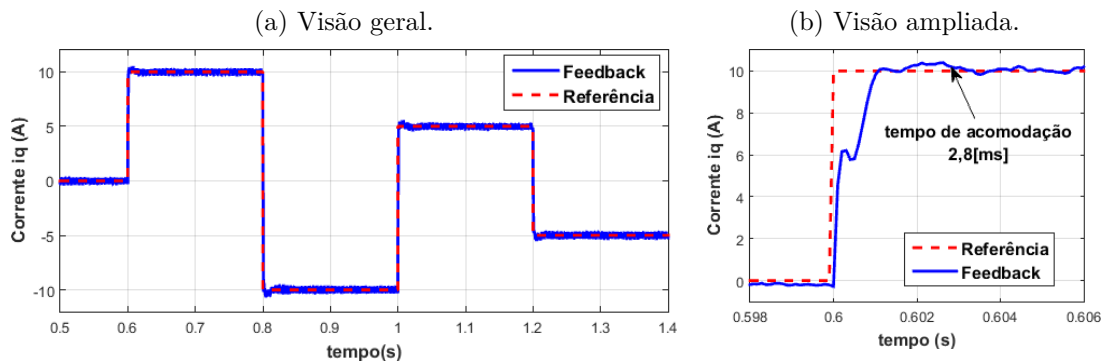
Nesta seção, serão apresentados os resultados de simulação do FAP paralelo, principalmente no que diz respeito ao tempo de resposta das malhas de controle e à capacidade de síntese de correntes reativas e também de correntes harmônicas. Para avaliação dos controladores projetados, serão aplicados degraus de referência e analisadas as respostas dos controles.

4.1.1 Resposta do controle de corrente

A Figura 32 apresenta a resposta do controlador de corrente do eixo de quadratura. O fato do sistema ser capaz de seguir a referência sugere que o mesmo está sendo controlado. Na visão ampliada, observa-se uma resposta com característica de primeira ordem. Os resultados para o eixo de quadratura e direto são semelhantes, o que era esperado por apresentarem a mesma planta. Com isso, não houve instabilidade no sistema e ambos os controladores apresentam o tempo de acomodação de 2,8ms na simulação,

estando próximo dos 1,98ms projetado e apresentado na Figura 15.

Figura 32 – Resposta do controlador de corrente para o eixo de quadratura.

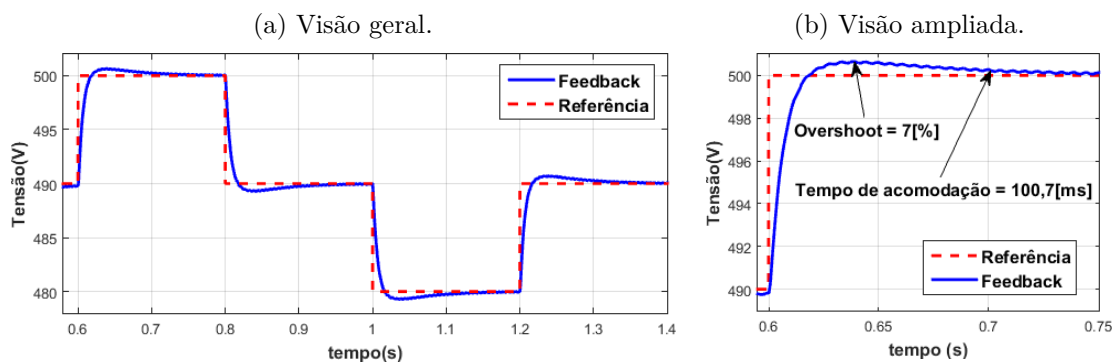


Fonte: autoria própria.

4.1.2 Resposta do controle de tensão do barramento CC

A Figura 33 apresenta a resposta do controle de tensão do barramento CC, onde acredita-se que o sistema projetado de fato atende as especificações de projeto, por seguir a referência, apresentando erro nulo em estado estacionário e com *overshoot* próximo ao valor projetado de 5,58%. As variações em degrau foram geradas próximas ao ponto de operação de 490V, valor que foi estipulado na etapa de projeto. A visão ampliada apresenta uma resposta com características de segunda ordem, onde se pode observar um tempo de acomodação próximo aos 123ms projetado, além de um *overshoot* de 7%.

Figura 33 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do barramento CC.



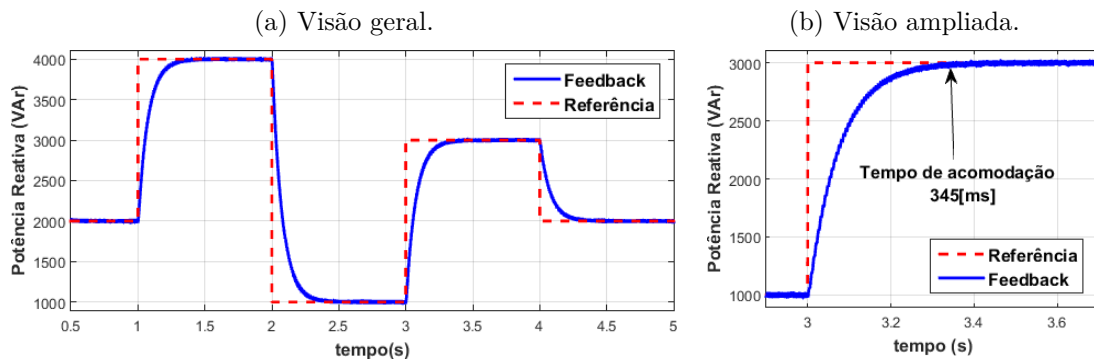
Fonte: autoria própria.

4.1.3 Resposta do controle de potência reativa

A Figura 34 apresenta a resposta da malha externa responsável pelo controle de potência reativa. Como definido na etapa de projeto, a visão ampliada permite observar que a resposta possui características de primeira ordem. Além disso, não há instabilidade

ou perda de controle aparente. O tempo de acomodação de 345ms da simulação está próximo dos 424ms projetado e apresentado na Figura 20.

Figura 34 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de potência reativa do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

4.1.4 Injeção de correntes harmônicas pelo FAP paralelo

Para validar a injeção de correntes harmônicas pelo FAP paralelo, buscou-se verificar sua eficácia na mitigação das harmônicas de 5ª e 7ª ordem geradas pela carga. Para quantificar essa atenuação, utilizou-se os indicadores de THD (*Total Harmonic Distortion*) e percentual harmônica, comparando os valores presentes na rede e na carga. A amplitude das harmônicas utilizadas na simulação foram estipuladas em relação à corrente fundamental da carga, que foi de 15A de pico. Assim, a Tabela 15 apresenta os resultados.

Tabela 15 – THD nas correntes da rede e da carga.

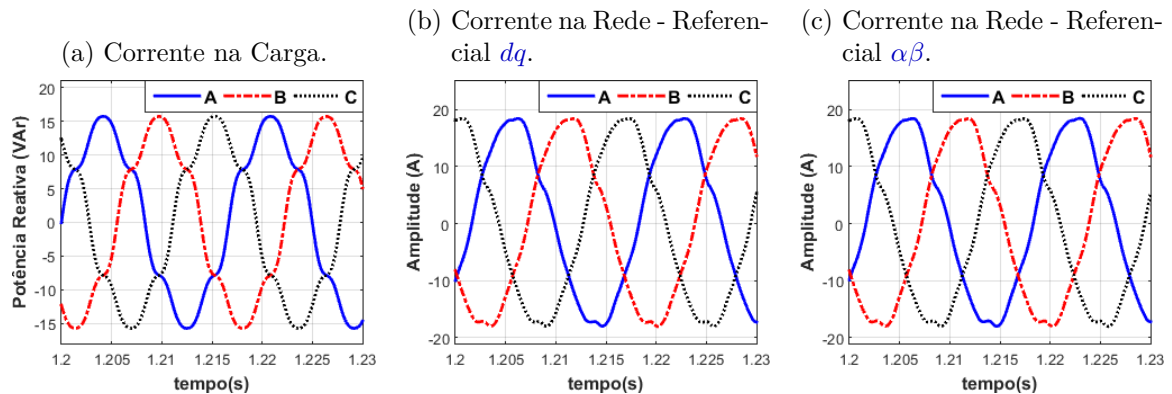
Ordem das Harmônicas	Referencial $\alpha\beta$		Referencial dq	
	Carga	Rede	Carga	Rede
5ª (% f_{fund})	10,0	3,23	10,0	2,77
7ª (% f_{fund})	5,0	2,86	5,0	2,74
THD (%)	11,18	5,41	11,18	5,15

Fonte: autoria própria.

Apesar de não eliminar por completo o conteúdo harmônico, nota-se uma redução de aproximadamente 7 pontos percentuais para a 5ª, 2,2 pontos percentuais para a 7ª e 5,9 pontos percentuais para a THD, demonstrando que a injeção de correntes harmônicas com sinal contrário ao gerado pela carga está de fato ocorrendo por parte do FAP paralelo. A falta de mitigação completa se justifica pelo desvio de fase apresentado no projeto do controlador ressonante e também do filtro LCL, como apresentado nas Figuras 21 e 9 respectivamente. Nota-se também um melhor desempenho por parte do controle realizado em referencial síncrono, o que pode estar ligado a uma menor dependência do controle ressonante, visto que o mesmo possui um número menor de controladores ressonantes.

Para caracterizar melhor a simulação realizada, formas de onda de corrente na carga e na rede são apresentadas na Figura 35. Apesar de não eliminar por completo o conteúdo harmônico, a forma de onda de corrente na rede apresenta semelhança visual a uma senoide, o que sugere ação prática do controle ressonante projetado.

Figura 35 – Formas de onda apresentando a compensação de harmônicos pelo FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

4.2 Simulação do FAP série

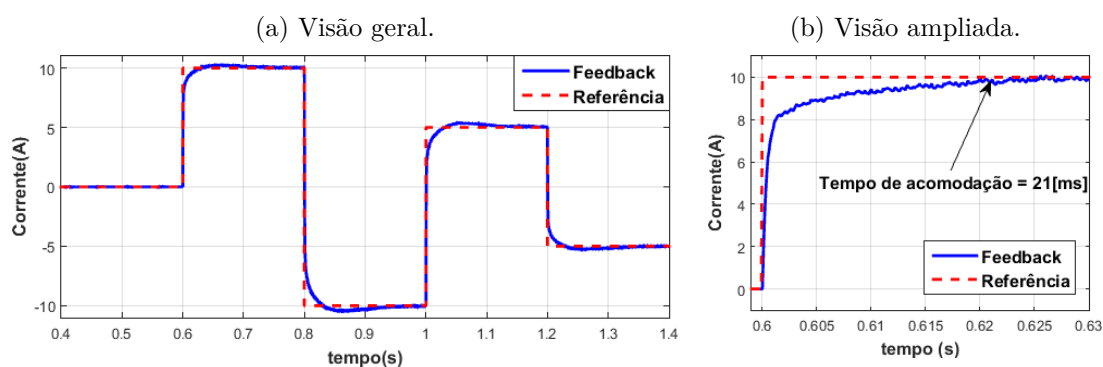
Nesta seção, serão apresentados os resultados de simulação do FAP série, onde, de forma semelhante ao FAP paralelo, serão analisados tempo de resposta das malhas de controle e a capacidade de síntese de tensões harmônicas. Para validação dos controladores projetados, serão aplicados degraus de referência e analisadas as respostas dos controladores. Para os resultados desta seção, optou-se por utilizar controladores com uma banda de passagem maior, ou seja, a frequência de corte base para todos os cálculos dos controladores, como apresentada na Tabela 11, foi de 990Hz. Com isso, as respostas tiveram um melhor comportamento, permitindo apresentar respostas mais coerentes para uma frequência de chaveamento de 9900Hz.

4.2.1 Resposta do controle de corrente

A Figura 36 apresenta a resposta do controlador de corrente do eixo direto, onde se percebe um sinal característico de chaveamento gerado pelo conversor. Como esperado, o resultado para o eixo direto e de quadratura são semelhantes, não sendo necessário apresentar ambos os resultados. O sistema está sendo controlado, pois o valor médio de corrente de eixo de quadratura sintetizado é o próprio valor de referencia imposto ao sistema. Observa-se um *overshoot* menor que 2%, por isso na visão ampliada é apontado um tempo de acomodação de 21ms, pelo menos dez vezes maior que o projetado. Como não houve instabilidade no sistema, considerou-se os resultados como sendo admissíveis

para aplicação no protótipo, dado que o comissionamento é realizado com chaveamento temporizado e com devidas proteções implementadas, conteúdos que serão discutidos na seção 5.4. Porém essa divergência pode indicar um erro de modelagem ou até mesmo ser o reflexo das simplificações aplicadas.

Figura 36 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de corrente do eixo direto do FAP série.

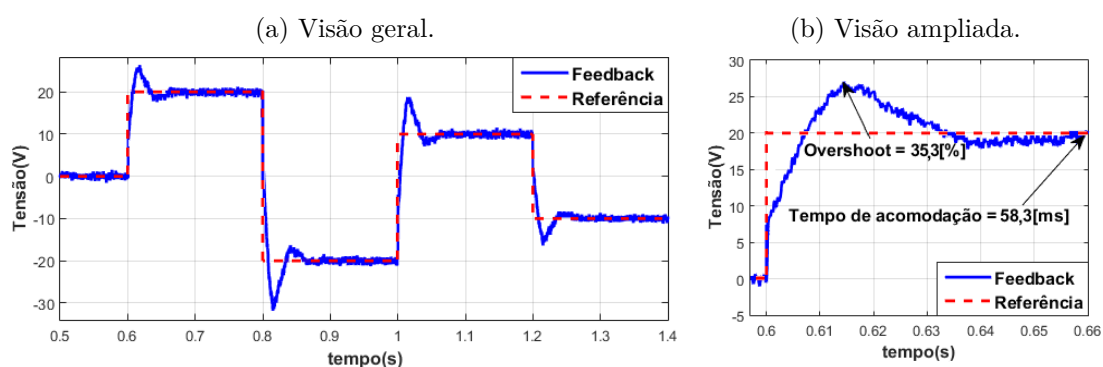


Fonte: autoria própria.

4.2.2 Resposta do controle de tensão

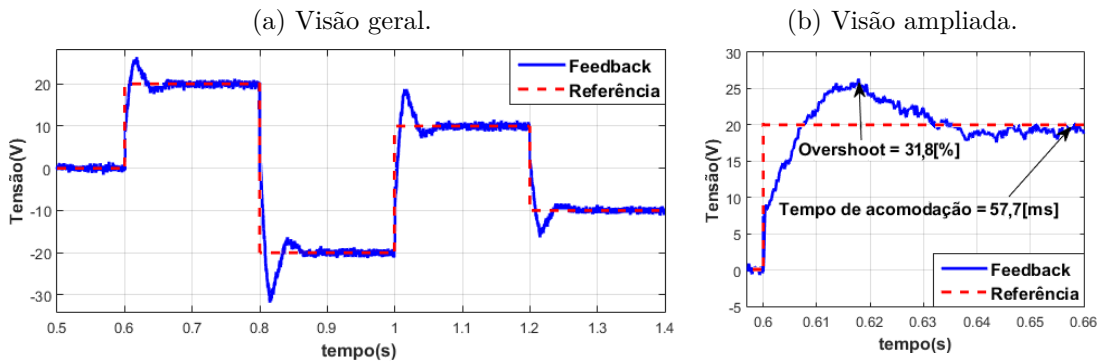
As respostas das malhas externas, referentes aos controladores de tensão do eixo de quadratura e direto, são apresentadas respectivamente nas Figuras 37 e 38. Como esperado, observa-se uma resposta com característica de segunda ordem em ambos os resultados. Contudo, para os casos simulados, os resultados apresentaram valores de *overshoot* e tempo de acomodação bem maiores que os projetados. Mesmo não havendo uma validação precisa dos parâmetros projetados, optou-se pela utilização desses valores no protótipo, visto que não houve instabilidade ou perda de controle na simulação. Como opção, para que o *overshoot* apresentado não seja prejudicial ao protótipo, decidiu-se por aplicar as referências em rampa, suavizando assim a ação de controle.

Figura 37 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do eixo de quadratura do FAP série.



Fonte: autoria própria.

Figura 38 – Resposta a uma variação em degrau da referência do controlador de tensão do eixo direto do FAP série.



Fonte: autoria própria.

4.2.3 Injeção de tensões harmônicas pelo FAP série

Para validar a injeção de tensões harmônicas pelo FAP série, realizou-se testes semelhantes ao de injeção de correntes harmônicas do FAP paralelo, verificando-se a eficácia da mitigação de tensões desbalanceadas e harmônicas de 5ª e 7ª ordens com origem na rede. Para quantificar essa atenuação, utilizou-se os indicadores de THD e percentual harmônica, comparando os valores presentes na rede e na carga, tanto para o controle no referencial síncrono, como no estacionário. Desta forma, as Tabelas 16 e 17 apresentam os resultados obtidos.

Tabela 16 – Valor de pico e THD das tensões da rede e da carga, com controle no referencial dq .

Ordem das Harmônicas	Rede			Carga		
	AB	BC	CA	AB	BC	CA
5ª (% f_{fund})	11,09	14,24	12,37	0,20	0,21	0,08
7ª (% f_{fund})	11,09	14,24	12,37	0,18	0,14	0,06
THD (%)	15,68	20,13	17,5	1,24	0,94	1,16
Fund (V) $_{pico}$	280,6	218,5	251,4	311,4	311,3	313,4

Fonte: autoria própria.

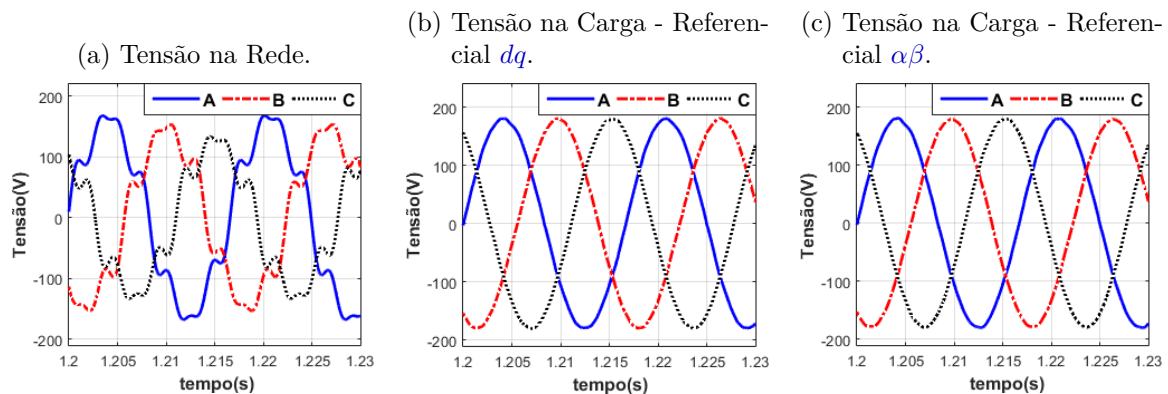
Tabela 17 – Valor de pico e THD das tensões da rede e da carga, com controle no referencial $\alpha\beta$.

Ordem das Harmônicas	Rede			Carga		
	AB	BC	CA	AB	BC	CA
5ª (% f_{fund})	11,09	14,24	12,37	0,16	0,17	0,15
7ª (% f_{fund})	11,09	14,24	12,37	0,13	0,13	0,12
THD (%)	15,68	20,13	17,5	1,14	0,89	0,99
Fund (V) $_{pico}$	280,6	218,5	251,4	310,8	310,6	312,9

Fonte: autoria própria.

Os resultados apresentados mostram que os valores de distorção harmônica apresentados na carga são menores que os apresentados na rede, indicando que o sistema projetado atua de fato como um FAP, para ambos os referenciais de controle. Além da eficiência na compensação de harmônicos, os distúrbios relacionados à amplitude do sinal de tensão também são mitigados pelo FAP série, corrigindo o desbalanço. Para caracterizar melhor a simulação realizada, formas de onda de tensão na rede e na carga são apresentadas na Figura 39. A forma de onda de tensão na carga apresenta considerável semelhança visual a uma senoide, validando assim o controle ressonante projetado.

Figura 39 – Formas de onda apresentando a compensação do FAP série.



Fonte: autoria própria.

4.3 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação computacional do sistema UPQC. Buscou-se simular o protótipo físico com a maior semelhança possível no ambiente computacional escolhido. Pois, essa é uma importante etapa do projeto, que permite a realização de testes que podem antecipar dificuldades na implementação física da bancada. Assim, verificou-se a resposta dinâmica de todos os controladores, permitindo uma comparação com os valores projetados.

Foi possível notar algumas divergências entre os resultados e valores projetados de *overshoot* e tempo de acomodação. No entanto, em nenhum dos resultados houve instabilidade no sistema, com isso, considerou-se os parâmetros como sendo aptos para aplicação no protótipo. Essas divergências evidenciaram a necessidade de um comissionamento com maior segurança do protótipo, onde foram implementados o chaveamento temporizado e as proteções, conteúdos que serão discutidos na seção 5.4. Além disso, decidiu-se por aplicar as referências em rampa, suavizando a ação de controle.

A simulação para injeção de tensões e correntes harmônicas, além de tensões desbalanceadas, indicou que o sistema projetado atua de fato como um FAP, em ambos os referenciais de controle projetados. A mitigação de problemas relacionados a qualidade

de energia, só foi realizada em ambiente de simulação, devido limitações do protótipo que ainda serão detalhadas no capítulo [6](#).

5 Montagem e comissionamento da Bancada

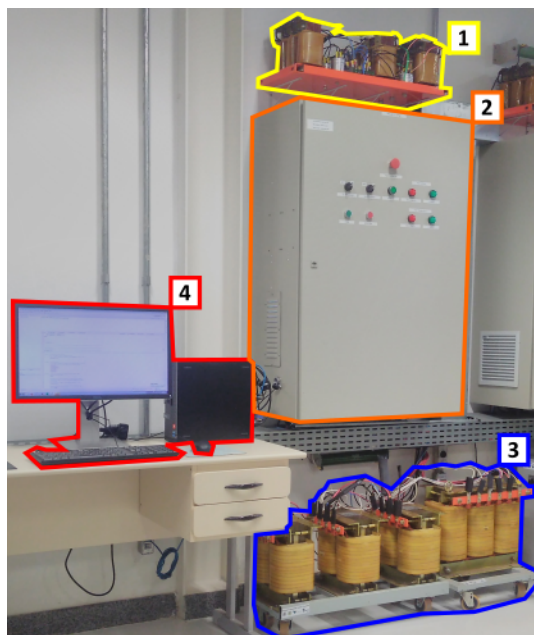
Nesse capítulo, serão discutidos os principais aspectos de construção, comissionamento e operação da bancada de testes. Inicialmente, será apresentada a estrutura da bancada, destacando os elementos de maior relevância. Na sequência, serão discutidos o desempenho do algoritmo de sincronismo, pré-carga, teste do *chopper*, proteções e alarmes.

5.1 Protótipo experimental

O protótipo experimental tem como base o diagrama unifilar exibido na Figura 7 e seus parâmetros são baseados no projeto dos componentes e controladores apresentados nos capítulos anteriores. A Figura 40 apresenta o sistema completo montado, incluindo:

1. Filtros de saída;
2. Painel elétrico;
3. Transformadores de acoplamento;
4. Computador utilizado para programação da DSP.

Figura 40 – Visão geral do Protótipo do UPQC.



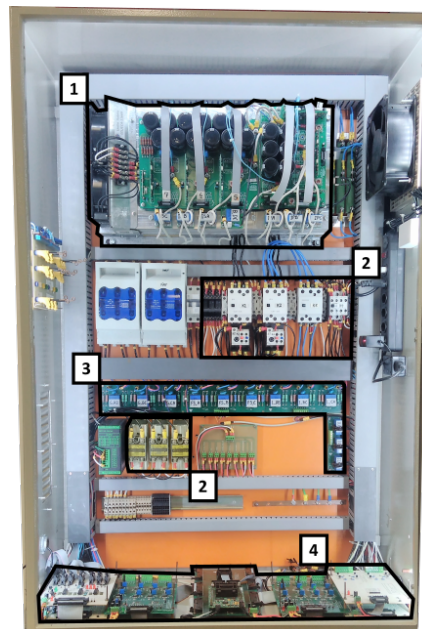
Fonte: autoria própria.

O sistema foi montado em um painel, de forma a garantir maior segurança ao usuário. E possibilitando, que o controlador e o sistema de potência fossem montados em

partes distintas, garantindo um melhor comportamento no que diz respeito a compatibilidade eletromagnética. A Figura 41 destaca elementos internos do painel, que divide-se em:

1. Conversor back-to-back;
2. Sistema de comando;
3. Transdutores de tensão e corrente;
4. Circuitos de comando e condicionamento de sinais.

Figura 41 – Visão interna do painel elétrico do UPQC.

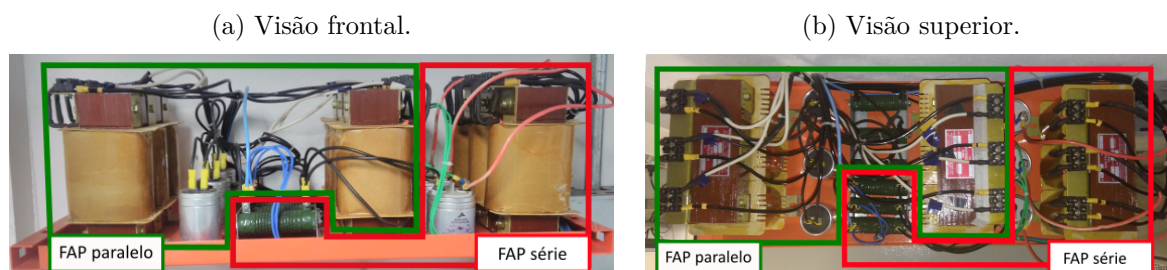


Fonte: autoria própria.

Para análise do protótipo experimental, serão discutidos os principais elementos do sistema UPQC destacados na Figura 40 e 41. O que permitirá uma visão mais detalhada do projeto desenvolvido.

5.1.1 Filtros de saída do FAP série e paralelo

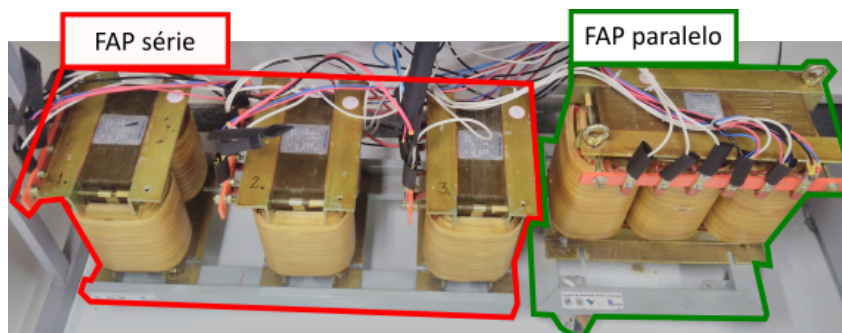
A Figura 42 apresenta os filtros de saída do FAP série e paralelo a partir de uma visão frontal e superior, buscando dar uma ideia precisa de posicionamento dos componentes. Foram utilizados indutores trifásicos do fabricante *King Transformadores*, os quais possuem indutância de 2mH, além dos valores nominais de corrente, tensão e frequência de 25A, 220V e 60Hz respectivamente. Os capacitores são do fabricante EPCOS, modelo B32361-A4206-J080, os quais possuem capacitância de 20μ F e tensão máxima de 850V. Os resistores de amortecimento são de fio enrolado, com valor de resistência de $1,8\Omega$ e potência nominal de 100W.

Figura 42 – Filtros de saída do **FAP** série e paralelo.

Fonte: autoria própria.

5.1.2 Transformadores de conexão

Utilizou-se três transformadores monofásicos para conexão do **FAP** série. Esses transformadores possuem relação de transformação 1:1 e valores nominais de corrente, tensão e frequência de 39,37A, 127V e 60Hz, respectivamente. Já para conexão do **FAP** paralelo, utilizou-se um transformador trifásico com relação de transformação 1:1, ligação *Dd0* e valores nominais de corrente, tensão e frequência de 26,24A, 220V e 60Hz, respectivamente. Ambos os transformadores foram fabricados pela empresa TRANSFOMECC e são apresentados na Figura 43.

Figura 43 – Transformadores de conexão do **FAP** série e paralelo.

Fonte: autoria própria.

5.1.3 Circuitos de comando e condicionamento de sinais

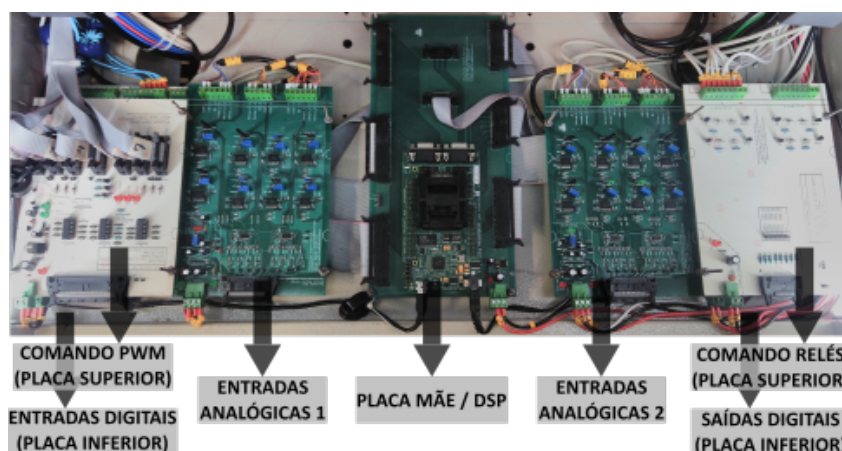
Para o processamento dos dados e controle do sistema, foi utilizada a controladora EZDSP F28335 *Spectrum Digital Development Kit*, a qual contém um *DSP Texas Instruments TMS320F28335*. Além disso, utilizou-se as seguintes placas desenvolvidas pelo LCCE (*Laboratório de Conversão e Controle de Energia*):

- Placa mãe que funciona como uma interface entre o kit **DSP** EZDSP F28335 e as demais placas funcionais do sistema através das conexões e pinos disponíveis;

- Placa para comando de relés, onde o sinal de comando proveniente das saídas digitais do **DSP**, é convertido em um sinal de potência de nível lógico necessário para acionamento dos relés;
- Placa de saídas digitais que possui a finalidade de condicionar e disponibilizar as saídas digitais da **DSP** (nível lógico **CMOS** (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) de 3,3V) para níveis lógicos ativados com tensões mais elevadas, como 5V ou 10V;
- Placa de entradas digitais que possui a finalidade de condicionar as entradas digitais às especificações do **DSP** (nível lógico **CMOS** de 3,3V);
- Placa de comando **PWM**, onde os sinais de comando provenientes da placa mãe, que possui níveis de tensão de 3,3V, passam por um *buffer* para que o sinal seja compatibilizado com os níveis lógicos de comando dos *gates drives*;
- Placa de condicionamento de entradas analógicas, no qual é projetada para fazer o condicionamento dos sinais dos sensores às especificações das entradas analógicas do **DSP** e aos requisitos do sistema. O condicionamento é composto por ajuste de nível lógico e proteção contra sobretensão.

É importante destacar que os ganhos dos sensores de tensão e corrente aplicados foram todos ajustados utilizando o Calibrador Multiproduto FLUKE 5522A, o qual garante precisão de ajuste do sinal aplicado, além de atender aos valores nominais de operação do sistema. Por fim, a Figura 44 apresenta a disposição das placas de comando e condicionamento de sinais do **UPQC**.

Figura 44 – Placas de comando e condicionamento de sinais do **UPQC**.

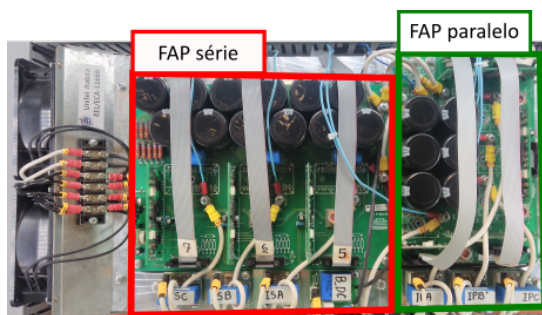


Fonte: autoria própria.

5.1.4 Conversor *back-to-back*

Foi utilizado na montagem do protótipo UPQC um conversor trifásico *back-to-back* Semikron SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12 a IGBTs com potência de 13kVA, corrente máxima de 20A e máxima frequência de chaveamento sem perdas excessivas de 15kHz. O banco de capacitores equivalente ao barramento CC desse conversor possui capacitância de 3,06mF e máxima tensão de operação de 750V. Além disso, o conversor conta com dissipador de calor em alumínio, ventilação forçada e termostato de proteção definido para 85°C. A Figura 45 apresenta o conversor montado no painel elétrico com medições de corrente de saída e tensão do barramento CC e destaca as pontes de IGBTs utilizadas para o FAP série e paralelo.

Figura 45 – Conversor *back-to-back* utilizado no protótipo do UPQC.

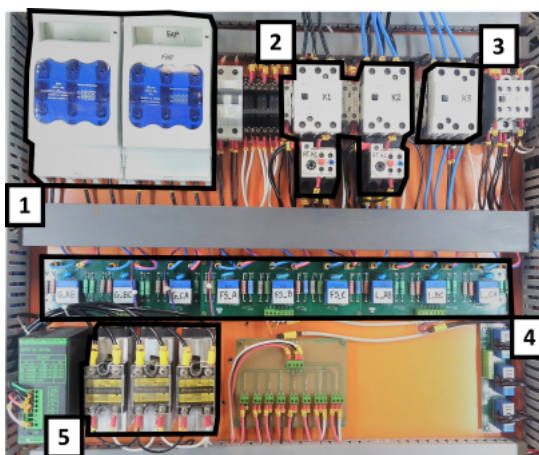


Fonte: autoria própria.

5.1.5 Sistema de comando e medição de sinais

Outros elementos também devem ser evidenciados dentro do protótipo UPQC, pois caracterizam aspectos construtivos da bancada. Tais elementos estão relacionados à aquisição das medições e ao comando do sistema, sendo eles destacados na Figura 46 e também identificados no diagrama de potência apresentado na Figura 69 do Apêndice C.

Figura 46 – Circuito de comandos e sensores de medições utilizado no protótipo UPQC.



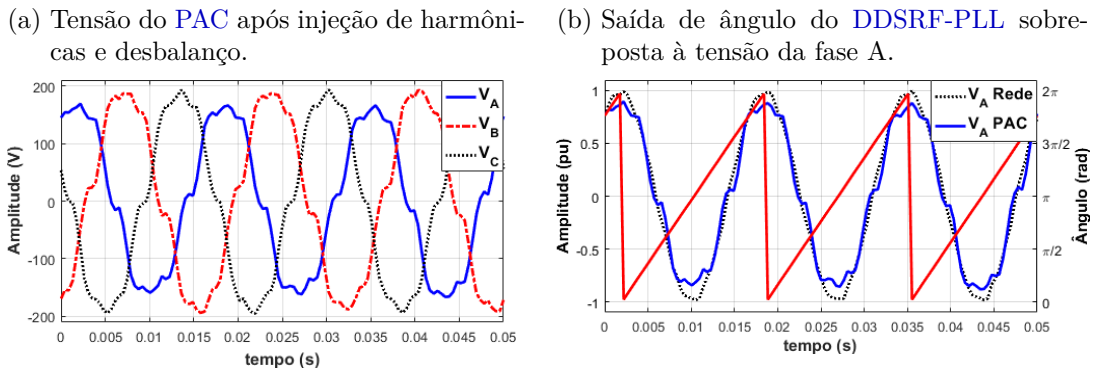
Fonte: autoria própria.

1. As seccionadoras tripolares foram instaladas nas entradas dos **FAPs** série e paralelo, permitindo operações de abertura e fechamento do circuito de forma manual. Além disso, elas contêm fusíveis que garantem proteções contra curto-circuito e sobre corrente, ajudando a evitar incêndios ou danos a outros elementos do circuito;
2. Os contatores principais K1 e K2 são responsáveis por fazer o acoplamento ou desacoplamento eletromecânico dos **FAPs** série e paralelo de acordo com as lógicas de comando programadas, sendo K1 responsável pelo **FAP** série e K2 pelo **FAP** paralelo. Além disso, estes contatores contam com relés térmicos de sobrecarga, que protegem o sistema contra sobre correntes;
3. O contador K3 é responsável pela pré-carga inicial do sistema, onde são utilizados resistores em série que irão garantir valores iniciais de corrente reduzidos e mais adequados aos limites dos componentes do sistema;
4. Para medição das variáveis do sistema, foram utilizados os sensores LV25-P (Medição de tensão) e LA55-P/SP1 (Medição de corrente). Ambos os sensores são da fabricante *LEM Electronics*. O LV25-P possui faixa de medição de $\pm 700V$, enquanto o LA55-P/SP1 possui faixa de $\pm 100A$ atendendo as necessidades do sistema;
5. Quando o **UPQC** estiver operando em condições livres de distúrbios de tensão, buscando reduzir perdas no sistema, pode-se curto-circuitar os transformadores série do **FAP** série ([SILVA, 2003](#); [COTA, 2016](#)). Para realizar esse curto-circuito dos secundários dos transformadores monofásicos, foram utilizados relés de estado sólido, também conhecidos como **SSR** (*Solid State Relay*), da JNG de 40A. Esses dispositivos são chaves à base de **TRIACs** (*Triode for Alternating Currents*) com detecção de passagem por zero que atuam como relés de potência. Após agregar dissipadores e ventilação forçada, para uma corrente eficaz de 20A e uma temperatura ambiente de $23^{\circ}C$, os dispositivos atingiram a temperatura final de $47^{\circ}C$ em regime permanente (valor inferior ao limite máximo de $80^{\circ}C$ indicado pelo fabricante).

5.2 Desempenho do algoritmo de sincronismo

Para verificar o desempenho do algoritmo de sincronismo implementado, optou-se por sincronizá-lo à tensão do **PAC**, onde foi sintetizado um perfil de onda distorcido. A Figura 47a apresenta a forma de onda sintetizada com características de desequilíbrio, além de componentes harmônicas de 5^a e 7^a ordens. As formas de onda da Figura 47b sugerem que, em regime, o algoritmo **DDSRF-PLL** está estimando o ângulo de fase da tensão de referência adequadamente. Ressalta-se que, mesmo na presença de distorções de tensão, o algoritmo não perdeu sincronismo e o sistema não saiu de operação.

Figura 47 – Desempenho do algoritmo de sincronismo.

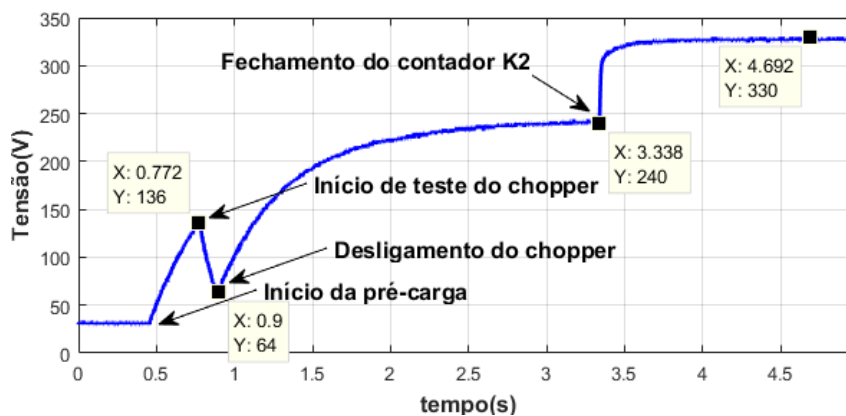


Fonte: autoria própria.

5.3 Teste de pré-carga e *chopper*

Para o carregamento inicial do barramento CC, foi implementada uma rotina de pré-carga incluindo um teste de eficiência do *chopper* de proteção. Inicialmente, é acionado o contator K3, responsável pela pré-carga, onde o barramento CC é carregado até 40% de seu valor final, momento no qual o contator de pré-carga é aberto e o *chopper* é acionado. Caso a tensão do barramento seja reduzida até 20% do valor final, o *chopper* é desligado e é dada continuidade ao processo de energização do conversor. Depois de atingido 72% do valor final, o contator K2 da rede é fechado e o de pré-carga é aberto. Caso o teste de acionamento do *chopper* de proteção falhe ou os parâmetros configurados não sejam atingidos, o processo de energização é imediatamente cessado, gerando uma falha do sistema. A Figura 48 apresenta o resultado do procedimento de pré-carga automática bem sucedido descrito acima para um valor final de 330V.

Figura 48 – Pré-carga automática com teste do *chopper*.

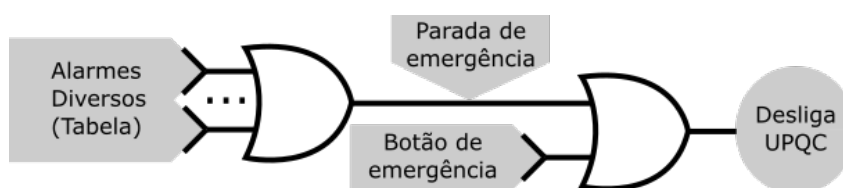


Fonte: autoria própria.

5.4 Proteção e Alarmes

Para garantir uma operação segura do sistema **UPQC**, foram estabelecidos alarmes e proteções para garantir a integridade da bancada e também do seu operador. A Figura 49 permite visualizar o princípio de funcionamento deste sistema de proteção, associando-o a uma lógica de portas 'ou' com diversos parâmetros de alarmes de forma a gerar uma parada de emergência que desliga e desconecta imediatamente o sistema **UPQC** caso esses parâmetros sejam extrapolados. Além disso, há uma botoeira de emergência externa para possibilitar uma atuação manual por parte do operador.

Figura 49 – Diagrama de proteção e alarmes.



Fonte: autoria própria.

A Tabela 18 apresenta os diversos alarmes pré estabelecidos no código do sistema, além de uma descrição dos mesmos.

Tabela 18 – Descrição das proteções e alarmes diversos.

Proteção e Alarme	Descrição
Falha <i>gate drive</i>	Proteção contra falha no gate drive
Processamento excedido	Tempo de processamento maior que o ciclo de PWM
Temperatura do conversor	Excesso de temperatura do conversor
Falha na pré-carga	Falha na pré-carga do sistema
Sobretensão	Sobretensão na rede, PAC ou transformadores série
Subtensão	Subtensão na rede ou PAC
Sobrecorrente	Sobrecorrente na carga ou saída dos conversores

Fonte: autoria própria.

5.5 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo foram apresentados e discutidos os principais aspectos de construção, comissionamento e operação da bancada de testes. Foi apresentada a estrutura da bancada, destacando os elementos de maior relevância. Na sequência foi discutido o desempenho do algoritmo de sincronismo, pré-carga e teste do *chopper*. Por fim, foram apresentadas as proteções e alarmes estabelecidos na bancada, de forma a proteger a integridade dos equipamentos e também do operador.

O processo de montagem e comissionamento exige um tempo considerável de trabalho e que seja realizado com perfeição, minimizando possíveis falhas e retrabalhos. Além

disso, mesmo com limitações de recursos financeiros, utilizou-se uma grande quantidade de elementos disponíveis no Laboratório de Conversão de Energia da UNIFEI Campus Itabira, evidenciando um bom planejamento dos responsáveis pelas compras.

As proteções implementadas garantiram uma operação segura do sistema, principalmente durante a etapa de comissionamento. De fato, elas se apresentaram imprescindíveis especialmente no ajuste dos controladores, momentos nos quais ajustes finos e outros testes levaram o sistema a produzir correntes e tensões elevadas.

Para garantir que os SSRs poderiam operar com corrente nominal, dentro dos limites de temperatura indicados pelo fabricante, foi instalado dissipadores e dispositivos de ventilação forçada. Nessas condições, utilizando uma câmera termográfica profissional FLIR para medição do ponto de maior temperatura do SSR, eles atingiram uma temperatura máxima, em regime permanente, de $47^{\circ}C$ com uma temperatura ambiente de $23^{\circ}C$. Isso demonstra que a temperatura ambiente poderia atingir em torno $56^{\circ}C$, valor já improvável de ser atingido, que mesmo assim os SSRs estariam operando dentro do limite máximo indicado pelo fabricante, que é de $80^{\circ}C$.

6 Resultados experimentais

Nesse capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos por meio do protótipo **UPQC**. Inicialmente, são discutidas as respostas dos sistemas de controle implementados. Em seguida, para analisar e avaliar o desempenho do **UPQC**, buscou-se operar o sistema em situações de cargas e distúrbios reais, além de utilizar índices de qualidade de energia como o **IEEE 519-2014** (**IEEE, 2014**) e o **PRODIST** (**ANEEL, 2018**). O fato de se utilizar apenas um único **DSP** na bancada com 16 canais de entradas analógicas impossibilita a compensação de uma carga real por não ser possível medir todas as variáveis necessárias do **UPQC**. Apesar disso, acredita-se que a prova de conceito é válida, pois o protótipo permite sintetizar as variáveis elétricas desejadas em qualquer combinação através do fornecimento direto de uma referência de controle.

As formas de onda de tensão e corrente foram coletadas por meio de um osciloscópio digital TPS2024B, fabricado pela TEKTRONIX. As medições de **THD**, potências e também algumas formas de onda pontuais foram coletadas com um medidor de qualidade de energia 437 II, fabricado pela FLUKE. Além disso, foi utilizado também o multímetro FLUKE 117 para monitoramento e medições, principalmente durante o comissionamento da bancada.

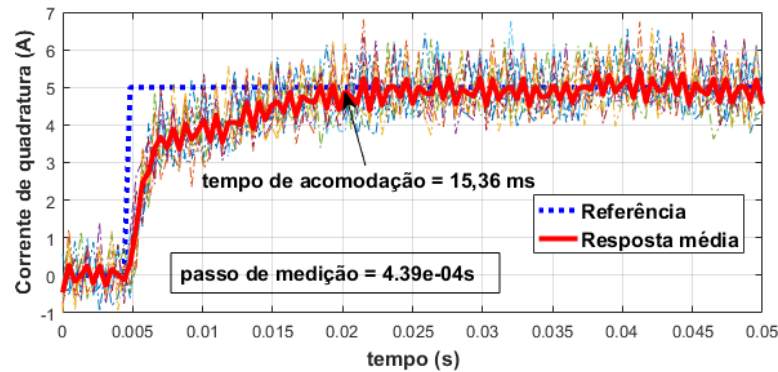
6.1 Respostas aos degraus nas referências dos controladores PI projetados

Para validação dos controladores projetados, foram analisados o tempo de acomodação e sobre-elevação da resposta a uma variação em degrau nas referências. Os resultados apresentados são referentes ao projeto na frequência de chaveamento igual à $3420[\text{Hz}]$, o que valida o modelo matemático, permitindo utilizar os mesmos procedimentos para outras frequências de chaveamento. Os dados foram obtidos pelo supervisor implementado no ambiente de programação *Code Composer Studio* da **DSP**, sendo que cada conjunto de dados é constituído por 115 amostras. Para identificar bem a dinâmica da resposta, foi feita uma média ponto a ponto de múltiplas respostas para uma mesma referência de entrada, assim todas as oscilações não desejadas, que prejudicam uma análise adequada, são removidas.

Para demonstrar o desempenho da malha do controle de corrente para o **FAP** paralelo, foram realizadas dez aplicações de um degrau de 5A na referência de corrente do eixo de quadratura. As curvas dos degraus de referência aplicados e da resposta dinâmica das variáveis elétricas controladas, além da resposta média, são apresentadas na Figura 50.

Fazendo uma análise da resposta média, pode-se perceber que não houve sobre-elevação e o tempo de acomodação foi de 15,36ms, maior que o tempo de 1,83ms projetado, porém não houve instabilidade em regime permanente tornando o controle satisfatório.

Figura 50 – Resposta do controlador de corrente de eixo de quadratura do FAP paralelo.

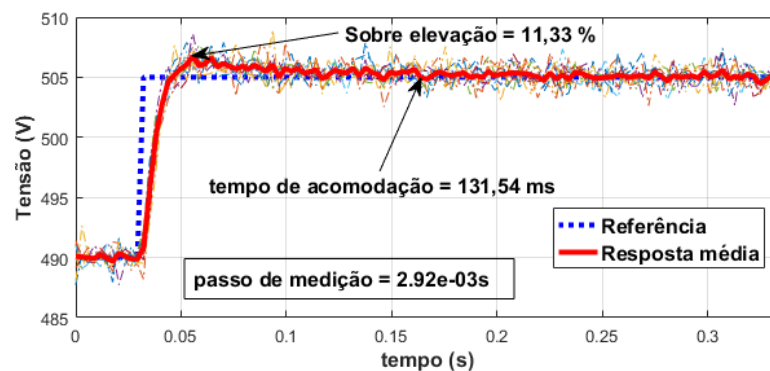


Fonte: autoria própria.

Optou-se por não apresentar os testes da malha de controle de corrente do eixo direto, pois era necessário a utilização da malha externa para manter o barramento CC carregado e, com isso, não seria possível aplicar um degrau de referência na malha interna de corrente. Além disso, a malha de controle de corrente de eixo direto é análoga à de quadratura, logo os desempenhos devem ser similares.

O desempenho da malha do controle de tensão do barramento CC é apresentado na Figura 51. Foram realizadas cinco aplicações de um degrau de 15V na referência. Analisando a resposta média, tem-se um tempo de acomodação de 131,54ms, apresentando um erro de aproximadamente 7% em relação ao tempo de 123ms projetado. A sobre-elevação foi de 11,33%, mais elevada que os 5,58% projetado. Levando em consideração que, durante a operação nominal do sistema, o mesmo irá operar com um valor de referência fixado e não haverá mudanças abruptas ou de grande valor do barramento CC, considerou-se o desempenho do controle implementado suficiente para dar prosseguimento aos testes.

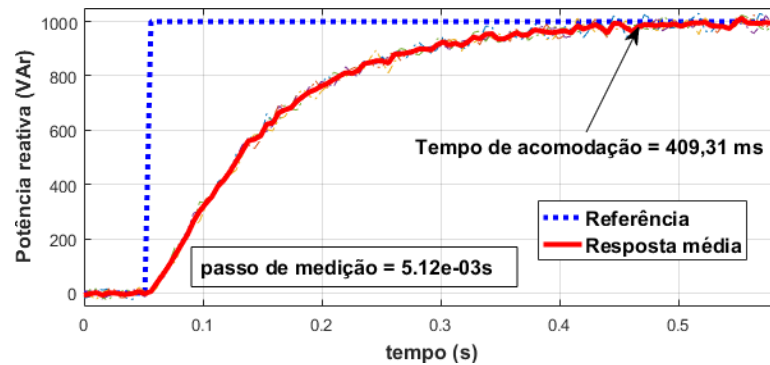
Figura 51 – Resposta do controlador de tensão do barramento CC.



Fonte: autoria própria.

Com relação a malha de controle de potência reativa foram realizadas dez aplicações de referência dando um degrau no valor de 1kVAr. A Figura 52 apresenta as curvas referentes a resposta dinâmica do controle. Não houve sobre-elevação e o tempo de acomodação foi de 409,31ms, valor próximo aos 424ms projetado.

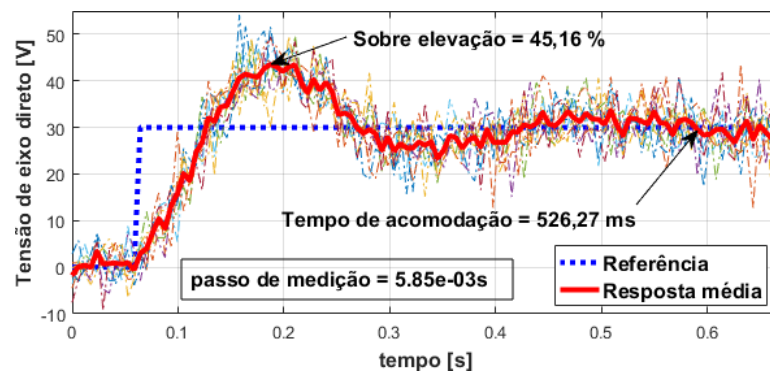
Figura 52 – Resposta do controlador de potência reativa do FAP paralelo.



Fonte: autoria própria.

Para os controladores de tensão do FAP série, foram realizadas dez aplicações de um degrau de 30V, tanto no referencial de tensão do eixo direto quanto no de quadratura. A Figura 53 apresenta as respostas obtidas para tensão do eixo direto, onde se obteve um tempo de acomodação de 526,27ms, além de uma sobre-elevação de 45,16%.

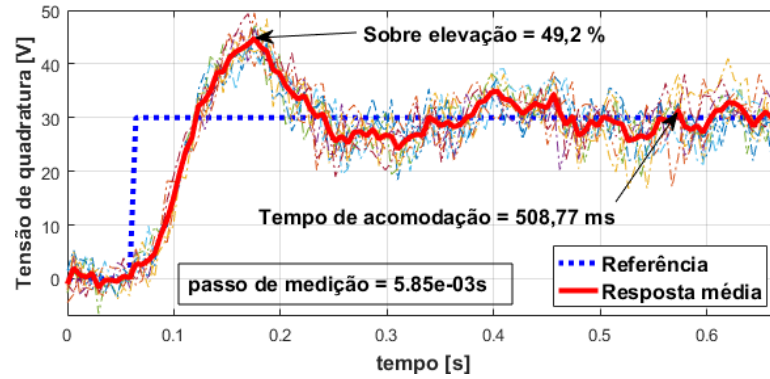
Figura 53 – Resposta do controlador de tensão de eixo direto do FAP série.



Fonte: autoria própria.

A Figura 54 apresenta as respostas obtidas para tensão do eixo de quadratura, onde obteve-se um tempo de acomodação de 508,77ms, além de uma sobre-elevação de 49,2%. Os tempos de acomodações registrados e as sobre-elevações foram muito superiores aos 25,19ms e 5,7% projetados, porém em todos os testes realizados com aplicação de degrau nas referências, as respostas dos controladores apresentaram erro nulo. Esses valores de sobre-elevações apresentados pelo protótipo foram importantes para se definir os limites de operação do UPQC, buscando sempre evitar ultrapassá-los.

Figura 54 – Resposta do controlador de tensão no eixo quadratura do FAP série.



Fonte: autoria própria.

6.2 Injeção de potência reativa no PAC

Para analisar a capacidade de correção do fator de potência por parte do UPQC, foram impostas referências ao controle de potência reativa ($Q^* + Q_{LCL}$). O analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as tensões no PAC e as correntes no secundário do transformador de conexão do FAP paralelo. Para medir a potência na saída do conversor, que são as variáveis controladas, foi utilizado o próprio supervisor implementado via código no DSP, baseado em uma média dos valores adquiridos por ele. Em todos os casos testados, as referências de correntes harmônicas do FAP paralelo e tensões do FAP série foram mantidas nulas, estando habilitado o controle do barramento CC. Além disso, o parâmetro Q_{LCL} foi estipulado com um valor de 425VAr capacitivo para compensar a parcela reativa referente ao filtro LCL. A partir dessas condições, a Tabela 19 apresenta os resultados para todos os valores de potência reativa aplicados na referência.

Tabela 19 – Resultados para injeção de potência reativa pelo UPQC.

Referência $Q^* + Q_{LCL}$ (VAr)	Potência medida na saída do FAP paralelo e do Conversor (VAr)								
	$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial $\alpha\beta$			$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial dq			$f_{sw} = 3420\text{Hz}$ Referencial dq		
	Valor	Conv	Erro	PAC	Conv	Erro	PAC	Conv	Erro
925 <i>cap</i>	924,96c	0,05%	763c	923,88c	0,12%	583c	925,32c	0,03%	403c
1425 <i>cap</i>	1422,58c	0,17%	1298c	1419,34c	0,40%	1036c	1424,22c	0,05%	877c
1925 <i>cap</i>	1923,13c	0,10%	1848c	1922,22c	0,14%	1485c	1923,94c	0,06%	1348c
2425 <i>cap</i>	2424,50c	0,02%	2392c	2424,77c	0,01%	1924c	2424,30c	0,03%	1823c
2925 <i>cap</i>	2917,39c	0,26%	2937c	2911,96c	0,45%	2378c	2919,42c	0,19%	2291c
75 <i>ind</i>	74,91i	0,12%	312i	75,01i	0,01%	302i	74,83i	0,23%	464i
575 <i>ind</i>	574,66i	0,06%	853i	575,07i	0,01%	749i	574,91i	0,02%	998i
1075 <i>ind</i>	1075,24i	0,02%	1401i	1076,28i	0,12%	1940i	1074,89i	0,01%	1471i
1575 <i>ind</i>	1575,13i	0,01%	1940i	1572,26i	0,17%	1649i	1571,61i	0,22%	1949i

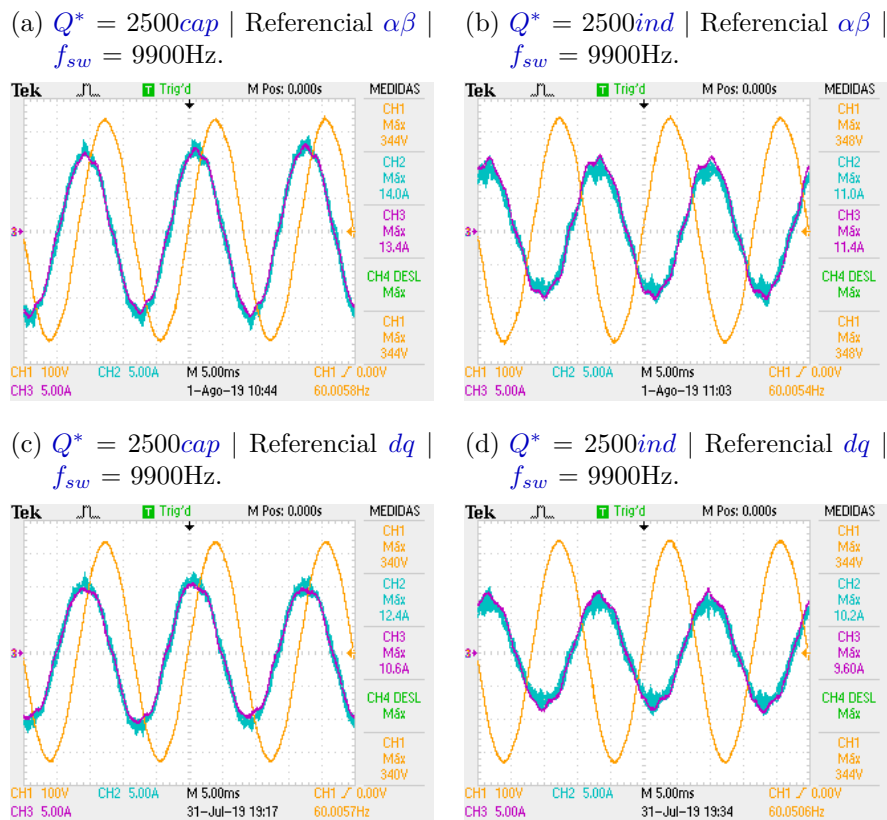
Fonte: autoria própria.

Pelos dados da Tabela 19, nota-se que o UPQC é capaz de controlar e atuar efetiva-

mente como fonte de reativo capacitivo ou indutivo de acordo com a referência definida. Os valores apresentados de potência reativa no PAC, tem como objetivo demonstrar o impacto do filtro LCL para o sistema, visto que a potência do filtro não é controlada e depende da corrente circulante e da tensão de operação. Desta forma, quanto mais próximo da potência nominal do protótipo, menos significativo fica a influência do filtro LCL.

Dentre estes resultados, escolheu-se quatro de forma arbitrária para se apresentar algumas formas de onda. Essas formas são, tensão de linha AB no PAC (CH1); corrente de fase A de saída do conversor (CH2); corrente de fase A de saída do filtro LCL (CH3). Esses resultados são apresentados na Figura 55, onde é verificada a injeção de reativo capacitivo, visto que a corrente está adiantada com relação a tensão nas Figuras 55a e 55c e também a injeção de reativo indutivo, visto que a corrente está atrasada com relação a tensão nas Figuras 55b e 55d.

Figura 55 – Formas de onda referentes aos testes de injeção de potência reativa no PAC.



Fonte: autoria própria.

6.3 Injeção de correntes harmônicas no PAC

Com o objetivo de validar a capacidade de correção de correntes harmônicas por parte do UPQC, buscou-se comprovar a sua eficácia na injeção dessas mesmas correntes. Para esses resultados o analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir

as correntes no secundário do transformador de conexão do FAP paralelo. Além disso, as pontas de prova do osciloscópio foram conectadas nos seguintes pontos: canal 1 medindo a tensão de linha AB no PAC; canal 2 medindo a corrente da fase A na saída do conversor do FAP paralelo; canal 3 medindo a corrente da fase A na saída do filtro LCL. Optou-se por realizar os testes com uma referência de potência reativa de 1,5kVAr para garantir a circulação de uma corrente com maior amplitude na saída. Em todos os casos que serão apresentados, as referências de tensões do FAP série foram mantidas nulas.

Desta forma, utilizou-se o UPQC para injetar uma combinação de correntes harmônicas de 5ª e 7ª ordens no PAC com valores eficazes de $1,41A_{\text{rms}}$ ($2A_{\text{pico}}$), $1,06A_{\text{rms}}$ ($1,5A_{\text{pico}}$) e $0,71A_{\text{rms}}$ ($1A_{\text{pico}}$) de acordo com a frequência de chaveamento em operação. Os resultados de alguns dos testes realizados estão registrados na Tabela 20.

Tabela 20 – Injeção de referencial harmônico pelo UPQC.

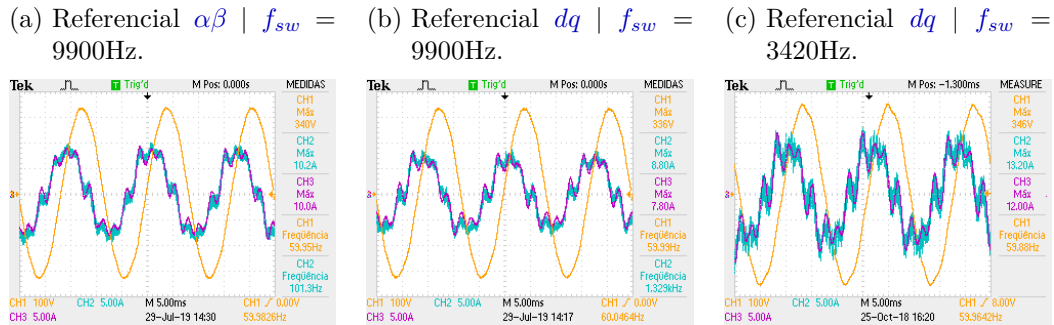
	$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial $\alpha\beta$				$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial dq				$f_{sw} = 3420\text{Hz}$ Referencial dq			
	Ref	A	B	C	Ref	A	B	C	Ref	A	B	C
Fund(A)	-	5,36	5,45	5,47	-	4,54	4,62	4,47	-	4,72	4,46	4,67
5ª(A)	0,0	0,1	0,06	0,07	0,0	0,06	0,04	0,07	0,0	0,03	0,05	0,02
7ª(A)	0,0	0,09	0,08	0,08	0,0	0,04	0,05	0,05	0,0	0,19	0,11	0,19
Fund(A)	-	5,35	5,46	5,41	-	4,53	4,67	4,47	-	4,71	4,69	4,67
5ª(A)	1,06	1,01	0,98	1,04	1,06	1,07	1,06	1,07	1,41	1,36	1,34	1,51
Erro(%)	-	4,71	7,55	1,89	-	0,94	0,0	0,94	-	3,55	5,67	7,09
7ª(A)	0,0	0,03	0,02	0,03	0,0	0,05	0,07	0,07	0,0	0,19	0,2	0,2
Fund(A)	-	5,37	5,51	5,44	-	4,51	4,62	4,48	-	4,69	4,64	4,68
5ª(A)	0,0	0,05	0,06	0,09	0,0	0,03	0,06	0,04	0,0	0,13	0,15	0,12
7ª(A)	1,06	1,03	0,96	0,96	1,06	1,11	0,98	1,04	1,41	1,52	1,32	1,41
Erro(%)	-	2,83	9,43	9,43	-	4,72	7,55	1,89	-	7,80	6,38	0,0
Fund(A)	-	5,42	5,53	5,40	-	4,5	4,62	4,48	-	4,68	4,64	4,68
5ª[A]	0,71	0,64	0,67	0,66	0,71	0,64	0,66	0,71	1,41	1,32	1,26	1,4
Erro(%)	-	9,85	5,63	7,04	-	9,85	7,04	0,0	-	6,38	10,64	0,71
7ª(A)	0,71	0,65	0,61	0,61	0,71	0,67	0,6	0,62	1,41	1,35	1,17	1,2
Erro(%)	-	8,45	14,1	14,1	-	5,63	15,5	12,7	-	4,26	17,0	14,9

Fonte: autoria própria.

Analisando o erro percentual, na injeção exclusiva de harmônica de 5ª ou 7ª ordem, percebe-se um melhor desempenho do controle realizado no referencial síncrono e frequência de chaveamento de 9900Hz. Foram aplicadas diferentes amplitudes de harmônico, devido o controle projetado para frequência de chaveamento de 3420Hz ser mais estável, como já comentado na seção 3.4.1, e com isso ter suportado uma maior amplitude. De acordo com o projeto, as componentes de 7ª ordem já seriam mais prejudicadas, tanto pela banda de passagem do controle, como do filtro LCL, conforme esperado devido às atenuações e aos defasamentos citados no capítulo 3. Isso se confirma nos resultados apresentados, onde o erro percentual das componentes de 7ª ordem são mais elevados. O caso específico com injeção de ambas as componentes harmônicas por parte do UPQC é

destacado na Figura 56, permitindo a visualização das formas de onda.

Figura 56 – Formas de onda com injeção de 5ª e 7ª harmônicas de corrente.



Fonte: autoria própria.

A partir dos resultados apresentados, verifica-se que o UPQC é capaz de sintetizar correntes harmônicas de 5ª e 7ª ordens conforme projetado. Apesar da existência de erros de amplitude e de fase, confirma-se a possibilidade de operação do sistema como um filtro para compensação de correntes harmônicas.

6.4 Restauração de tensão no PAC

Para os testes de restauração de tensão no PAC, estipulou-se referências de tensão a serem sintetizadas pelos transformadores série. Desta forma, com o medidor de qualidade medindo o valor eficaz da tensão no PAC, foi possível comparar o valor esperado (Esp) de medição com o valor real medido (Med), conforme apresentado na Tabela 21. Assim, foi calculado o erro para quantificar a capacidade de restauração do FAP série.

Tabela 21 – Resultados para restauração de tensão no PAC.

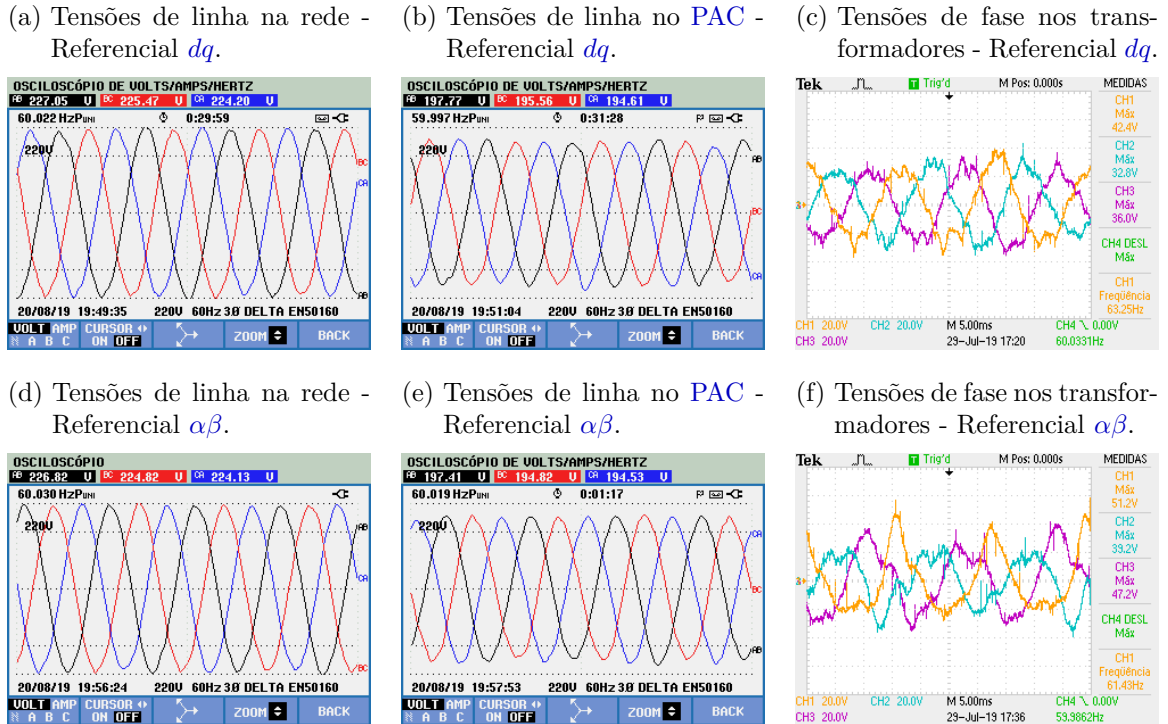
Ref	$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial $\alpha\beta$			$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial dq			$f_{sw} = 3420\text{Hz}$ Referencial dq			
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	
Med(V)	0,0	130,35	130,78	129,13	130,07	130,86	129,12	130,14	130,59	129,57
Esp(V)	-10,61	119,74	120,17	118,52	119,46	120,25	118,51	119,53	119,98	118,96
Med(V)	-10,61	119,84	120,05	118,38	120,08	120,56	118,90	119,34	119,75	118,58
Erro(%)	-	0,08	0,10	0,12	0,52	0,26	0,33	0,16	0,19	0,32
Esp(V)	-17,68	112,67	113,1	111,45	112,39	113,18	111,44	112,46	112,91	111,89
Med(V)	-17,68	113,45	113,54	111,98	113,66	114,06	112,58	113,94	114,85	112,83
Erro(%)	-	0,69	0,39	0,48	1,13	0,78	1,02	1,32	1,72	0,84
Esp(V)	+11,31	141,66	142,09	140,44	141,38	142,17	140,43	141,45	141,9	140,88
Med(V)	+11,31	138,99	139,66	138,08	140,90	141,93	140,20	140,78	141,51	140,17
Erro(%)	-	1,88	1,71	1,68	0,34	0,17	0,16	0,47	0,27	0,50

Fonte: autoria própria.

De acordo com a recomendação prática IEEE (2009), afundamentos ou elevações menores que 10% são consideradas normais, visto que essas condições são toleradas pela maioria dos equipamentos elétricos. Pelos resultados apresentados pela Tabela 21 o maior

erro percentual apresentado foi de 1,8%. O caso específico com frequência de chaveamento de 9900Hz e subtração de 17,68V_{rms} é destacado na Figura 57, permitindo uma visualização das formas de onda.

Figura 57 – Restauração de tensão no PAC.



Fonte: autoria própria.

Nas Figuras 57c e 57f, nota-se uma forma de onda mais distorcida sintetizada pelos transformadores. Uma possível explicação para isso é o fato de que os sensores de medição das variáveis realimentadas estão trabalhando com uma faixa de medição elevada (127V_{rms}), deixando a relação sinal ruído ruim para síntese de sinais de amplitudes baixas (como nos testes realizados). Apesar dessa distorção, com os resultados apresentados, verifica-se que o UPQC é efetivamente capaz de sintetizar tensões e realizar a restauração de tensão no PAC.

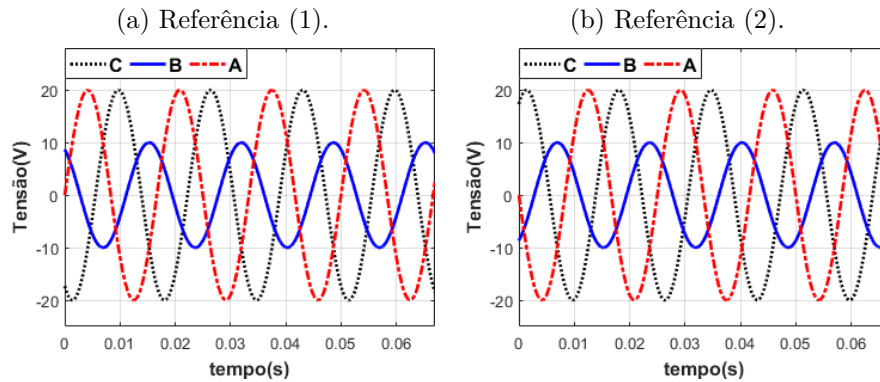
6.5 Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAP série

Com o objetivo de validar a capacidade de correção de tensões desbalanceadas por parte do UPQC, buscou-se comprovar a sua eficácia na síntese dessas tensões. Desta forma, o UPQC foi conectado à rede elétrica com tensões equilibradas, onde, o analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as tensões no PAC, sendo que as tensões sintetizadas pelo FAP série implicarão em distorções nesse ponto.

Primeiramente, foram escolhidas duas referências de tensões a ser sintetizadas pelo FAP série, que estão representadas na Figura 58. Essas formas de onda são de sequência

negativa e possuem as seguintes características: fases A e C com $20V_{\text{pico}}$ e a fase B com 50% desse valor, ou seja, $10V_{\text{pico}}$. A única diferença entre essas duas referências é o defasamento de 180 graus entre si, isto é, uma está negativa em relação a outra. A referência positiva será nomeada como (1) e a negativa como (2), para apresentação dos resultados ao decorrer dessa seção.

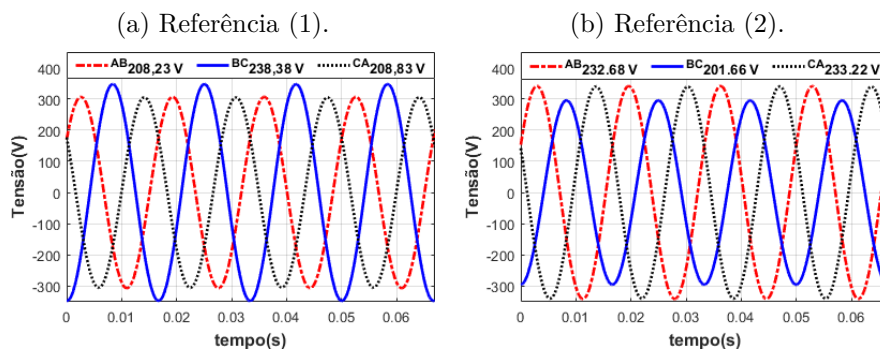
Figura 58 – Referência de tensões de fase a serem impostas pelo FAP série.



Fonte: autoria própria.

Dando continuidade, a Figura 59 apresenta as formas de onda das tensões de linha previstas no PAC após a síntese das tensões de referências nos transformadores do FAP série. Essas formas de onda foram levantadas a partir de simulações e tem como objetivo servir como parâmetro comparativo das formas de onda medidas.

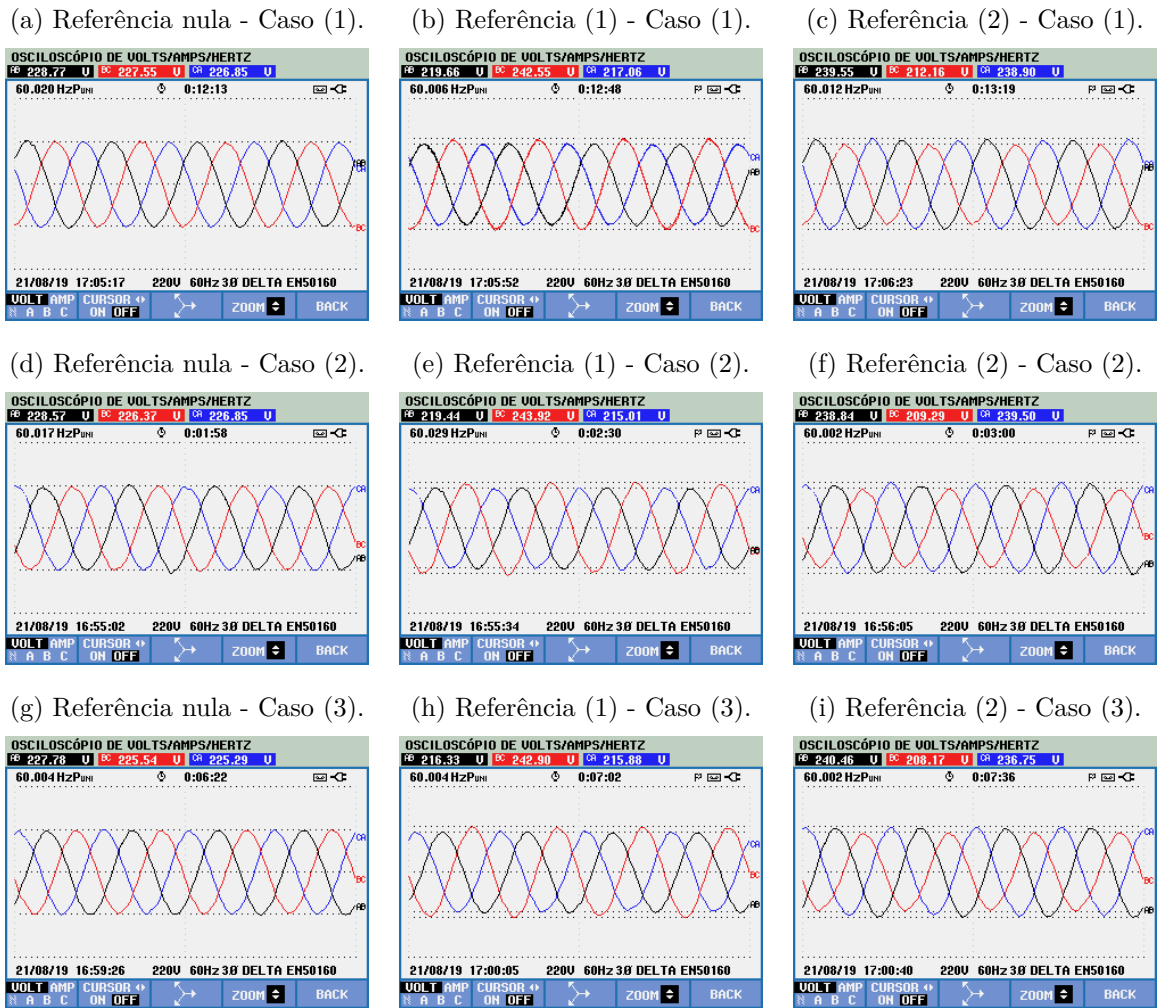
Figura 59 – Expectativa de tensão no PAC.



Fonte: autoria própria.

Assim, a Figura 60 apresenta os resultados experimentais obtidos para a operação do UPQC, realizando a síntese de tensões desbalanceadas através do FAP série. Da mesma maneira que em análises anteriores, foram abordados os seguintes casos: Caso (1) - Controle em referencial síncrono e frequência de chaveamento de 3420Hz; Caso (2) - Controle em referencial síncrono e frequência de chaveamento de 9900Hz; Caso (3) - Controle em referencial estacionário e frequência de chaveamento de 9900Hz. Em todos os testes, as variáveis elétricas foram medidas no PAC com auxílio do analisador de qualidade de energia. Verifica-se que o protótipo é efetivamente capaz de sintetizar tensões desequilibradas, devido a similaridade com as projeções da Figura 59.

Figura 60 – Tensões de linha medidas no PAC.



Fonte: autoria própria.

Além disso, com as medições do valor eficaz da tensão no UPQC, foi possível comparar o valor esperado (Esp) de medição com o valor real medido (Med), conforme apresentado na Tabela 22.

Tabela 22 – Resultados para síntese de tensões desbalanceadas no PAC.

Ref	$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial $\alpha\beta$			$f_{sw} = 9900\text{Hz}$ Referencial dq			$f_{sw} = 3420\text{Hz}$ Referencial dq			
	AB	BC	CA	AB	BC	CA	AB	BC	CA	
Med(V)	0,0	227,52	224,99	225,12	228,46	226,49	226,45	228,81	227,62	227,49
Esp(V)	1	214,91	243,84	214,23	216,01	245,22	215,54	216,60	245,34	215,57
Med(V)	1	216,30	242,80	215,68	219,45	243,78	214,99	220,72	242,99	217,06
Erro(%)	-	0,65	0,43	0,68	1,59	0,59	0,26	1,90	0,96	0,69
Esp(V)	2	239,37	207,08	238,75	240,46	208,46	240,03	241,05	208,57	240,12
Med(V)	2	240,26	208,29	236,55	239,02	209,73	239,84	239,87	213,72	240,19
Erro(%)	-	0,37	0,58	0,92	0,60	0,61	0,08	0,49	2,47	0,03

Fonte: autoria própria.

O maior erro percentual apresentado foi de 2,47%. Além disso, apenas três me-

dições apresentaram erros maiores que 1%, caracterizando um bom desempenho para o objetivo proposto. Também é apropriado mencionar que testes com resultados similares aos apresentados foram realizados para diferentes amplitudes de tensão.

6.6 Síntese de componentes harmônicas de tensão pelo FAP série

Para validar a capacidade de correção de tensões harmônicas por parte do UPQC, buscou-se comprovar a sua eficácia em sintetizá-las nos transformadores monofásicos do FAP série. Para esse ensaio, foi instalado o analisador de qualidade de energia de forma a medir as tensões no PAC, sendo que as tensões sintetizadas implicarão em distorções nesse ponto. Optou-se por realizar os testes com uma referência de tensão de $14,14V_{rms}$, a ser sintetizada em cada transformador monofásico sincronizada com a rede na frequência fundamental. Além disso, aplicou-se uma referência de potência reativa de $1,5kVar$ para garantir uma circulação de corrente nos transformadores. Desta forma, utilizou-se o UPQC para injetar uma combinação de tensões harmônicas de 5ª e 7ª ordens no PAC com valor eficaz de linha de $24,49V_{rms}$. Os resultados de alguns dos testes realizados estão registrados na Tabela 23.

Tabela 23 – Injeção de referencial harmônico pelo UPQC.

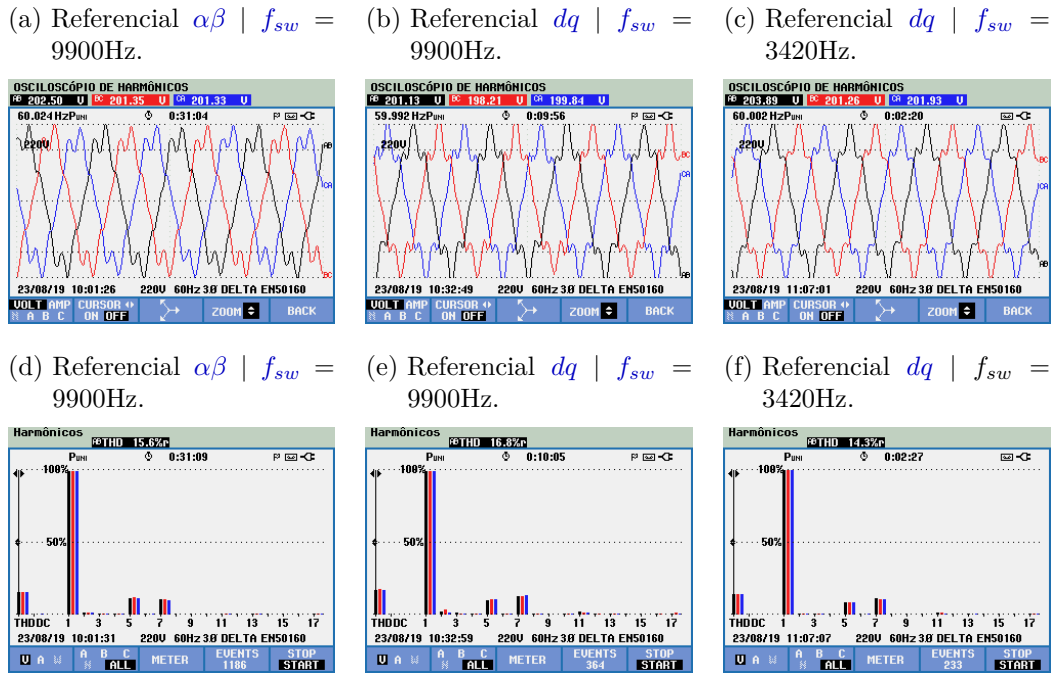
Ref	$f_{sw} = 9900Hz$ Referencial $\alpha\beta$			$f_{sw} = 9900Hz$ Referencial dq			$f_{sw} = 3420Hz$ Referencial dq			
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	
Fund(V)	-	200,57	199,19	197,97	200,23	200,05	198,67	200,05	199,71	197,80
5ª(V)	0,0	2,3	2,2	2,0	1,6	2,5	2,4	3,0	2,9	2,9
7ª(V)	0,0	3,3	3,3	3,8	3,8	3,8	4,0	3,0	2,8	3,2
Fund(V)	-	200,05	199,19	197,28	200,57	200,74	199,36	199,36	197,01	197,11
5ª(V)	24,49	20,9	21,5	21,3	22,4	23,0	23,0	17,3	17,3	17,4
Erro(%)	-	14,66	12,21	13,03	8,53	6,08	6,08	29,36	29,36	28,95
7ª(V)	0,0	3,2	2,7	3,4	3,7	3,3	3,6	3,2	3,0	3,5
Fund(V)	-	198,67	198,15	197,97	199,71	199,71	198,15	201,09	200,23	198,49
5ª(V)	0,0	2,9	2,3	2,3	3,0	2,6	2,7	3,3	3,0	3,2
7ª(V)	24,49	25,9	25,4	25,7	21,4	20,7	20,6	20,4	19,7	19,9
Erro(%)	-	5,75	3,71	4,94	12,62	15,48	15,88	16,70	19,56	18,74
Fund(V)	-	200,05	199,71	197,80	199,53	199,88	198,15	199,87	199,53	197,80
5ª(V)	24,49	20,5	21,3	31,2	23,0	22,9	22,8	18,1	17,6	17,8
Erro(%)	-	16,29	13,03	13,43	6,08	6,49	6,90	26,09	28,13	27,32
7ª(V)	24,49	25,9	25,8	25,8	22,5	21,9	22,1	21,5	20,9	20,2
Erro(%)	-	5,76	5,35	5,35	8,13	10,58	9,76	12,21	14,66	17,52

Fonte: autoria própria.

Analisando o erro percentual, na injeção exclusiva de harmônicos de 5ª ou 7ª ordem, percebe-se um melhor desempenho para uma frequência de chaveamento de 9900Hz. Porém, quando se analisa o referencial de controle utilizado, percebe-se que o referencial estacionário teve um melhor desempenho para harmônicas de 7ª ordem e o referencial

síncrono para harmônicas de 5ª ordem. Os resultados para harmônicas de 7ª ordem no referencial estacionário apresentaram valores maiores que o de referência. Isso pode ser causado por um ajuste inadequado do controle ressonante, aplicando um ganho ao sinal de saída. O caso específico com injeção de ambas as componentes harmônicas por parte do UPQC é destacado na Figura 61, permitindo uma visualização das formas de onda.

Figura 61 – THD e formas de onda para injeção de 5ª e 7ª harmônicas de tensão.



Fonte: autoria própria.

A partir dos resultados apresentados, verifica-se que o UPQC é capaz de sintetizar tensões harmônicas de 5ª e 7ª ordens conforme projetado. Assim, confirma-se a possibilidade de operação do sistema como um filtro para compensação de tensões harmônicas.

6.7 Execução simultânea de todas as funções do UPQC

Para verificar a estabilidade e performance do protótipo UPQC, o mesmo foi colocado em operação executando de forma simultânea uma combinação de suas funções que já haviam sido apresentadas individualmente, tais como:

- Controle do Barramento CC;
- Injeção de potência reativa no PAC;
- Injeção de correntes harmônicas no PAC;
- Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAP série;

- Síntese de componentes harmônicas pelo FAP série.

Os parâmetros de referência utilizados nesse ensaio são apresentados na Tabela 24.

Tabela 24 – Parâmetros de referência utilizados.

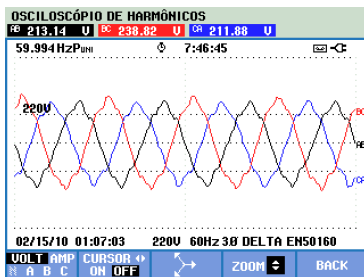
Parâmetro	Símbolo	Valor	
Frequência de chaveamento	f_{sw}	9900Hz	3420Hz
Ref. potência reativa	Q^*	1000VAr	1500VAr
Ref. harmônica para corrente de 5ª ordem	i_{h5}	1A _{pico}	2A _{pico}
Ref. harmônica para corrente de 7ª ordem	i_{h7}	1A _{pico}	2A _{pico}
Ref. harmônica para tensão de 5ª ordem	v_{h5}	10V _{pico}	15V _{pico}
Ref. harmônica para tensão de 7ª ordem	v_{h7}	10V _{pico}	15V _{pico}
Ref. tensão de fase A e C do FAP série	v_{Tsa} / v_{Tsc}	20V _{pico}	
Ref. tensão de fase B do FAP série	v_{Tsb}	10V _{pico}	

Fonte: autoria própria.

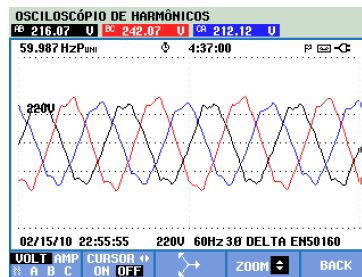
Assim sendo, a Figura 62 apresenta as tensões de linha no PAC e também as correntes circulando pela rede com o UPQC operando. Também é importante ressaltar que o sistema esteve em operação nessa condição por 15 minutos contínuos, sem apresentar perda de controle ou quaisquer instabilidade.

Figura 62 – Formas de onda para o teste de funcionamento completo do UPQC.

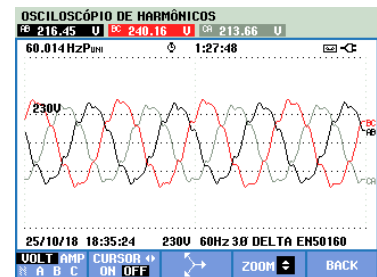
(a) Tensão no PAC | Referencial $\alpha\beta$ | $f_{sw} = 9900\text{Hz}$.



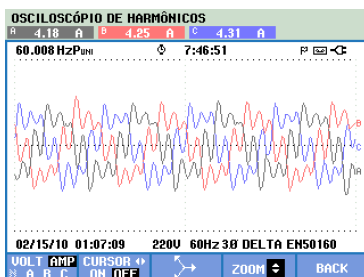
(b) Tensão no PAC | Referencial dq | $f_{sw} = 9900\text{Hz}$.



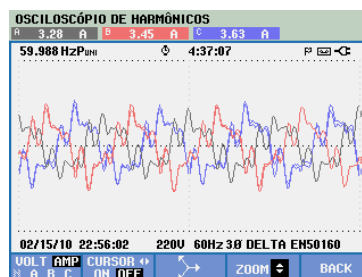
(c) Tensão no PAC | Referencial dq | $f_{sw} = 3420\text{Hz}$.



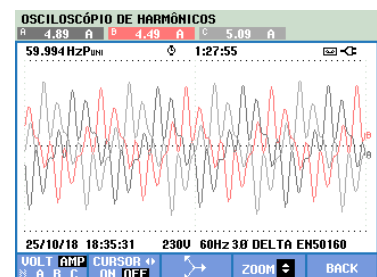
(d) Corrente na rede | Referencial $\alpha\beta$ | $f_{sw} = 9900\text{Hz}$.



(e) Corrente na rede | Referencial dq | $f_{sw} = 9900\text{Hz}$.



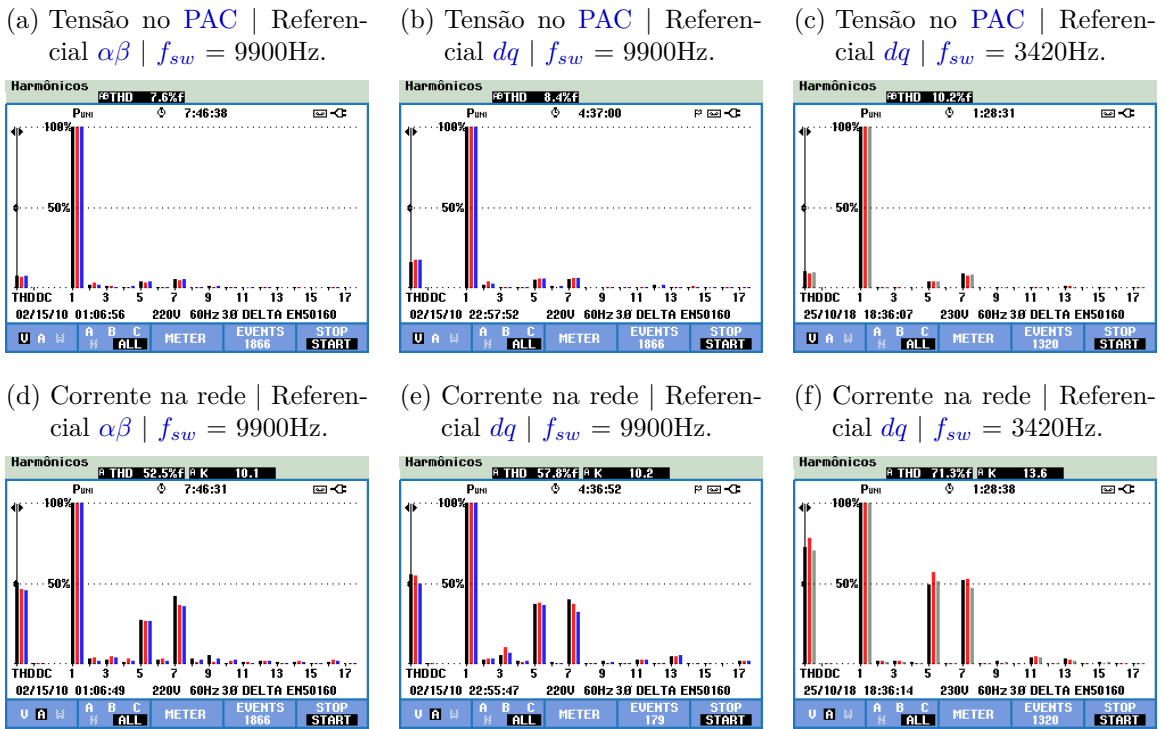
(f) Corrente na rede | Referencial dq | $f_{sw} = 3420\text{Hz}$.



Fonte: autoria própria.

Complementando os resultados, são apresentados os espectros de frequência na Figura 63, os quais permitem observar a presença das ordens harmônicas injetadas.

Figura 63 – Formas de onda para o teste de funcionamento completo do UPQC.



Fonte: autoria própria.

Apesar de não haver uma Figura de mérito nesses resultados, eles são importantes para demonstrar que o protótipo UPQC é capaz de operar sem interrupções.

6.8 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo, foram apresentados resultados experimentais obtidos por meio do protótipo desenvolvido. Com eles, foi possível analisar a capacidade efetiva de realizar: compensação de potência reativa; compensação de harmônicos de corrente e tensão; restauração de afundamentos e desbalanços de tensão no PAC. Essas funções podem ser requisitadas individualmente ou simultaneamente, onde foram avaliados os impactos da variação da frequência de chaveamento e do referencial de controle implementado.

É importante ressaltar que as condições da própria rede elétrica podem vir a impactar nos resultados apresentados, uma vez que a mesma não é livre de distorções e desequilíbrios. Por esse motivo, foram apresentados resultados sem a atuação do UPQC, permitindo assim avaliar esse impacto. Além disso, reconhece-se que os filtros LCL de saída projetados estão atenuando os sinais harmônicos sintetizados, devido às características de resposta em frequência desses elementos. E ainda, pode-se destacar que para o comissionamento do protótipo, a potência de operação foi limitada para 5,3kVA. Isso ocorreu devido os limites de proteção de sobrecorrente terem sido ajustados para $14A_{\text{rms}}$, por motivos de segurança.

A comparação entre as respostas projetadas, simuladas e de aplicação no protótipo, tem como objetivo validar os modelos matemáticos levantados. Os resultados apresentaram modelos condizentes com o projetado, indicando que as ordens dos modelos estão corretas, sejam elas de primeira ou segunda ordem. Porém, os tempos de acomodação e os sinais de sobre-elevação destoaram em relação aos valores projetados e simulados. Essas divergências podem estar relacionadas a um possível erro no levantamento dos parâmetros dos filtros LCL, em especial no ensaio dos transformadores. Para possibilitar o uso dos ganhos projetados, principalmente devido as sobre-elevações, foram aplicadas as referências em rampa, suavizando assim a ação de controle.

O conversor chaveando com uma frequência de 9900Hz, quando comparado a uma frequência de 3420Hz, proporciona um menor *ripple* de corrente. Além disso, possibilita uma banda de passagem maior para o projeto dos controladores, o que permite melhores resultados para injeção de harmônicos. Porém, o chaveamento em frequências elevadas reduz o período para execução do algoritmo de controle, evidenciando uma dificuldade ao aumentar essa frequência. Neste trabalho, por exemplo, só foi possível chavear em 9900Hz colocando a frequência de amostragem igual à de chaveamento.

Os controles no referencial síncrono e estacionário apresentaram divergências, sintetizando uma mesma referência de potência reativa. Acredita-se que a estimativa de potência no referencial síncrono esteja sendo feita de forma equivocada, visto que tratou-se o sistema trifásico como sendo equilibrado e sem distorções, definindo a parcela $v_{G_q} = 0$. Para os demais resultados, não se esperava uma diferença de desempenho entre os referenciais de controle, visto que ambos estão apenas injetando componentes, de forma que o atraso de fase não é determinante.

Por fim, pode-se mencionar que não foram registradas instabilidades de controle em nenhum dos pontos de operação testados. Porém, para operações com os controles projetados para uma frequência de corte de 660Hz, o sistema sofria algumas oscilações, por motivos já citados na seção 3.4.1.

7 Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e implementação experimental de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia, também conhecido pela sigla **UPQC**, com potência de 7,6kVA. Conforme a literatura e também discutido ao longo do trabalho através dos diversos testes realizados, o **UPQC** consiste num condicionador capaz de compensar problemas de qualidade de energia combinando as características de um **FAP** série e paralelo. Assim, ele é capaz de corrigir as distorções harmônicas de tensão e corrente, além de compensar reativos e regular a tensão entregue para a carga.

O principal objetivo deste trabalho era a entrega do protótipo comissionado e operando de forma adequada, permitindo assim traduzir em resultados práticos toda teoria estudada. Para isso, foi necessária a busca por estratégias de projeto, utilizadas para definição dos componentes físicos e das estruturas de controle. Essas estratégias foram baseadas em conceitos e conhecimentos já bem difundidos na literatura. A bancada de testes foi comissionada e colocada em operação conectada à rede de distribuição de baixa tensão da concessionária local (220V/60Hz), sendo que, para seu comissionamento, optou-se arbitrariamente por trabalhar com uma potência reduzida de 5,3kVA. O protótipo pode também ser ligado à uma microrrede, rede de distribuição de energia elétrica que é capaz de operar isoladamente do sistema de distribuição, para ensaios emulando um sistema de geração distribuída com cargas gerenciáveis (resistores e indutores) e múltiplas fontes geradoras (sistemas eólicos, fotovoltaicos e hidráulicos).

O **UPQC** montado foi capaz de executar todas as suas funções projetadas em diferentes combinações e pontos de operação. Ainda que o sistema necessite que suas referências de controle sejam fornecidas pelo seu operador, a prova de conceito de funcionamento do condicionador de energia é válida. Pelos resultados apresentados do equipamento conectado à rede, verifica-se que o mesmo está apto a: fornecer potência reativa para compensação de fator de potência; injetar correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordens no ponto de acoplamento comum; realizar a restauração de tensão no caso de eventos permanentes de subtensão ou sobretensão da rede; sintetizar tensões desbalanceadas e com componentes de 5^a e 7^a ordens a serem somadas à da rede para correção de distúrbios e distorções vistos pelo ponto de acoplamento comum.

A especificação de alguns componentes utilizando recursos disponíveis no Laboratório de Conversão de Energia da **UNIFEI** Campus Itabira trouxe algumas limitações ao projeto. Um exemplo é a compensação de componentes harmônicas. Por esse motivo, abordou-se somente as componentes de 5^a e 7^a ordens, visto que a banda de passagem dos filtros de saída dos conversores prejudicam ordens superiores de forma muito significativa.

Porém, mesmo com essas limitações, acredita-se que a prova de conceito do sistema foi realizada.

Apesar de não ser amplamente discutido no texto, houve diversos problemas relacionados a compatibilidade eletromagnética. Garantir que todos os componentes de um sistema UPQC se mantivessem dentro de padrões aceitáveis de operação talvez tenha sido o primeiro grande desafio para colocar a bancada em operação. Perda de comunicação, ruídos de medição elevados e falhas em sinais de comando, estão entre os problemas encontrados. A minimização e extinção desses problemas foi feita através da proposta final de *layout* do sistema, onde os filtros de saída foram deixados fora do painel elétrico. Além disso, o conversor foi afastado ao máximo dos circuitos de comando e condicionamento de sinais. Para evitar a perda de comunicação e falhas nos sinais de comando, foram instalados toroides de ferrite, garantindo assim uma operação adequada, sem falhas.

A escolha da frequência de chaveamento influencia em certas escolhas de projeto, além de ser determinante para os resultados obtidos. Assim, buscou-se avaliar o impacto da sua variação, analisando as frequências de 9900Hz e 3420Hz, que foram escolhidas, por serem de sequência zero, visto que não há efeitos em um sistema de três fios. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor será o *ripple* de corrente, além de possibilitar uma banda de passagem maior para o projeto dos controladores, o que permite melhores resultados para injeção de harmônicos. Porém, aumentar a frequência de chaveamento diminui o período para execução do algoritmo de controle, sendo necessário um algoritmo cada vez mais otimizado.

O controle do sistema UPQC foi projetado no referencial síncrono e estacionário. Apenas para injeção de correntes harmônicas houve um melhor desempenho por parte do referencial síncrono. Nas demais análises não houve resultados discrepantes o suficiente, que possibilitassem eleger um melhor funcionamento em relação ao referencial aplicado. Entretanto, ambos os controles cumpriram seus papéis, seja fornecendo potência reativa, injetando correntes e tensões harmônicas, restaurando tensões e sintetizando tensões desbalanceadas. O referencial estacionário apresenta certas vantagens de implementação. Entre elas, pode-se citar a ausência de acoplamento cruzado entre as malhas de corrente, além de não ser obrigatório o cálculo do ângulo de fase para sua implementação. O menor tempo de processamento do algoritmo também é uma vantagem do referencial estacionário, visto que o cálculo da transformada de Park não se faz necessário.

Por fim, os resultados registrados nesse documento apresentam o potencial de estudos acerca do protótipo montado do UPQC. O sistema é operacional e estável quando conectado à rede elétrica, sendo capaz de realizar suas funções de filtro ativo de potência. Em adição, ele pode ser conectado à uma microrrede com vários outros dispositivos (fontes geradoras e cargas) para testes e ensaios com operação da microrrede ilhada ou conectada à rede.

7.1 Publicações

O trabalho desenvolvido resultou na seguinte publicação em congresso:

AZEVEDO, T.; FONSÊCA, F. A. F. C. H.; **PAULA, C. L. M. DE**; FERREIRA, T. DE S.; REZENDE, G. M. DE; SOUSA, C. V. DE; MORAIS, L. M. F. Estudo de um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo com controladores PI ressonantes (PIR) em referencial síncrono. XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA2018. Anais... In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA2018. João Pessoa - PB, Brasil: set. 2018. Disponível em: <<https://ssl4799.websiteseuro.com/swge5/PROCEEDINGS/PDF/CBA2018-0203.pdf>>

7.2 Propostas de continuidade

Como já citado anteriormente, o estudo demonstra que o projeto é capaz de realizar suas funções de filtro ativo de potência. Entretanto, o sistema requer mudanças complementares para possibilitar a compensação efetiva de problemas de qualidade de energia. Uma proposta inicial seria a instalação de outro **DSP**, ampliando o número de entradas analógicas. Uma sugestão seria que cada **DSP** atue no controle de um **FAP**, série ou paralelo. Além disso, é necessário adequar e construção de um novo filtro LCL de conexão do sistema à rede, ampliando sua banda de passagem. Essas mudanças se fazem necessárias afim de possibilitar a compensação efetiva de problemas de qualidade de energia pela bancada.

Além disso, pode-se desenvolver outros estudos utilizando o protótipo, onde alguns deles até se correlacionam entre si. Dentre esses estudos pode-se citar:

- O estudo dos limites operacionais de estabilidade do condicionador conectado à microrrede;
- A síntese de correntes e tensões harmônicas de ordem mais elevadas;
- A execução de testes do protótipo para outros fenômenos, como por exemplo de afundamentos momentâneos de tensão;
- Conexão do **UPQC** à uma microrrede para ensaios do sistema operando isolado;
- A análise de perdas e estudo da eficiência do protótipo;
- O aumento da frequência de chaveamento dos conversores série e paralelo (o que envolve a otimização do código de controle do sistema implementado no **DSP**);
- O estudo de técnicas de modulação e controle de conversores multiníveis e multice-lulas;

- O estudo de paralelismo de filtros ativos de potência conectados à microrrede.

Apêndices

APÊNDICE A – Transformadas de Clarke e Park

A mudança de coordenadas abc para $\alpha\beta-0$ é basicamente uma transformação algébrica de um sistema de tensões e correntes trifásicas em um sistema de referencial estacionário, permitindo uma representação do sistema abc com coordenadas ortogonais entre si (e não a 120°). Esta transformação é também conhecida como Transformada de Clarke, em homenagem à sua idealizadora Edith Clarke, (CLARKE, 1943). A Equação A.1 apresenta a proposta da transformada de Clarke.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

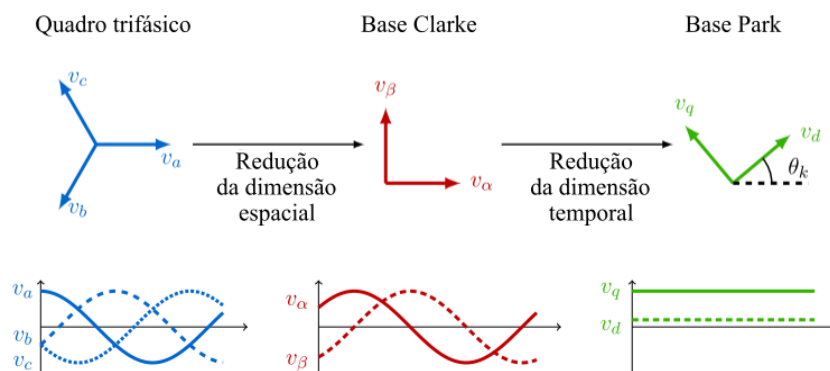
A transformada de Park é essencialmente uma extensão da transformada de Clarke, aplicando uma transformação de ângulo para converter de um quadro de referencial estacionário em um quadro de referencial síncrono (MANDIC et al., 2018). O quadro de referencial síncrono pode ser alinhado para girar de acordo com a frequência fundamental do sistema de potência. Historicamente, a transformada de Park foi introduzida anteriormente a transformada de Clarke por Robert. H. Park em seu artigo de 1929 sobre modelagem em máquinas síncronas (PARK, 1929). A Equação A.2 apresenta a proposta da transformada de Park baseando-se nas componentes de Clarke.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

A Figura 64 nos permite fornecer uma interpretação das transformações de Clarke e Park, onde a Transformada de Clarke reduz o “espaço de informação espacial” tridimensional em sinais de potência trifásicos para o espaço bidimensional $\alpha\beta$, enquanto a Transformada de Park aplica uma base bidimensional variável no tempo à transformação de Clarke, na forma de uma matriz de rotação cujas bases giram na frequência fundamen-

tal do sistema de potência, para reduzir ainda mais o “espaço de informação temporal” a apenas duas constantes, d e q .

Figura 64 – Interpretação geométrica das transformações de Clarke e Park através das correspondentes reduções de dimensionalidade “espacial” e “temporal”.

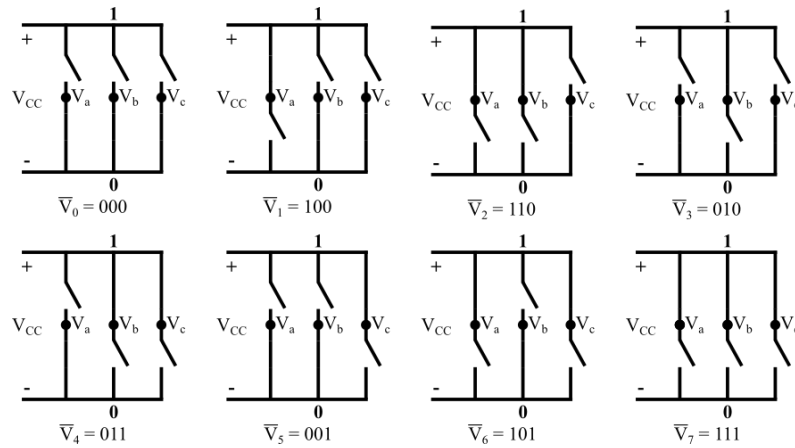


Fonte: adaptado de Mandic et al. (2018).

APÊNDICE B – Modulação SV-PWM

O princípio do **SVPWM** baseia-se no fato de que existem apenas oito combinações de chaves possíveis para um inversor trifásico. Esses estados básicos da chave do inversor são mostrados na Figura 65. Dois desses estados (\bar{V}_0 e \bar{V}_7) correspondem a um curto-circuito na saída, enquanto os outros seis podem ser considerados para formar vetores estacionários no plano complexo $\alpha\beta$, como mostrado na Figura 66 (HOLMES; LIPO, 2003).

Figura 65 – Possíveis combinações das chaves de um inversor de frequência trifásico.



Fonte: adaptado de Filho (2007).

Tendo identificado os vetores estacionários, um vetor de tensão de saída \vec{v}_{ref} pode ser formado pela soma de um número desses vetores espaciais dentro de um período de chaveamento T_s . De acordo com Holmes e Lipo (2003) a magnitude máxima possível de \vec{v}_{ref} fica limitada a $2/\sqrt{3}$ do barramento CC. A partir de considerações geométricas, o número mínimo de componentes do vetor de espaço ativos necessários para criar qualquer vetor arbitrário em uma base média é de pelo menos dois (HOLMES; LIPO, 2003).

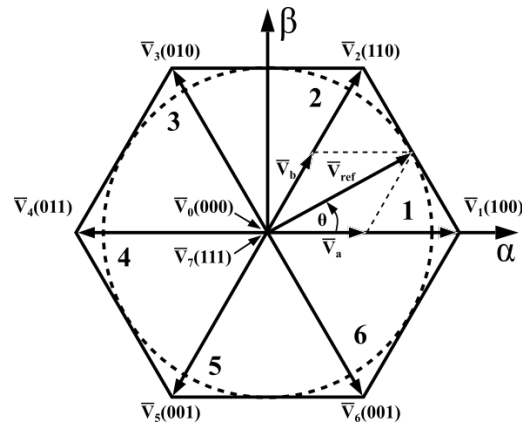
A Equação B.1 apresenta uma forma de determinar o vetor de referência \vec{v}_{ref} através dos vetores ativos e nulos em um período de chaveamento, utilizando-se como exemplo o setor 1 ($0 \leq \theta \leq \pi/3$).

$$\vec{v}_{ref} = \frac{1}{T_s}(\bar{V}_a.t_a + \bar{V}_b.t_b + \bar{V}_0.t_0 + \bar{V}_7.t_7) \quad (\text{B.1})$$

Sabendo-se que $\bar{V}_0 = \bar{V}_7 = 0$ e então reescrevendo a Equação B.2 na forma cartesiana, tem-se

$$\bar{V}_{ref}(\cos\theta + j\sin\theta)T_s = t_a\left(\frac{4}{3}V_{cc}\right) + t_b\left(\frac{4}{3}V_{cc}\right)\left(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{B.2})$$

Figura 66 – Vetores espaciais de tensão do inversor trifásico.



Fonte: adaptado de Cortez (2009).

Separando-se o vetor de referência em parte real e parte imaginária, torna-se possível a determinação dos tempos

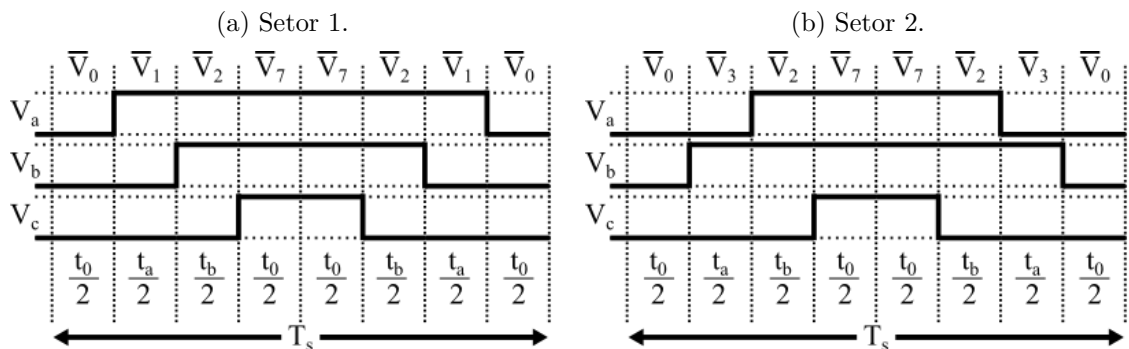
$$t_a = \frac{\vec{v}_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{\left(\frac{4}{3}V_{cc}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} T_s \quad (B.3)$$

$$t_b = \frac{\vec{v}_{ref} \cdot \sin(\theta)}{\left(\frac{4}{3}V_{cc}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} T_s \quad (B.4)$$

$$t_0 = \frac{T_s - t_a - t_b}{2} \quad (B.5)$$

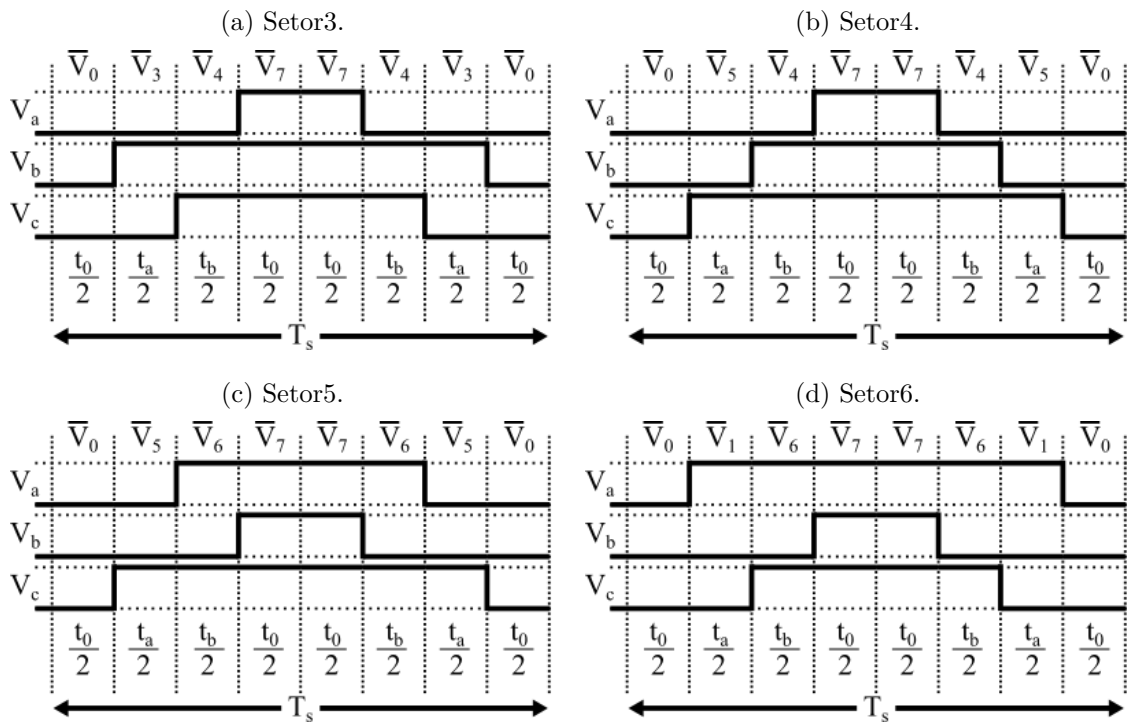
Após a determinação do setor onde o vetor de referência se encontra e do cálculo do tempo de aplicação dos interruptores, é preciso determinar a sequência de comutação. Assim, as Figuras 67 e 68 apresentam uma possível sequência (KUMAR et al., 2010).

Figura 67 – Sequência de comutação para os setores 1 e 2.



Fonte: adaptado de Cortez (2009).

Figura 68 – Sequência de comutação para os setores 3, 4, 5 e 6.

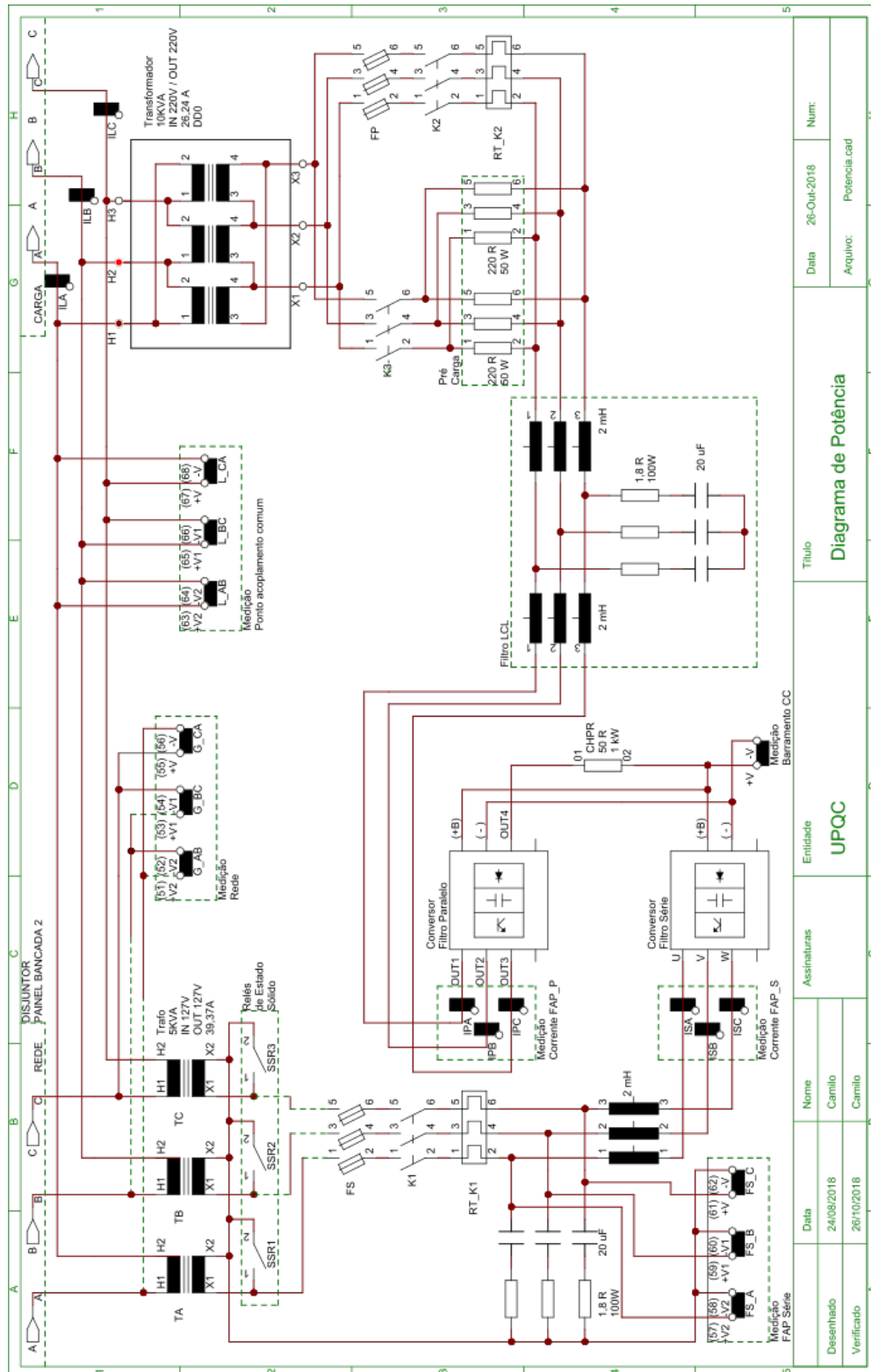


Fonte: adaptado de Cortez (2009).

Embora a sequência de aplicação dos vetores não altere o valor médio, ela tem grande influência nas perdas por potência e comutação, além do conteúdo harmônico (FILHO, 2007).

APÊNDICE C – Diagramas Funcionais

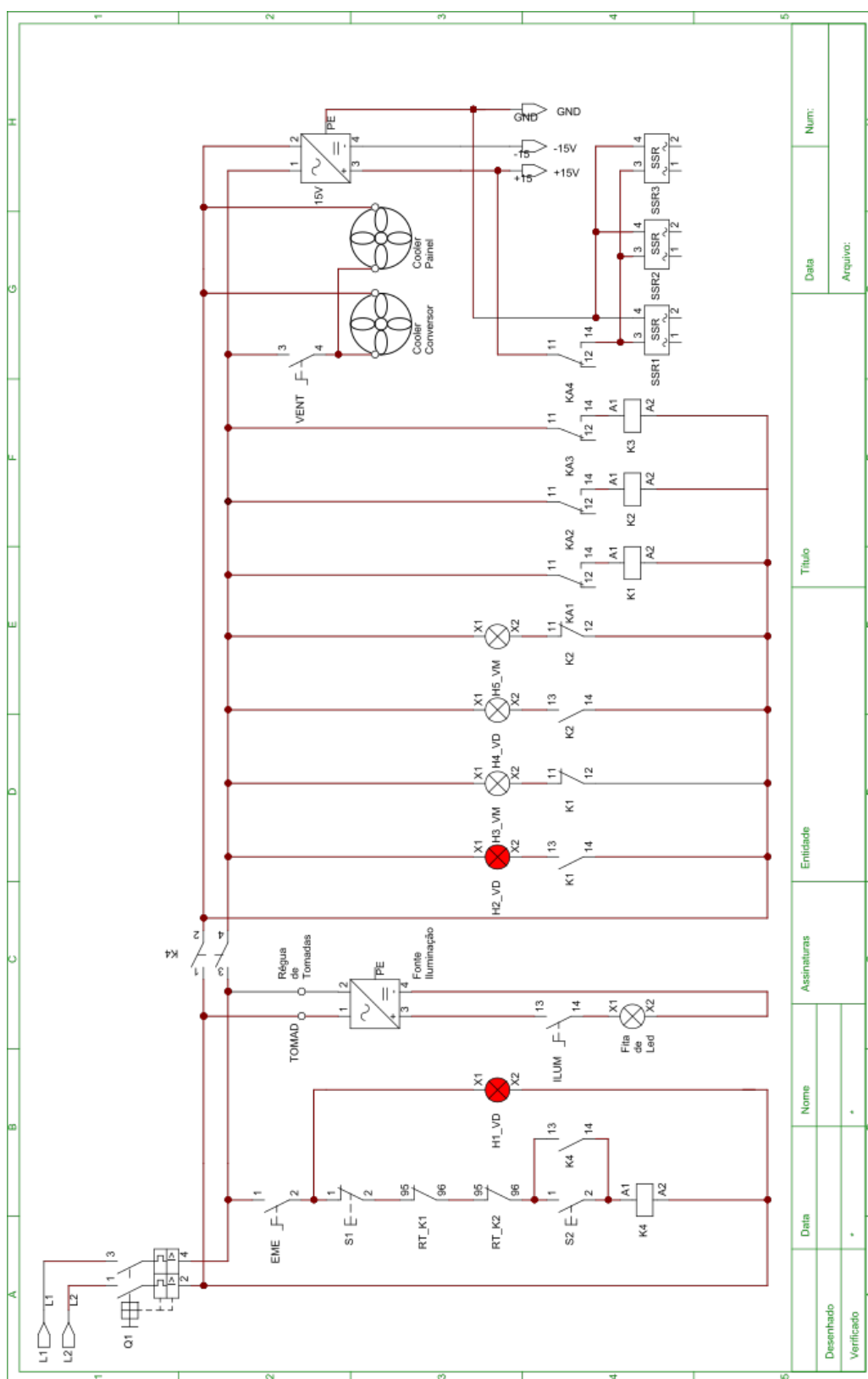
Figura 69 – Diagrama de potência do protótipo UPQC.



Assinaturas		Entidade		Título		Data		Num:	
UPQC		UPQC		Diagrama de Potência		26-Out-2018		Potencia.cad	
Desenhado	24/09/2018	Camilo							
Verificado	26/10/2018	Camilo							

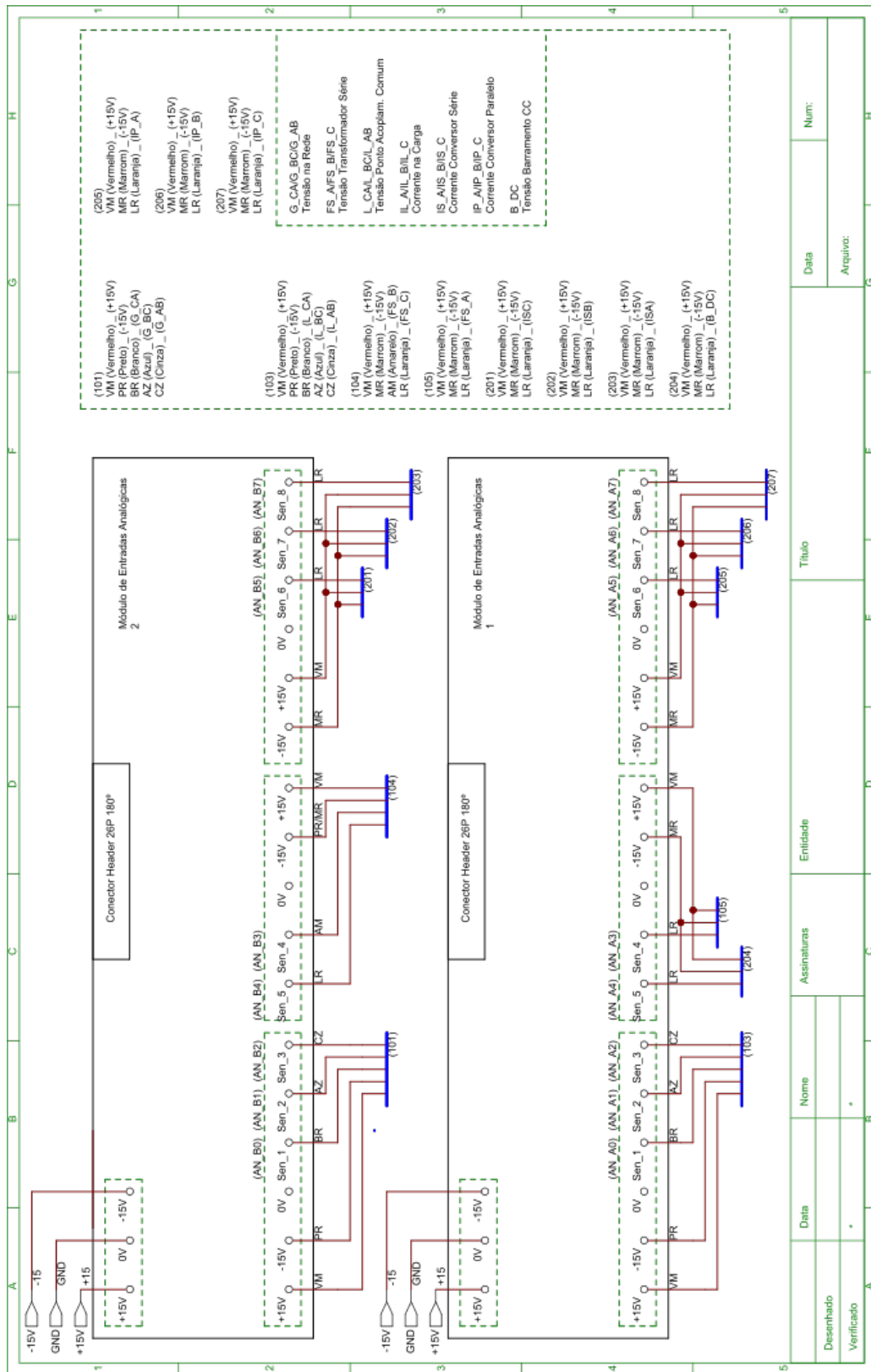
Fonte: autoria própria.

Figura 70 – Diagrama de comando do protótipo UPQC.



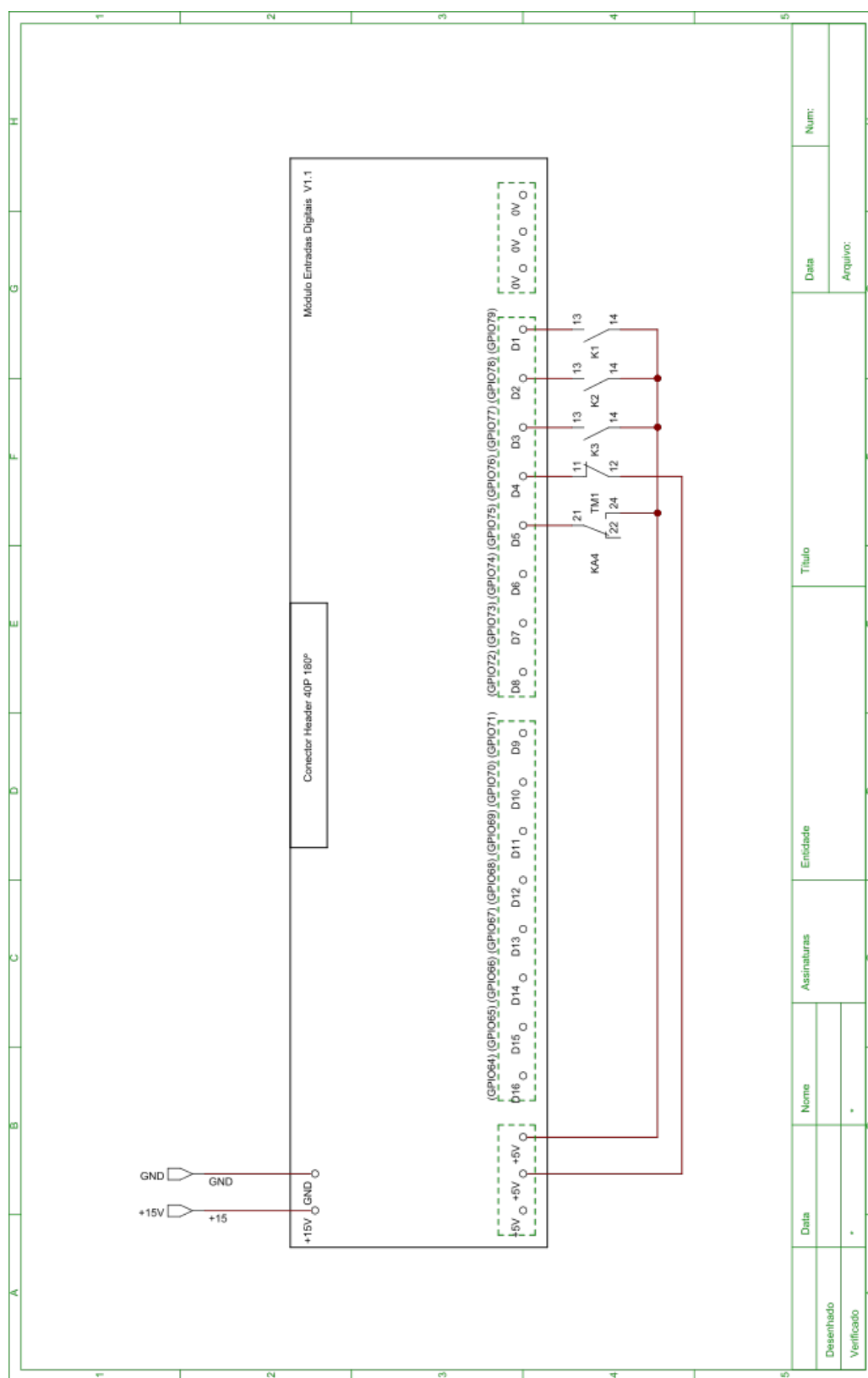
Fonte: autoria própria.

Figura 71 – Diagrama referente ao módulo de entradas analógicas do protótipo UPQC.



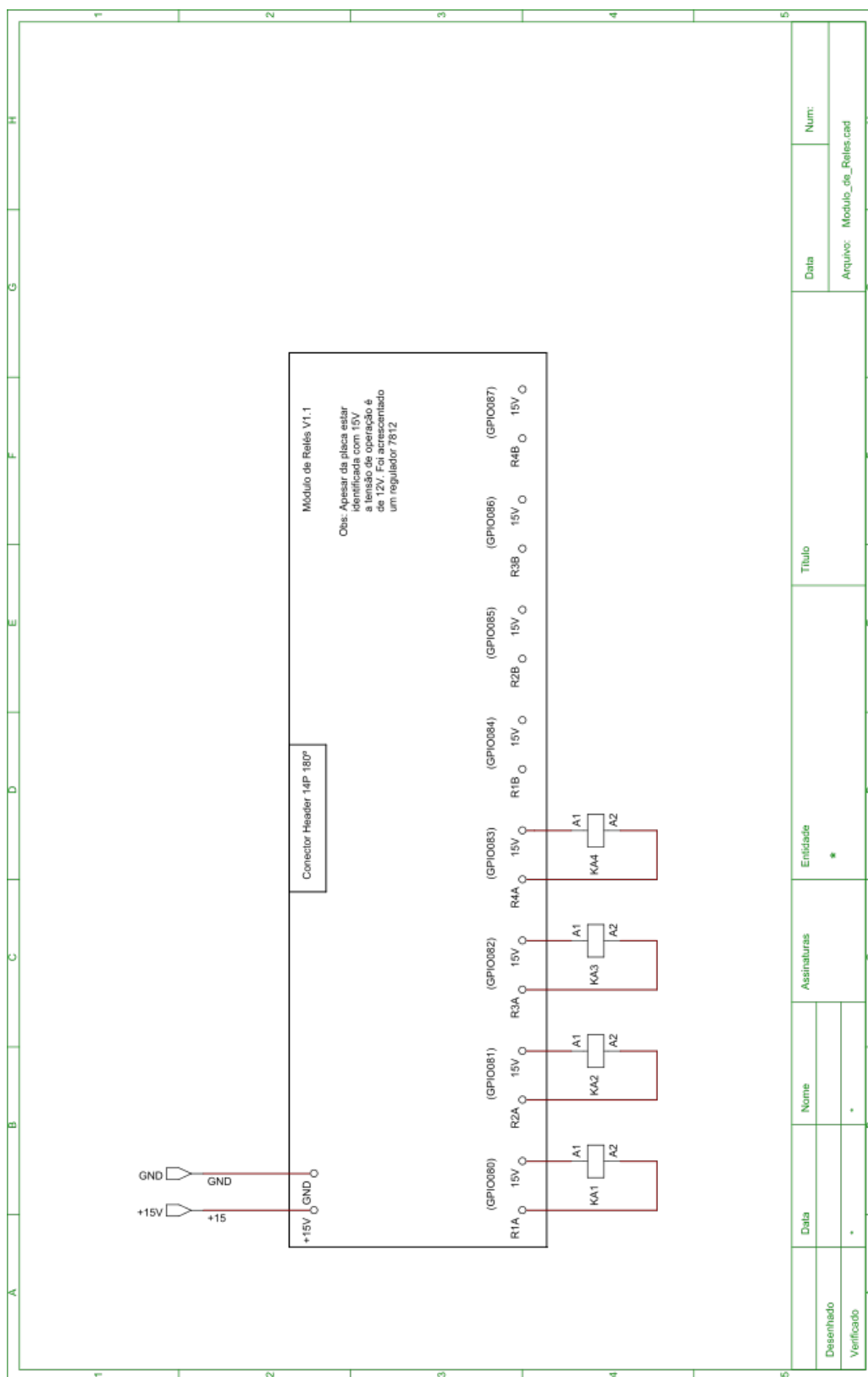
Fonte: autoria própria.

Figura 72 – Diagrama referente ao módulo de entradas digitais do protótipo UPQC.



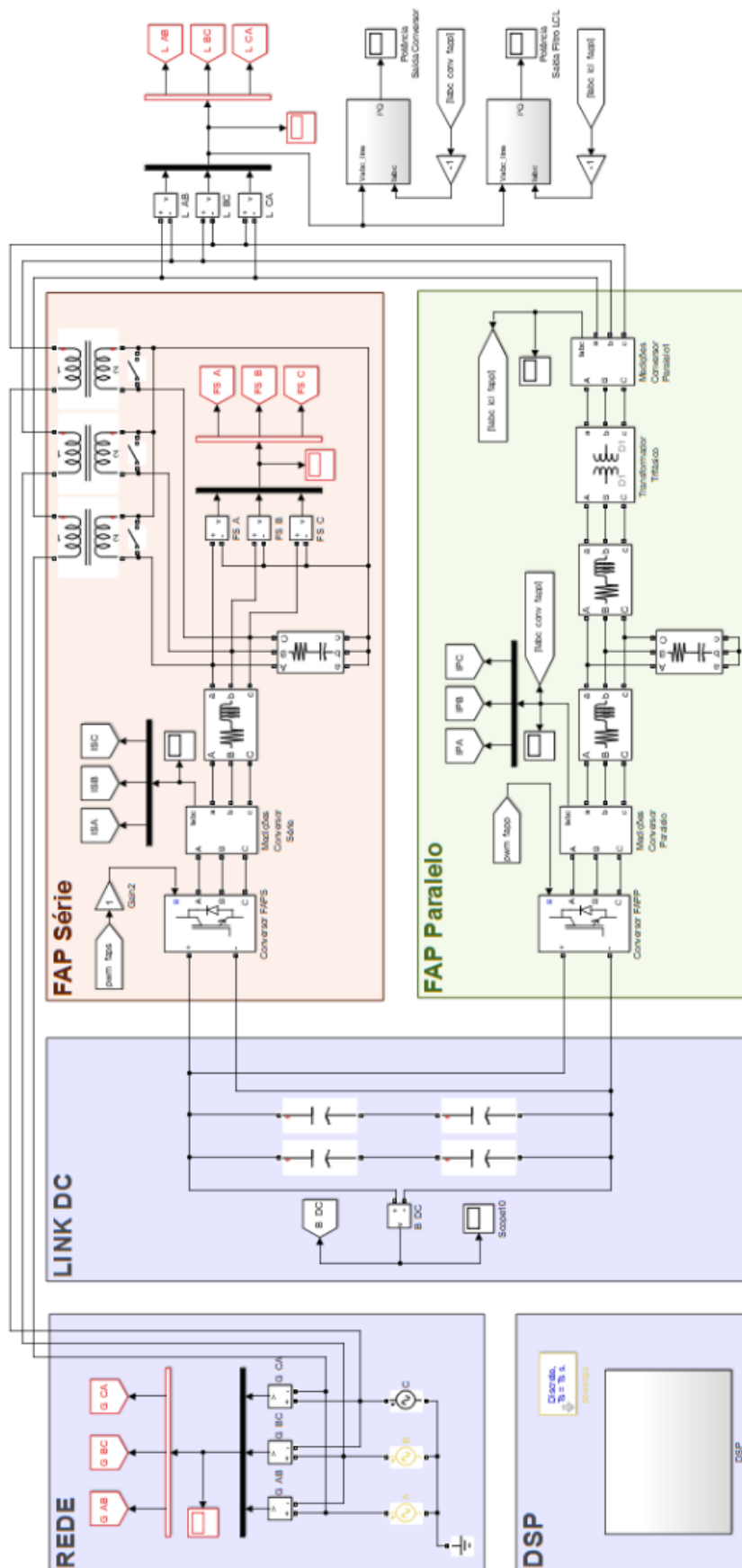
Fonte: autoria própria.

Figura 73 – Diagrama referente ao módulo de Relés do protótipo UPQC.



Fonte: autoria própria.

Figura 74 – Diagrama do circuito de simulação do protótipo UPQC.



Fonte: autoria própria.

Referências

- ACHA, E. et al. *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Woburn: Elsevier, 2002. ISBN 9780750651264. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780750651264X50007>>. 35
- AHRABIAN, G.; SHAHNIA, F.; HAQUE, M. Hybrid Filter Applications for Power Quality Improvement of Power Distribution Networks Utilizing Renewable Energies. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Montreal, CAN: IEEE, 2006. p. 1161–1165. ISBN 1-4244-0497-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4078251/>>. 18, 19
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, maio 1984. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4504460/>>. 23, 27, 43
- ANEEL, A. N. de E. E. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica - Revisão 10. *ANEEL*, p. 1–88, Jan 2018. Disponível em: <<http://aneel.gov.br/prodist>>. 74
- BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. IEEE, 1995. v. 3, p. 2531–2540. ISBN 0-7803-3008-0. ISSN 01972618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/530625/>>. 23
- BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, oct 2006. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1705631/>>. 27, 28
- BOJOI, R. et al. Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, nov 2005. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1528614/>>. 29, 30
- BRANDÃO, D. I. *Sistema de geração fotovoltaico multifuncional*. 135 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO", Bauru, SP, 2013. 29, 52
- BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. ISSN 00939994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/87265/>>. 27
- CASTRO, R. d. C. d. Á. F.; BRAGA, M. F.; SILVA, S. M. Aplicação de filtros ativos e passivos de potência: estudo de caso. In: *Induscon - VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*. Poços de Caldas, MG: [s.n.], 2015. 18, 19

- CLARKE, E. *Circuit Analysis of A-C Power Systems: Symmetrical and Related Components*. New York, NY: J. Wiley & sons, Incorporated, 1943. 94
- CORTEZ, D. F. *Estudo e Implementação de um Inversor de Frequência Baseado em Processador de Sinais*. 63 p. Tese (Trabalho Final de Graduação) — Universidade Católica de Pelotas, Pelotas, RS, 2009. 97, 98
- COTA, E. F. *Estudo de um Restaurador Dinâmico de Tensão Aplicado a Sistemas de Conversão de Energia Eólica com Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. 136 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2016. 70
- EL-HABROUK, M.; DARWISH, M.; MEHTA, P. Active power filters: A review. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 147, n. 5, p. 403, 2000. ISSN 13502352. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa__20000522>. 19
- FENILI, M. d. P. *Estudo e Implementação de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8kVA*. 109 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007. 18
- FILHO, N. P. *Técnicas de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fonte de Tensão*. 235 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, 2007. 96, 98
- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: The integration of series- and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 315–322, 1998. ISSN 08858993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/662847/>>. 19, 21, 22
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice*. Piscataway, NJ: John Wiley & Sons, 2003. 96
- IEEE, S. A. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, p. 1–94, Junho 2009. 80
- IEEE, S. A. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, Março 2014. 18, 19, 34, 74
- IRENA, I. R. E. A. *Renewable Energy Statistics 2019*. IRENA, 2019. v. 1. 382 p. ISBN 978-92-9260-137-9. Disponível em: <<https://www.irena.org/publications/2019/Jul/Renewable-energy-statistics-2019>>. 18
- KHADKIKAR, V. Enhancing electric power quality using UPQC: A comprehensive overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, 2012. ISSN 08858993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6095377>>. 19, 21, 22, 23, 32
- KUMAR, K. V. et al. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, v. 5, n. 7, p. 61–74, 2010. ISSN 1819-6608. 97

- LANG, Y. et al. A novel design method of lcl type utility interface for three-phase voltage source rectifier. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. Recife, PE: IEEE, 2005. p. 313–317. ISSN 0275-9306. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1581641>>. 24, 36
- LIMONGI, L. R. et al. Implementation of a digital signal processor-controlled shunt active filter. *Electrical Power Quality and Utilisation*, v. 12, n. 2, p. 5–14, 2006. Disponível em: <http://www.epqu.agh.edu.pl/archives/journal/v12i2/v12i2_16.pdf>. 54
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set 2005. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1510826/>>. 23, 24, 33
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, 2006. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1629027>>. 29
- MANDIC, D. P. et al. A Data Analytics Perspective of the Clarke and Related Transforms in Power Grid Analysis. *ARXIV*, p. 1–20, jul 2018. Disponível em: <<http://arxiv.org/abs/1807.08720>>. 94, 95
- MONTEIRO, L. F. C. et al. Control algorithms based on the active and non-active currents for a UPQC without series transformers. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 9, p. 1985–1994, abr 2016. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7517492>>. 32
- MORAN, S. A Line Voltage Regulator/Conditioner For Harmonic-Sensitive Load Isolation. In: *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1989. p. 947–951. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/96758/>>. 21
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716–727, jul 1929. ISSN 0096-3860. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5055275/>>. 94
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, jun 2013. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6324450/>>. 35
- REZNIK, A. et al. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, mar 2014. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6571219/>>. 23, 24, 25, 33
- RIBEIRO, R. L. d. A. et al. A Robust DC-Link Voltage Control Strategy to Enhance the Performance of Shunt Active Power Filters Without Harmonic Detection Schemes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, p. 803–813, fev 2015. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6870483>>. 18

RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, mar 2007. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4118328/>>. 37

SILVA, S. M. *Estudo e projeto de um restaurador dinâmico de tensão*. 215 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 1999. 27

SILVA, S. M. *Análise e implementação de um restaurador dinâmico de tensão*. 203 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2003. 31, 70

STEFANELLO, M.; GRÜNDLING, H. A.; SCAPINI, R. Z. Filtro Ativo de Potência Série–Paralelo. In: *SEPOC 2010 - IV Seminário de Eletrônica de Potência e Controle*. Santa Maria, RS: SEPOC, 2010. p. 1415–1421. Disponível em: <<https://www.ufsm.br/cursos/pos-graduacao/santa-maria/ppgee/wp-content/uploads/sites/553/2019/07/ApostilaFiltroAtivOSEPOC2010.pdf>>. 18

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750, 2006. ISSN 13502352. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1705897/>>. 27, 28, 54

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011. ISBN 9780470667057. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9780470667057>>. 20, 22, 25, 26, 28, 29

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS. In: *XII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. Uberlândia, MG: Anais CBA98, 1998. p. 1–21. 22, 27, 28, 54

XIAO, Z. et al. Shunt active power filter with enhanced dynamic performance using novel control strategy. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 12, p. 3169–3181, dez 2014. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2013.0524>>. 27, 28

ZENG, G. et al. Design and control of LCL-filter with active damping for Active Power Filter. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Bari, Itália: IEEE, 2010. p. 2557–2562. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5637575/>>. 24, 33, 34

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, mai 2003. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1198060/>>. 28

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 2, p. 601–610, 2001. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/913727/>>. 28