

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Eduardo Vasconcelos Stangler

**Melhorias no Condicionador Universal de Qualidade de Energia com
Estratégia de Controle Invertida
(inverted Universal Power Quality Conditioner – iUPQC)**

Recife

2019

Eduardo Vasconcelos Stangler

Melhorias no Condicionador Universal de Qualidade de Energia com
Estratégia de Controle Invertida
(inverted Universal Power Quality Conditioner – iUPQC)

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.

Coorientador: Prof. Dr. Marcello Mezaroba.

Recife

2019

Resumo

O desenvolvimento crescente da eletrônica de potência tem provocado a penetração de cargas não lineares ao sistema elétrico em quantidades cada vez maiores. Isso tem ocasionado a degradação progressiva da qualidade da energia dos sistemas elétricos. Por outro lado, todo esse avanço possibilitou o crescimento massivo das fontes de geração distribuída, proporcionando a ampliação da matriz de energia renovável na geração energética. Tendo em vista os distúrbios na qualidade de energia elétrica, diversos condicionadores de energia foram desenvolvidos ao longo das últimas décadas. Recentemente, o condicionador universal de qualidade de energia (UPQC) tem recebido reconhecido destaque, tendo em vista a sua capacidade de lidar com distúrbios de tensão e corrente simultaneamente. Assim, esse condicionador apresenta-se como uma das soluções mais completas para a compensação dos mais diversos distúrbios e perturbações aos quais estão sujeitos os sistemas elétricos. Apesar disso, existem alguns problemas inerentes ao funcionamento do UPQC, os quais vêm sendo amplamente estudados pela comunidade científica. No seu funcionamento convencional, o conversor paralelo fornece toda a potência reativa demandada pela carga, enquanto o conversor série processa energia apenas quando há a ocorrência de distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede elétrica. Tendo em vista essa característica, algumas soluções para estender o fornecimento da demanda de reativos da carga ao conversor série, proporcionando o compartilhamento dessa tarefa com o conversor paralelo, foram desenvolvidas. Essas soluções buscaram proporcionar o compartilhamento da potência reativa tanto em situações de rede sadia, quanto em ocasiões de flutuações na sua tensão, e até mesmo quando da aplicação do UPQC para interface de sistemas de geração fotovoltaica à rede elétrica. O presente trabalho visa apresentar uma solução para o compartilhamento da potência reativa demandada pela carga entre os conversores do UPQC, com erro nulo de regime permanente. Para isso, é utilizado um UPQC com controle dual (iUPQC). A solução proposta estende os conceitos apresentados em propostas anteriores, utilizando um controle em malha fechada da potência reativa processada pelo conversor série. A técnica desenvolvida é comparada com as soluções anteriores, e sua eficácia é comprovada através de simulações computacionais e validação experimental.

Palavras-chave: Qualidade de energia. Condicionador Universal de Qualidade de Energia com Estratégia de Controle Invertida. Controle de Fluxo de Potência no iUPQC.

Abstract

The growing development of the power electronics has led to the increasing penetration of nonlinear loads into the electrical systems. This has led to the progressive degradation of the power quality. On the other hand, this progress made possible the massive incidence of the distributed generated sources, providing the expansion of the renewable energy resources in the generation of energy. Facing the power quality related problems, some active power conditioners were developed in recent decades. Recently, the universal power quality conditioner (UPQC) has received a considerable attention, considering its capacity to compensate voltage and current related issues simultaneously. Thus, this conditioner has been seen as one of the most complete solutions to the power quality related problems. Despite this, there are some inherent problems in the operation of the UPQC, which have been widely studied by the scientific community. In its normal operation, the entire load reactive power demand is provided by the shunt converter, while the series converter processes an amount of power only when a fundamental frequency disturbance occurs at the grid voltage. Facing these characteristics, a few solutions to extend the load reactive power demand supplying to the series converter were developed. These solutions were proposed aiming to provide reactive power sharing in situations of normal steady state operation, during the occurrence of grid voltage fluctuations, and even when the UPQC is used as an interface converter for the connection of photovoltaic generation systems to the grid. This research aims to present a solution to the reactive power demand sharing, between the converters of the UPQC, with zero steady state error. For this, a UPQC with its inverted control strategy (iUPQC) is implemented. The proposed solution extends the concepts presented in previous studies, and provides a closed loop control of the reactive power processed by the series converter. The performance of developed technique is compared with the previous solutions, and its efficiency is verified through computational simulations and experimental validation.

Keywords: Power quality. Dual Unified Power Quality Conditioner. Power Flow Control in the iUPQC.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Topologias de filtros ativos.	15
Figura 2 – Diagrama Esquemático do UPQC	16
Figura 3 – Diagrama unifilar completo do UPQC	21
Figura 4 – Diagrama fasorial das tensões e correntes do UPQC-P.	21
Figura 5 – Diagrama fasorial do UPQC-Q	22
Figura 6 – Diagrama fasorial do UPQC- $V_{A_{min}}$	23
Figura 7 – Diagrama fasorial completo do PAC	24
Figura 8 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo	26
Figura 9 – Diagrama fasorial das tensões para a estratégia UPQC-S.	27
Figura 10 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo na técnica PAC variável	28
Figura 11 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo para o PV-UPQC-S	30
Figura 12 – Diagrama unifilar simplificado do UPQC com a convenção de potências adotada.	32
Figura 13 – Diagrama esquemático do algoritmo do PAC proposto.	37
Figura 14 – Diagrama de blocos do controle do PAC proposto.	39
Figura 15 – Diagrama de blocos simplificado para o controle do PAC.	39
Figura 16 – Inversor trifásico alimentando uma carga genérica.	41
Figura 17 – Diagrama de blocos esquemático para o projeto de controle digital de conversores.	45
Figura 18 – Diagrama da simplificado da estratégia de controle do srAPF.	46
Figura 19 – Estratégia de geração de referências de corrente para o controle do srAPF.	48
Figura 20 – Circuito completo do srAPF utilizado para modelagem da malha de corrente.	49
Figura 21 – Diagrama considerado para modelagem da dinâmica de v_{cc}	50
Figura 22 – Diagrama de blocos simplificado do controle do srAPF.	52
Figura 23 – Diagrama de blocos completo da malha interna de controle do rhAPF.	53
Figura 24 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da corrente i_{sr} controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pi} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em verde.	56
Figura 25 – Diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta da corrente i_{sr} controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pi} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em verde.	57
Figura 26 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.	58
Figura 27 – Diagramas de Bode para o projeto do controlador de v_{cc}	60
Figura 29 – Diagrama simplificado do shAPF	60
Figura 28 – Estrutura do controlador da tensão v_{cc}	61
Figura 30 – Diagrama da simplificado da estratégia de controle do shAPF.	62
Figura 31 – Estratégia de geração de referências de tensão para o controle do shAPF.	63
Figura 32 – Diagrama unifilar completo do circuito do shAPF.	63

Figura 33 – Diagrama unifilar completo do circuito do shAPF.	64
Figura 34 – Diagrama de blocos simplificado do controle do shAPF.	66
Figura 35 – Diagrama de blocos completo da malha interna de controle do shAPF.	67
Figura 36 – Diagrama de blocos completo da malha externa de controle do shAPF.	70
Figura 37 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da corrente v_l controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pv} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em laranja.	72
Figura 38 – Diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta da corrente v_l controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pv} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em laranja.	72
Figura 39 – Diagrama Esquemático da Bancada Experimental.	74
Figura 40 – Interface do ControlDesk.	75
Figura 41 – Protótipo.	76
Figura 42 – Simulação - Correntes do sistema em operação.	78
Figura 43 – Simulação - Tensões do sistema em operação.	79
Figura 44 – Simulação - Tensão do barramento CC durante a inicialização.	81
Figura 45 – Simulação - Tensões de carga durante a inicialização.	82
Figura 46 – Experimento - Correntes de operação obtidas na bancada experimental. Escalas: Corrente - 5A/div (para os três scopes); Tempo - 10ms/div.	83
Figura 47 – Experimento - Tensões de operação obtidas na bancada experimental. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 12,5V/div (scope inferior); Tempo - 10ms/div.	84
Figura 48 – Experimento - Potências reativas \bar{q}_{sr} e \bar{q}_l para cada uma das situações de operação.	85
Figura 49 – Experimento - Ângulo δ de operação em regime permanente.	86
Figura 50 – Experimento - Tensões de operação apenas com o PAC convencional habilitado. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 20V/div (scope inferior). Tempo - 10ms/div.	86
Figura 51 – Experimento - Tensões de operação com a extensão proposta ao PAC habilitada. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 20V/div (scope inferior). Tempo - 10ms/div.	87
Figura 52 – Simulação - Potências ativas de operação do iUPQC-S.	89
Figura 53 – Simulação - Potências reativas de operação do iUPQC-S.	90
Figura 54 – Simulação - Ângulo δ de operação do iUPQC-S.	90
Figura 55 – Implementação de um arranjo fotovoltaico ao barramento CC.	91
Figura 56 – Simulação - Potências ativas de operação do PV-iUPQC-S.	92
Figura 57 – Simulação - Potências reativas de operação do PV-iUPQC-S.	93
Figura 58 – Simulação - Ângulo δ de operação do PV-iUPQC-S.	93
Figura 59 – Diagrama fasorial para a obtenção de V'_{sr}	103
Figura 60 – Diagrama fasorial para a obtenção de I'_{sh}	105
Figura 61 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico original.	108

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros necessário para o projeto dos controladores do srAPF.	53
Tabela 2 – Parâmetros dos termos ressonantes adotados para o controlador do srAPF.	55
Tabela 3 – Parâmetros necessário para o projeto dos controladores do shAPF.	67
Tabela 4 – Parâmetros dos termos ressonantes adotados para o controlador do shAPF.	71
Tabela 5 – Parâmetros do protótipo experimental.	75
Tabela 6 – Parâmetros relativos ao chaveamento e à implementação digital do sistema de controle.	76
Tabela 7 – Simulação - Valores de THD das correntes de carga.	77
Tabela 8 – Simulação - Valores de THD das tensões de carga.	80

Lista de Abreviaturas e Siglas

3P3W	Sistema trifásico à três fios (<i>three-phase three-wire</i>)
APF	Filtro ativo de potência (<i>Active Power Filter</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CP	Conversor Paralelo
CS	Conversor Série
CT	Transformadores de acoplamento (<i>Coupling Transformers</i>)
CSI	Inversor fonte de corrente (<i>Current Source Inverter</i>)
FFPS	Componente fundamental de sequência positiva (<i>Fundamental-Frequency Positive-Sequence</i>)
FIR	Resposta finita ao impulso (<i>Finite Impulse Response</i>)
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada
GDSC	Método generalizado de cancelamento por sinal atraso (<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>)
GDSC-PLL	GDSC aplicado como pré-filtro para um PLL
GTO	Desligamento pelo <i>gate</i> (<i>gate-turn-off</i>)
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
iUPQC	Condicionador unificado de qualidade de energia com estratégia de controle invertida (<i>inverted Unified Power Quality Conditioner</i>)
LPF	Filtro passa-baixas (<i>Low-Pass Filter</i>)
PAC	Controle do ângulo de tensão na carga (<i>Power Angle Control</i>)
PCC	Ponto de acoplamento comum (<i>Point of Common Coupling</i>)
PI	Controlador Proporcional-Integral
PLL	Malha de captura de fase (<i>Phase Locked Loop</i>)

PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
shAPF	Filtro Ativo Paralelo (<i>shunt Active Power Filter</i>)
srAPF	Filtro Ativo Série (<i>series Active Power Filter</i>)
THD	Distorção harmônica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPQC	Condicionador unificado de qualidade de energia (<i>Unified Power Quality Conditioner</i>)
VSI	Inversor fonte de tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
ZOH	Retentor de ordem zero (<i>Zero-Order Hold</i>)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	CONDICIONADORES DE ENERGIA	13
1.1.1	Classificação das Topologias de APF	14
1.1.2	Características de Funcionamento e Controle do UPQC	15
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA A SER ESTUDADO	17
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	19
2	SOLUÇÕES NO CONTROLE DE FLUXO DE POTÊNCIA PARA O UPQC	20
2.1	UPQC-P	20
2.2	UPQC-Q	22
2.3	UPQC- $V_{A_{min}}$	22
2.4	CONTROLE DO PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA REATIVA BASEADO NO PAC	23
2.5	UPQC-S	26
2.6	PV-UPQC	27
2.6.1	Aplicação do PAC ao PV-UPQC	29
3	ANÁLISE E CONTRIBUIÇÕES AO PAC	31
3.1	ANÁLISE DAS POTÊNCIAS PROCESSADAS PELOS CONVERSORES	31
3.1.1	Desenvolvimento Matemático	33
3.2	CONTRIBUIÇÃO AO PAC	37
3.2.1	Modelagem Dinâmica da Malha Integral	38
4	MODELAGEM E CONTROLE DO IUPQC	40
4.1	MODELO MÉDIO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO	41
4.2	PWM REGULAR TRIFÁSICO SIMÉTRICO	42
4.3	MODELAGEM DOS FENÔMENOS ASSOCIADOS À IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL	44
4.4	CONTROLE DO APF SÉRIE	45
4.4.1	Estratégia de Geração de Referências do APF Série	46
4.4.2	Modelagem do APF Série	48
4.4.2.1	<i>Modelo da Planta de Corrente de Entrada</i>	48
4.4.2.2	<i>Modelo da Planta de Tensão do Barramento CC</i>	50
4.4.3	Projeto dos Controladores do APF série	51
4.4.3.1	<i>Projeto dos controladores da malha de corrente</i>	52
4.4.3.2	<i>Projeto dos controladores da malha de tensão CC</i>	56
4.5	CONTROLE DO APF SHUNT	59
4.5.1	Estratégia de Geração de Referências do APF Shunt	61
4.5.2	Modelagem do APF Shunt	63
4.5.2.1	<i>Modelo da Malha Interna de Corrente</i>	64

4.5.2.2	<i>Modelo da Malha Externa de Tensão</i>	65
4.5.3	Projeto dos Controladores do APF shunt	65
4.5.3.1	<i>Projeto dos controladores da malha interna de corrente</i>	66
4.5.3.2	<i>Projeto dos controladores da malha externa de tensão</i>	69
5	RESULTADOS	73
5.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM	73
5.2	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO CONTROLE PROJETADO VIA SIMULAÇÃO	75
5.2.1	Análise da inicialização do condicionador	80
5.3	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO CONTROLE EM MONTAGEM EXPERI- MENTAL	82
5.4	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO PAC PROPOSTO	84
5.5	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO UPQC-S	86
5.6	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO PV-UPQC-S	89
6	CONCLUSÃO	94
6.1	CONTRIBUIÇÕES DO AUTOR	95
6.2	TRABALHOS FUTUROS	95
6.3	PUBLICAÇÕES RESULTANTES DO MESTRADO	96
	REFERÊNCIAS	97
	 APÊNDICES	 102
	APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO PAC	103
A.1	REFERÊNCIA DE TENSÃO DO FILTRO ATIVO SÉRIE	103
A.2	REFERÊNCIA DE CORRENTE DO FILTRO ATIVO PARALELO	104
A.3	DEFINIÇÃO DO ÂNGULO $\delta_{m\acute{a}x}$	106
	APÊNDICE B – DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PAINEL ELÉTRICO	108

1 INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico no ramo da eletrônica tem provocado a presença crescente de dispositivos semicondutores nas mais diversas áreas. No âmbito residencial, eletrônicos como televisores, computadores e notebooks desenvolveram-se consideravelmente ao longo da última década e tornaram-se cada vez mais presentes no cotidiano da população. No setor industrial, a tônica não foi diferente, diversos processos e equipamentos foram aperfeiçoados pela utilização de dispositivos de eletrônica de potência e sistemas microprocessados.

Todo este avanço teve, notadamente, pontos bastante positivos como a facilitação de serviços e melhoria de processos produtivos. Contudo, por se tratarem de cargas não lineares, a proliferação destes dispositivos causa uma variedade de perturbações indesejáveis na operação dos sistemas de potência aos quais estão conectados (MORAN; DIXON; WALLACE, 1995). Devido a isto, os estudos atrelados à melhoria da qualidade de energia elétrica (QEE) em redes de transmissão e distribuição têm ganhado cada vez mais notoriedade no meio científico.

Pode-se definir os problemas de QEE como distúrbios na tensão, corrente ou frequência que venham a causar defeito ou mau funcionamento em sistemas e equipamentos elétricos (DUGAN et al., 2003). Dentre estes distúrbios, pode-se ressaltar as variações de frequência; baixo fator de potência; incidência de harmônicos de corrente e tensão; e variações de tensão (DIAS, 2009; SILVA, 2003; LIMONGI, 2006; RIBEIRO, 2003). As perturbações relacionadas a harmônicos, tanto de tensão quanto de corrente, estão intimamente relacionadas com a conexão de cargas não lineares às redes elétricas. Já as variações de tensão se devem, em sua grande maioria, a problemas inerentes aos sistemas de potência, como perdas de grandes grupos de cargas, curto-circuitos e demais contingências (SANTOS, 2015).

Dispositivos como retificadores a diodo e tiristores, inversores CC-CA, fornos a arco, cicloconversores, etc., têm uso cada vez mais difundido nos processos industriais e têm contribuído para a degradação gradativa da qualidade de energia (SILVA, 2001). Além da geração de reativos, estes conversores promovem uma grande circulação de harmônicos de corrente na rede elétrica e, por isso, são tipicamente caracterizadas como cargas produtoras de harmônicos (HARMONICS, 1983; AKAGI, 1996; AKAGI, 2005). Na prática, a circulação de componentes harmônicas de corrente provoca o surgimento de quedas de tensão, de mesmas frequências das correntes, nas impedâncias das linhas, o que afeta a qualidade da forma de onda da alimentação a todos os consumidores conectados ao mesmo ponto de acoplamento comum (do inglês *point of common coupling* - PCC) (SILVA, 2001).

Segundo Akagi (2005), a conexão de uma única carga não linear de pequena potência a um PCC não afetaria tanto a forma de onda da tensão, uma vez que os harmônicos de correntes gerados seriam desprezíveis se comparados à carga total do sistema. Contudo, a conexão de várias

dessas pequenas cargas pode provocar o surgimento de uma parcela significativa de componentes harmônicas de corrente no sistema. Além da distorção da tensão, a circulação dessas correntes ocasiona o aumento de perdas, aquecimento excessivo e trepidações mecânicas de máquinas de síncronas e de indução, ressonância de componentes passivos etc. (HARMONICS, 1983; MORAN; DIXON; WALLACE, 1995).

Por causa destes motivos, a preocupação com a qualidade de energia tem crescido gradualmente visando a melhoria da distribuição e fornecimento de energia elétrica (SANTOS, 2012). Em âmbito mundial, normas como as IEC 61000-3-2 e 61000-3-4, e a IEEE 519 (IEC, 2018; IEC, 1998; IEEE, 1993) foram publicadas com o objetivo de estabelecer limites de conteúdo harmônico de equipamentos, de inserção de componentes harmônicas de corrente na rede elétrica e de conteúdo harmônico de tensão. No Brasil, a questão dos harmônicos e demais distúrbios de tensão da rede elétrica é abordada nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica do Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) (ANEEL, 2016), os quais foram desenvolvidos e são atualizados periodicamente pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL).

Diante desse cenário, diversas técnicas a serem adotadas para a melhoria da QEE vêm sendo estudadas ao longo das últimas décadas. Os filtros passivos paralelos (FPP) representam uma solução amplamente utilizada para a compensação de componentes harmônicas de corrente, em virtude de sua simplicidade construtiva e reduzido custo de produção. Estes filtros proporcionam um caminho de baixa impedância nas frequências de sintonia, fazendo com que as componentes harmônicas de mesma frequência circulem pelo filtro e não pela rede elétrica. Além disso, estes elementos são projetados com o objetivo de promover a compensação de reativos na frequência fundamental. Entretanto, a implementação dos FPPs, na prática, apresenta algumas desvantagens como (MORAN; DIXON; WALLACE, 1995; SILVA, 2001; LIMONGI, 2006):

1. A frequência de sintonia do filtro é fortemente afetada pela impedância do sistema de alimentação, a qual é frequentemente desconhecida;
2. A característica da compensação é fixa, logo uma mudança de carga pode degradar o desempenho do filtro;
3. Os filtros podem entrar em ressonância com a impedância do alimentador causando a amplificação de uma componente harmônica de frequência específica;
4. Estes filtros podem entrar em ressonância série com a impedância do alimentador, ocasionando significativas tensões harmônicas no lado da rede elétrica;
5. Há a possibilidade dos filtros serem sobrecarregados caso as magnitudes das componentes harmônicas se elevem;
6. Uma variação na frequência da rede causa a perda de sintonia dos filtros.

Além das desvantagens apresentadas, é notório que a utilização dos FPPs lida apenas com a compensação de harmônicos de corrente. Para contornar estes aspectos, condicionadores ativos de energia também conhecidos como filtros ativo de potência (*active power filter* - APF), surgiram como uma alternativa para a compensação, não só de harmônicos de corrente, como de fator de potência, distúrbios na tensão de alimentação e demais problemas de QEE.

1.1 CONDICIONADORES DE ENERGIA

Ao longo das últimas décadas, estudos voltados para o condicionamento ativo de energia vêm sendo bastante fomentados pela comunidade científica. No decorrer da década de 1970, os estudos publicados por Sasaki e Machida (1971) e Gyugyi e Strycula (1976) apresentaram as primeiras versões de filtros ativos com a finalidade de reduzir o conteúdo harmônico de corrente injetado na rede por cargas não lineares. Contudo, o gargalo tecnológico dos semicondutores restringiu a aplicação destes dispositivos apenas à testes laboratoriais (AKAGI, 1994).

De acordo com Akagi (1994), apenas em 1982, com o advento dos tiristores GTO (*gate-turn-off*) é que foi desenvolvido o primeiro filtro ativo de potência baseado em um inversor CC-CA fonte de corrente (*current source inverter* - CSI) para aplicações práticas. Desde então, diversas estruturas de potência, técnicas de controle e modulação e estratégias de geração de referências foram desenvolvidas com o objetivo de expandir ainda mais a capacidade de aplicação e possibilidades de compensação de distúrbios.

Atualmente, a grande maioria das implementações de condicionadores ativos de energia baseia-se na utilização inversores CC-CA fonte de tensão (*voltage source inverter* - VSI), técnicas de modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* - PWM) e diversas estratégias de controle visando alcançar os mais variados objetivos. Dentre as principais funcionalidades dos APFs, pode-se destacar (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999):

1. Atenuação das componentes harmônicas de corrente geradas por cargas não lineares;
2. Compensação de componentes harmônicas de tensão presentes na rede elétrica;
3. Compensação de distúrbios transitórios de frequência fundamental na tensão da rede (*flickers*, afundamentos e elevações de tensão);
4. Compensação de fator de potência;
5. Regulação de tensão no terminal de carga;
6. Balanceamento de tensão e corrente em sistemas trifásicos;
7. Compensação de correntes de neutro em sistemas trifásicos à quatro fios.

Esta vasta gama de funcionalidades pode ser alcançada de forma isolada ou combinada, a depender dos requerimentos da aplicação, topologia de APF e estratégia de controle estabelecidos.

1.1.1 Classificação das Topologias de APF

Primitivamente, os filtros ativos de potência foram desenvolvidos nas configurações paralela ou *shunt* (shAPF) e série (srAPF), apresentadas nas Figuras 1a e 1b. A operação do APF *shunt* se dá através da injeção de uma corrente i_{sh} no ponto de conexão de cargas, a qual é responsável por atenuar a circulação de harmônicos da corrente de carga para a rede elétrica. Além disso, o shAPF pode ser utilizado para prover a compensação de reativos, balanceamento das correntes de cargas desbalanceadas e compensação da correntes de neutro (AKAGI, 1994; MORAN; DIXON; WALLACE, 1995; DIXON; GARCIA; MORAN, 1995; AKAGI, 1996; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999; WATANABE; AREDES, 2002; ORTMANN, 2008).

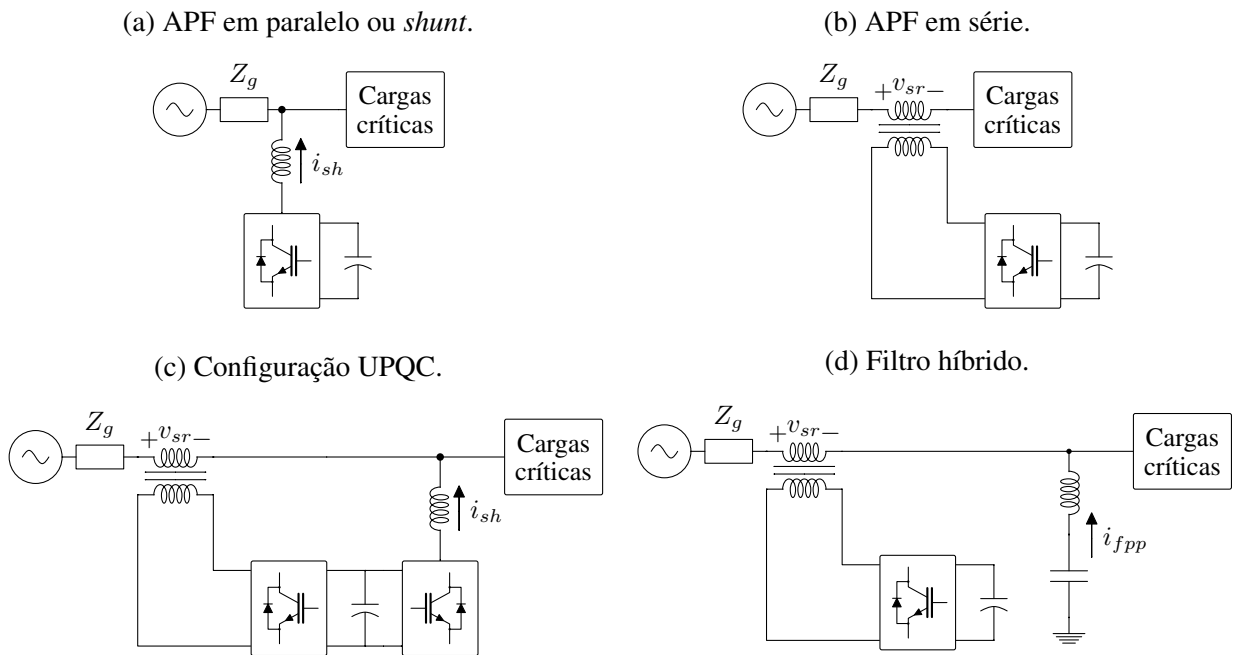
Na sua concepção inicial, o APF série foi desenvolvido para atuar na compensação de harmônicos de tensão (RIBEIRO, 2003; AKAGI, 1994; SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999; WATANABE; AREDES, 2002), contudo, esta configuração é amplamente empregada na compensação de distúrbios transitórios de curta duração que venham a ocorrer na tensão da rede. Quando utilizado com esta finalidade, o srAPF é comumente chamado de restaurador dinâmico de tensão (do inglês *dynamic voltage restorer* - DVR) (SILVA, 1999; SILVA, 2003; JUNIOR, 2011; SANTOS, 2015; JESUS, 2006; SADIGH; SMEDLEY, 2012; NIELSEN; BLAABJERG, 2005). Construtivamente, a presença de transformadores de acoplamento (do inglês *coupling transformers* - CT) possibilita que o APF seja conectado em série com a rede elétrica. Assim, a operação do srAPF consiste na injeção de uma tensão v_{sr} , de tal formato que proporcione uma tensão de carga nominal e puramente senoidal. Significa que este APF, se bem controlado, pode ser efetivamente entendido como uma fonte de tensão conectada em série com o sistema elétrico.

O condicionador universal de qualidade de energia ou UPQC, do inglês *unified power quality conditioner*, é composto pela utilização dos APFs série e paralelo de maneira conjunta (Figura 1c). Esta configuração abrange as características de funcionamento das duas topologias anteriores e ambos os APFs atuam exatamente como foram propostos, ou seja, o srAPF injetando tensão e shAPF fornecendo corrente (FUJITA; AKAGI, 1998). Apesar de ter um custo de implementação elevado, o UPQC apresenta-se como uma das soluções mais completas para a compensação dos distúrbios de QEE e tem seu uso justificado em sistemas com alta incidência de perturbações, tanto harmônicas quanto de frequência fundamental (DIAS, 2009).

Uma outra estrutura bastante utilizada é o filtro híbrido, no qual os filtros ativo e passivo são combinados com o objetivo de reduzir a demanda de potência a ser processada pelo APF ou diminuir a complexidade de controle. Proposta por Peng, Akagi e Nabae (1990), a configuração apresentada na Figura 1d indica a utilização de um filtro passivo paralelo em conjunto com um filtro ativo série. Neste arranjo, o APF série funciona como um isolador harmônico anulando a interação da impedância da rede elétrica com o FPP, o qual foi sintonizado para compensar alguma componente harmônica de corrente por meio de i_{fpp} . Desta forma, evitam-se os problemas de ressonância aos quais a utilização isolada de um FPP estaria vulnerável (LIMONGI, 2006).

Esta composição permite que vários FPPs, sintonizados em componentes harmônicas específicas, sejam utilizados sem que a impedância da rede influencie nas características de filtragem de cada um. Além desta, diversas outras topologias de filtros híbridos foram apresentadas na literatura, todavia, por não serem o objeto de estudo deste trabalho, essas estruturas não serão discutidas.

Figura 1 – Topologias de filtros ativos.



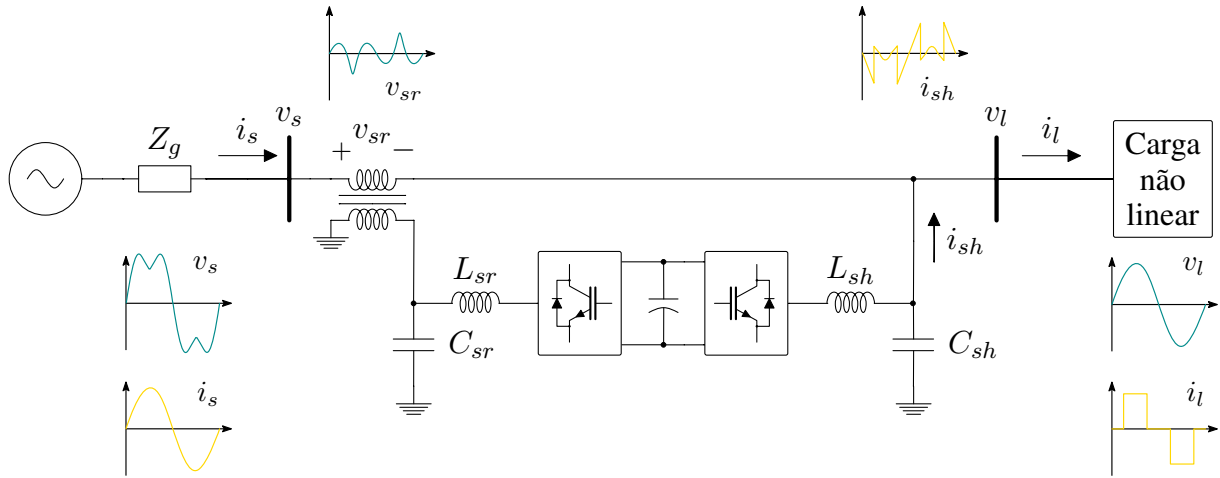
Fonte: Adaptado de (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999).

1.1.2 Características de Funcionamento e Controle do UPQC

Como dito anteriormente, o UPQC é capaz de executar, de maneira conjunta, as funções dos filtros ativos série e paralelo. Estruturalmente, este condicionador é composto por dois conversores conectados a um mesmo barramento de corrente contínua (CC) na configuração *back-to-back*, como é apresentado na Figura 2.

Uma característica marcante da topologia unificada é possibilidade de controle por meio de duas estratégias distintas. A tradicional, comumente chamada de UPQC e a invertida, nomeada por *iUPQC*. Quando controlado da maneira tradicional, operando como UPQC, os conversores fazem exatamente as funções dos filtros ativos tradicionais. Desprezando-se as perdas, o conversor série (CS) é responsável por impor uma tensão equivalente a todos os distúrbios de tensão da rede elétrica somados, porém com polaridade contrária. Como este conversor é conectado em série através dos transformadores de conexão, a sua tensão é somada com a tensão da rede, promovendo, assim, uma tensão na carga com baixa distorção harmônica total (*total harmonic distortion* - THD) e pouca influência dos distúrbios de frequência fundamental. Já o

Figura 2 – Diagrama Esquemático do UPQC



Fonte: Elaborada pelo autor.

conversor paralelo (CP), no UPQC, é responsável por impor uma corrente equivalente a todas as componentes harmônicas da corrente de carga somadas a uma parcela de corrente proveniente da energia reativa na frequência fundamental. Assim, a corrente fornecida pela rede elétrica, ao conjunto UPQC e carga, tem baixa THD de corrente e encontra-se em fase com a tensão no PCC, caracterizando um fator de potência unitário (MONTEIRO; AREDES; NETO, 2003; DIAS, 2009).

Considerando uma rede cuja tensão no PCC, v_s , é dada pela Equação 1.1

$$v_s = v_s^{+1} + v_s^h, \quad (1.1)$$

onde v_s^{+1} é a componente de sequência positiva e frequência fundamental (*fundamental frequency positive sequence* - FFPS) e v_s^h é a componente referente a todos os harmônicos, desbalanços e distúrbios da tensão da rede. Em regime, a tensão nos transformadores de conexão do conversor série, v_{sr} , será igual a v_s^h , porém com polaridade subtrativa à rede; condição esta que é imposta pelo controle do conversor série. Assim, a tensão no barramento de carga, v_l , será dada unicamente por v_s^{+1} .

Sendo a corrente demandada pela carga, i_l , dada pela Equação 1.2

$$i_l = i_{l,p}^{+1} + i_{l,q}^{+1} + i_l^h, \quad (1.2)$$

onde $i_{l,p}^{+1}$ e $i_{l,q}^{+1}$ são as parcelas ativa e reativa da frequência fundamental e i_l^h é a corrente equivalente a todas as componentes harmônicas somadas. De acordo com o funcionamento do UPQC, a corrente imposta pelo conversor paralelo, i_{sh} , é dada pela Equação 1.3

$$i_{sh} = i_{l,q}^{+1} + i_l^h. \quad (1.3)$$

Logo, a corrente proveniente da rede, i_s , é composta apenas por $i_{l,p}^{+1}$.

A estratégia de controle invertida, caracterizada pelo acrônimo iUPQC, foi inicialmente apresentada por Silva (2001). Com o condicionador funcionando neste modo de operação, as tensões de cada ponto e as correntes que circulam em cada trecho serão exatamente as mesmas, entretanto, a natureza que faz surgir cada uma delas é estritamente diferente e se deve a estratégia de controle invertida. Nesta estratégia, as grandezas a serem controladas por ambos os conversores são invertidas em relação à topologia convencional, ou seja, o conversor série é responsável por controlar a corrente, enquanto o conversor paralelo realiza o controle de tensão (SILVA, 2001; AREDES; FERNANDES, 2009).

O conversor série impõe uma corrente senoidal equivalente a i_l^{+1} no primário dos transformadores, forçando a corrente a rede a assumir apenas esta componente da corrente de carga. Já o conversor paralelo, controlado em tensão, impõe ao barramento de carga uma tensão puramente senoidal igual a v_s^{+1} . Pode-se observar que, diferentemente da configuração UPQC, no iUPQC o conversor série é responsável por impor uma corrente senoidal e com fator de potência unitário à rede elétrica, enquanto que o conversor paralelo fornece à carga uma tensão senoidal em fase com a tensão da rede.

O restante dos componentes, tanto de tensão quanto de corrente, surgem indiretamente nos conversores (SILVA, 2001). Como o conversor série impõe a corrente $i_s = i_l^{+1}$, as outras componentes da corrente de carga fluem pelo conversor paralelo o qual impõe a tensão $v_l = v_s^{+1}$. Assim, os componentes harmônicos da tensão da rede ficam retidos nos terminais dos transformadores de conexão série. Portanto, pode-se afirmar que, na topologia invertida, a compensação dos distúrbios de tensão e corrente ocorre de maneira indireta.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA A SER ESTUDADO

De acordo com as características de funcionamento das duas estratégias de controle, pode-se concluir que ambos os conversores não processam potência ativa em condições de rede sadia, ou seja, sem distúrbios na frequência fundamental; e que o conversor paralelo lida com toda a energia reativa processada pelo condicionador. Desta forma, para se evitar o sobredimensionamento, o conversor série é projetado para índices nominais menores do que o paralelo. Este fato prejudica a modularidade dos conversores e demanda um *hardware* para o conversor paralelo que seja capaz de processar toda a energia reativa de carga (FUJITA; AKAGI, 1998; KHADKIKAR et al., 2005; KHADKIKAR et al., 2006; AMBATI; KHADKIKAR, 2014; YE; GOOI; WU, 2017).

O conversor série processaria energia somente em situações de compensação de distúrbios na tensão da rede; a natureza da energia utilizada na compensação depende diretamente da estratégia de compensação empregada. Por isto, este conversor é, normalmente, projetado com base na natureza da energia a ser utilizada (somente reativa, somente ativa ou ativa e reativa), no nível máximo do afundamento ou elevação de tensão que se deseja compensar e no fator de potência esperado de carga (BASU; DAS; DUBEY, 2002; BASU; DAS; DUBEY, 2008;

SADIGH; SMEDLEY, 2012).

Diversos autores propuseram algumas estratégias de controle que minimizassem ou equilibrassem o processamento da energia reativa entre os conversores do UPQC. Em (KOLHATKAR; DAS, 2007), foi proposto um UPQC com mínima injeção de energia aparente durante afundamentos de tensão. Esta funcionalidade foi alcançada através da injeção de uma tensão com magnitude e ângulo calculados de maneira ótima com base no nível de afundamento desejado, no ângulo do fator de potência e no ângulo de defasagem entre as tensões da rede e da carga.

Foi proposta por Khadkikar e Chandra (2008) uma estratégia de controle de que promovesse a divisão não-igualitária da potência reativa demandada pela carga entre os conversores de um UPQC, considerando uma rede sadia e o condicionador operando em regime permanente. Esta estratégia utiliza-se da técnica de Controle do Ângulo de Tensão na Carga (CATC, do inglês *Power Angle Control - PAC*), que consiste na imposição de uma defasagem entre as tensões da rede e da carga através da injeção de uma tensão, devidamente calculada para este fim, nos transformadores do conversor série. Portanto, esta estratégia age diretamente nas referências de tensão do CS e corrente do CP, fazendo com que a demanda de potência reativa da carga seja dividida pelos conversores, sem demandar qualquer acréscimo de energia ativa da rede elétrica. Nesta abordagem, o CS somente assumiria o processamento de parte da energia reativa quando o CP estivesse fornecendo a sua capacidade nominal. Desta forma, o CS serviria como fonte complementar de energia reativa, de modo a evitar uma possível sobrecarga no CP.

Mais tarde, em (KHADKIKAR; CHANDRA, 2011), os mesmos autores propuseram uma adaptação a esta estratégia, fazendo com que o UPQC fosse capaz de dividir as potências reativas entre os conversores mesmo em condições de afundamento ou elevações de tensão. As referências para o controle, na nova proposta, teriam uma parcela proveniente do PAC e outra parcela proveniente da compensação do distúrbio de tensão da rede. Assim, ambas as parcelas seriam somadas, originando as novas referências para o controle dos conversores.

Foi proposta por (FAGUNDES; MEZARROBA, 2016) uma adaptação ao PAC para o iUPQC que promovesse a divisão igualitária da potência reativa de carga entre os conversores. Esta adaptação possibilita uma maior modularização dos conversores do iUPQC, facilitando a sua aplicação em escala industrial.

No presente trabalho pretende-se estudar, analisar e verificar o desempenho operacional de um condicionador universal de qualidade de energia ao se utilizar o controle de ângulo de carga para proporcionar o compartilhamento de potência reativa entre os conversores. Para isso, utilizá-se-a um condicionador universal trifásico à três fios (*three-phase three-wire - 3P3W*) com estratégia de controle invertida. Além disso, objetiva-se também analisar a operação do PAC ao se utilizar o UPQC como conversor de interface de arranjos fotovoltaicos à rede elétrica, tendo em vista que essa fonte de energia renovável passará a representar uma importante parcela da matriz energética nacional ao longo dos próximos anos.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em seis capítulos, que abordam os seguintes assuntos:

No Capítulo 2 são revisadas algumas das soluções propostas na literatura para o controle do processamento de potência em condicionadores universais, apresentando ao leitor suas principais vantagens e desvantagens.

No Capítulo 3, uma análise do fluxo de potência do condicionador, por meio da teoria de potência instantânea em vetores espaciais, é exposta com o objetivo de elucidar as principais definições, características operacionais e deficiências dos algoritmos de PAC existentes. Além disso, é apresentada também uma proposta de extensão ao PAC com o objetivo de melhorar o desempenho operacional da técnica.

No Capítulo 4, a escolha da técnica de controle dos conversores que compõem o iUPQC é discutida. Adicionalmente, a modelagem de todas as etapas de implementação do condicionador e o projeto dos controladores a serem utilizados são evidenciados.

No Capítulo 5, são apresentados os resultados de simulação e experimentais com intuito de validar não só o sistema de controle projetado, como também o novo algoritmo do PAC proposto.

Finalmente, no Capítulo 6 são expostas as considerações finais do autor e sugestões para trabalhos futuros.

Este trabalho é resultado de uma pesquisa desenvolvida durante o projeto "Conversores estáticos e estratégias de controle para conexão de sistemas geradores fotovoltaicos à rede elétrica", promovido pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) através do Programa Nacional de Cooperação Acadêmica (PROCAD) entre as instituições: Universidade Federal de Santa Maria (UFSM); Universidade Federal de Pernambuco (UFPE); e Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC).

2 SOLUÇÕES NO CONTROLE DE FLUXO DE POTÊNCIA PARA O UPQC

Neste Capítulo são apresentadas algumas estratégias de controle que influenciam, ou até mesmo controlam o processamento de potência nos APFs do UPQC. Uma atenção especial será dada as características do Power Angle Control. Além disso, vertentes do PAC tradicional com funcionalidades adicionais serão apresentadas e discutidas.

Inicialmente, as estratégias de controle que atuavam no processamento de energia por parte dos conversores do UPQC estavam quase sempre voltadas ao processamento de energia do srAPF em situações de afundamentos ou elevações da tensão da rede.

Na sua estratégia de controle convencional, do ponto de vista de processamento de potência, o shAPF fornece toda a potência reativa de carga em regime permanente. Já o srAPF não processa qualquer natureza de energia em situações de rede sadia. Este APF somente processará energia caso a tensão da rede seja submetida a um distúrbio de frequência fundamental, uma vez que a potência referente aos harmônicos é usualmente desprezível (KHADKIKAR et al., 2006).

A natureza da energia utilizada na compensação do distúrbio depende estritamente da estratégia de compensação adotada, podendo ser ativa, reativa ou composta por ambas (KHADKIKAR, 2012). Por serem bastante diferentes do ponto de vista de implementação, foi dado a cada uma destas estratégias um nome diferente, sendo definida por UPQC-P a estratégia de compensação que emprega apenas potência ativa; UPQC-Q aquela que emprega apenas potência reativa; e UPQC-VA_{min} a que utiliza energias de ambas as naturezas.

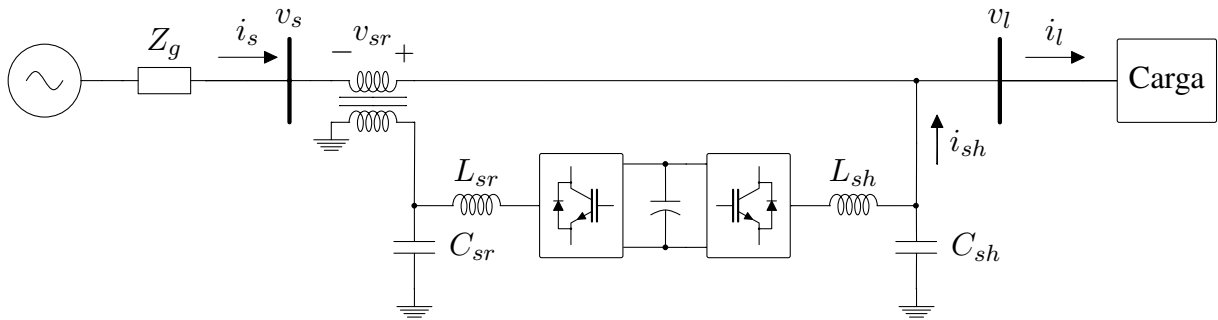
O diagrama unifilar completo do UPQC é apresentado na Figura 3. Vale ressaltar que os símbolos com letras minúsculas, apresentados na figura, denotam grandezas instantâneas. Nas análises posteriores, essas grandezas podem vir a ser apresentadas com letras maiúsculas, o que indica um tratamento fasorial.

2.1 UPQC-P

Na compensação utilizando apenas a potência ativa, uma tensão v'_{sr} em fase com a tensão da rede de pós-falta é injetada nos terminais dos transformadores de acoplamento. Tendo em vista as características de funcionamento do UPQC, essa tensão também estará em fase com a corrente da rede, i'_s , fazendo que apenas uma parcela de potência ativa seja processada pelo srAPF.

Uma característica da estratégia UPQC-P é que permite-se compensar tanto afundamentos quanto elevações de tensão na rede. Os diagramas fasoriais das tensões e correntes para a

Figura 3 – Diagrama unifilar completo do UPQC

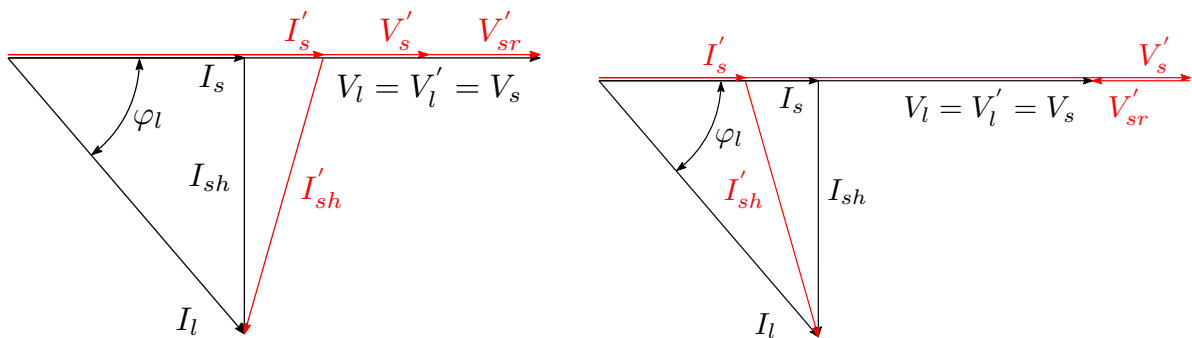


Fonte: Elaborada pelo autor.

compensação de cada um dos distúrbios são apresentados na Figura 4.

Figura 4 – Diagrama fasorial das tensões e correntes do UPQC-P.

- (a) Diagrama para a compensação de afundamento de tensão. (b) diagrama para a compensação de elevação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

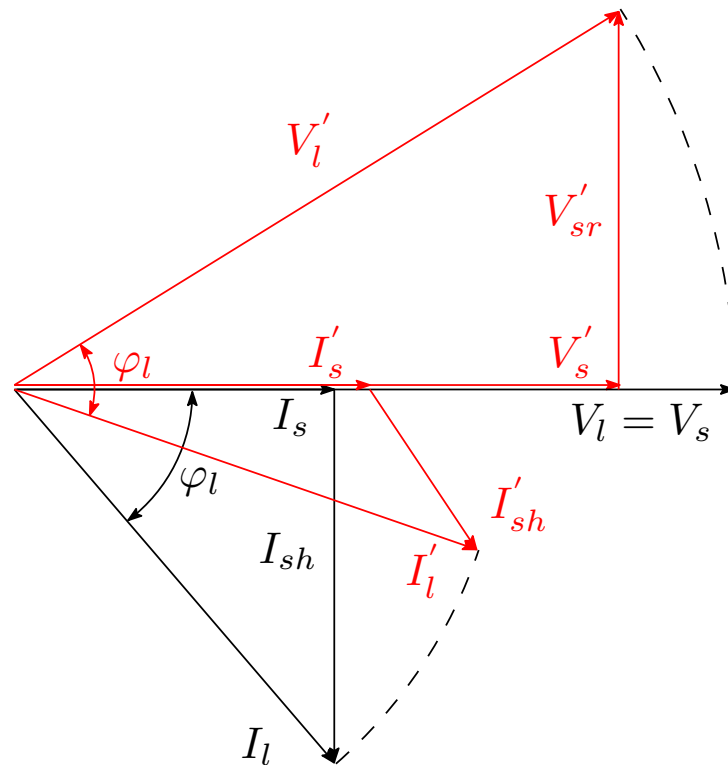
Uma vez que a sua tensão e corrente estão em fase, conforme apresentado na Figura 4a, é possível observar que o srAPF fornece potência ativa ao sistema durante a ocorrência de um afundamento de tensão. Este montante de potência é absorvido pelo shAPF para proporcionar o balanço da tensão do barramento CC. Nessa situação, para garantir o balanço energético, a corrente fornecida pelo sistema elétrico sofre um acréscimo (KHADKIKAR, 2012).

De forma contrária, quando há a ocorrência de uma elevação de tensão, a tensão v'_{sr} imposta estará em contrafase com a tensão e a corrente da rede, ocasionando o consumo de potência ativa por parte do srAPF. Assim, a corrente da rede sofre um decréscimo evitando que a tensão do link CC se eleve.

2.2 UPQC-Q

Na estratégia UPQC-Q, somente potência reativa é utilizada para a compensação dos afundamentos de tensão. Isto pode ser alcançado ao injetar uma tensão quadratura com a corrente da rede nos terminais dos CTs, de forma que a soma tensão sob distúrbio com a tensão injetada tenha módulo igual ao da tensão nominal no barramento de carga (BASU; DAS; DUBEY, 2002). O diagrama fasorial desta estratégia é apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Diagrama fasorial do UPQC-Q



Fonte: Elaborada pelo autor.

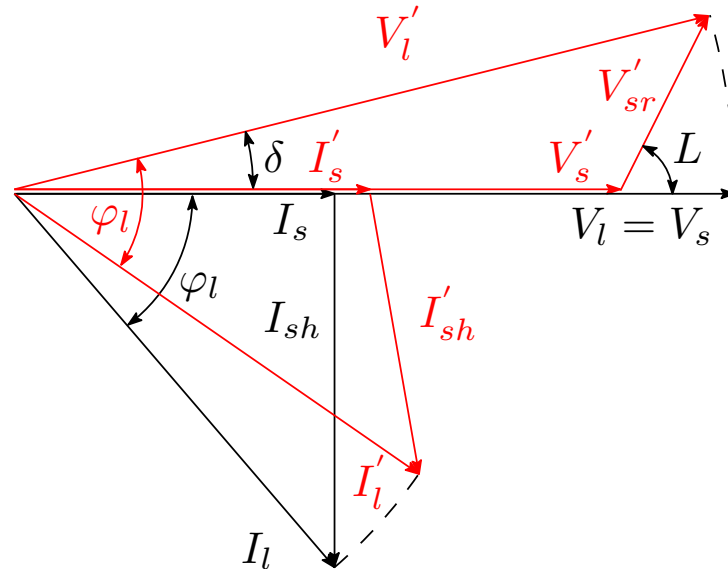
Uma vez que a tensão v_{sr}' injetada está em quadratura com a corrente i_s' , a necessidade de potência ativa para a compensação do afundamento é eliminada, o que caracteriza-se como uma vantagem desta estratégia. Entretanto, para compensar um afundamento de mesma magnitude, o UPQC-Q demanda a injeção de uma tensão maior do que o UPQC-P, o que aumenta significativamente a potência nominal do srAPF. Além disso, a estratégia UPQC-Q não pode ser utilizada para compensar elevações de tensão na rede elétrica (KHADKIKAR, 2012).

2.3 UPQC-VA_{min}

Diferentemente das duas estratégias anteriores, esta estratégia realiza a compensação de afundamentos utilizando tanto potência ativa quanto reativa. Ao invés de injetar uma tensão em fase ou em quadratura com a corrente da rede, o srAPF é responsável por sintetizar uma tensão com um dado ângulo em relação a i_s , com o objetivo de minimizar a potência aparente

processada pelo condicionador universal. O diagrama fasorial do UPQC-VA_{min} é apresentado na Figura 6.

Figura 6 – Diagrama fasorial do UPQC-VA_{min}



Fonte: Elaborada pelo autor.

Além de considerar a tensão a ser injetada pelo srAPF, a corrente drenada pelo shAPF também é levada em conta nesta estratégia. Ambas as grandezas (v'_{sr} e i'_{sh}) são calculadas de maneira precisa para que esta minimização da potência aparente seja alcançada. Segundo Kolhatkar e Das (2007), a potência aparente depende do fator de potência da carga, do percentual de afundamento, bem como do ângulo δ entre as tensões da rede e da carga após a ocorrência do distúrbio. Contudo, os dois primeiros são inerentes à carga e ao sistema, respectivamente, portanto, a minimização da potência total é feita com base apenas no ângulo δ .

Além de proporcionar índices menores de potência aparente processada pelo UPQC na compensação de afundamentos, a implementação desta estratégia resulta na minimização das perdas e, conseqüentemente, no aumento da eficiência global do condicionador (KOLHATKAR; DAS, 2007).

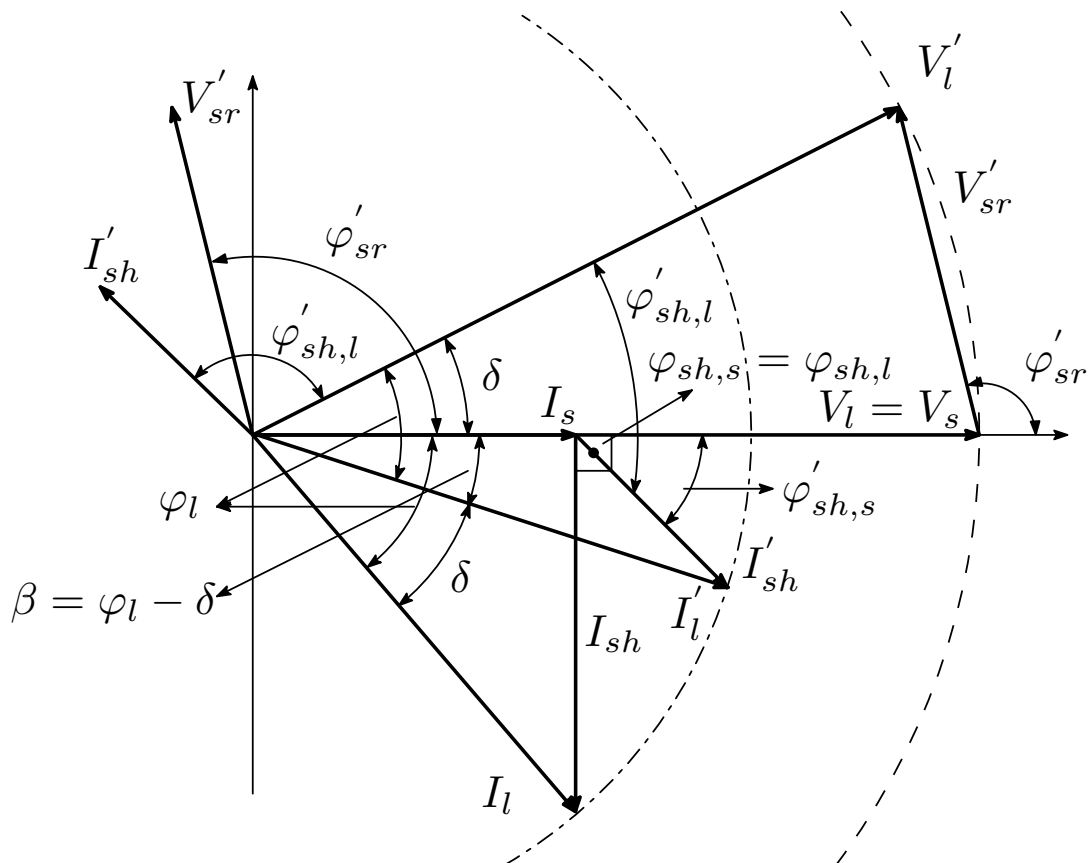
2.4 CONTROLE DO PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA REATIVA BASEADO NO PAC

Utilizando os conceitos do PAC, Khadkikar e Chandra (2008) propuseram uma estratégia que possibilitasse o compartilhamento da potência reativa demandada pela carga entre ambos os conversores do UPQC. O objetivo desta estratégia de controle é possibilitar que o srAPF forneça potência reativa à carga nas situações em que o shAPF atinja o seu limite de processamento de energia. Assim, a capacidade de compensação de reativos global do UPQC é expandida sem que a potência ativa demandada da rede seja acrescida.

Esta funcionalidade é alcançada a partir da imposição de um ângulo de defasagem entre as tensões da rede e da carga mantendo-se suas magnitudes iguais. Além expandir os limites de processamento de energia reativa, a implementação desta estratégia resulta em uma melhor utilização do srAPF.

O diagrama fasorial das tensões e corrente do UPQC considerando a implementação do PAC é apresentado na Figura 7.

Figura 7 – Diagrama fasorial completo do PAC



Fonte: Adaptada de (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008).

Em condições normais de operação, a tensão v_l de carga é exatamente igual à tensão v_s da rede. Para promover uma diferença angular entre v_s e v_l , uma tensão v'_{sr} deve ser injetada pelo srAPF de modo que o módulo de v_l mantenha-se fixo e a defasagem δ desejada seja alcançada, dando origem a nova tensão de carga v'_l .

Uma vez que a carga permaneça a mesma, a defasagem promovida na tensão também se reflete na corrente, tendo em vista que o fator de potência de carga é fixo. Assim, a corrente de carga é representada por i'_l . Além disso, o ângulo entre a corrente i'_l e i_s (β) é inferior ao ângulo do fator de potência de carga (φ_l), caracterizando uma redução na potência reativa que deve ser fornecida pelo shAPF. A parcela complementar de energia reativa será, portanto, fornecida à carga pelo srAPF.

A imposição da tensão v'_{sr} defasada da corrente i_s promove a absorção de potência ativa e o fornecimento de potência reativa pelo srAPF. Para que a tensão do barramento CC não sofra uma elevação, esta potência ativa absorvida pelo srAPF é fornecida à carga pelo shAPF, garantindo que a potência ativa fornecida pela rede se mantenha constante durante a implantação do PAC.

A implantação desta técnica consiste na obtenção do ângulo δ de operação, em tempo real, com o objetivo de garantir a distribuição de potências reativas desejada mesmo que ocorra uma mudança na configuração da carga. Uma vez que a estratégia foi proposta com base na operação do condicionador universal como UPQC, deve-se calcular as referências de tensão para o srAPF e de corrente para o shAPF de forma a alcançar o ângulo δ desejado. Além disso, um ângulo máximo de defasagem, $\delta_{m\acute{a}x}$, deve ser previamente calculado para que a potência nominal do conversor série não seja superada. A fundamentação teórica e matemática para o cálculo das grandezas de referência dos APFs série e shunt do UPQC, bem como para a determinação de $\delta_{m\acute{a}x}$ é apresentada no Apêndice A.

A aplicação desta técnica para o iUPQC é bastante simplificada, tendo em vista que a tensão de carga é diretamente sintetizada pelo shAPF. Desta forma, basta determinar o ângulo δ desejado e considerá-lo diretamente na referência de tensão para o controle do conversor paralelo.

Conforme apresentado em (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008), o ângulo δ pode ser calculado por

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_s} \right), \quad (2.1)$$

ou, desprezando-se as perdas,

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_l} \right), \quad (2.2)$$

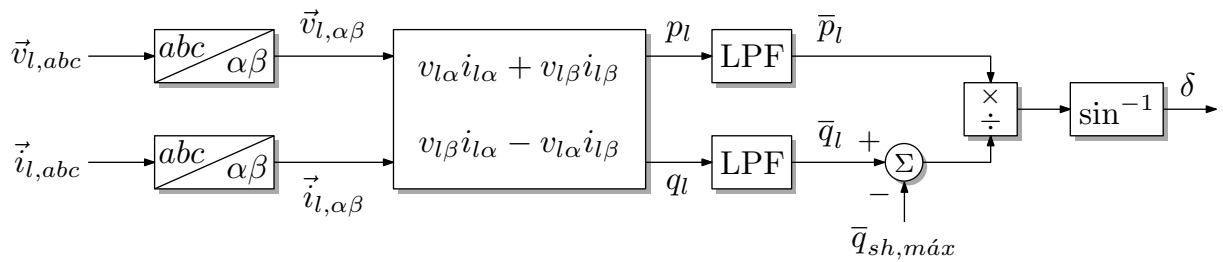
onde \bar{q}_{sr} , \bar{p}_s e \bar{p}_l são as potências reativa do conversor série, ativa da rede e ativa da carga, respectivamente.

A potência reativa \bar{q}_{sr} desejada para o conversor série é definida com base na seguinte Equação

$$\bar{q}_{sr} = \bar{q}_l - \bar{q}_{sh,m\acute{a}x}, \quad (2.3)$$

em que $\bar{q}_{sh,m\acute{a}x}$ é a máxima potência reativa que pode ser processada pelo shAPF e \bar{q}_l é a potência reativa média de carga. Na implementação da técnica, as potências ativa e reativa da carga são mensuradas em tempo real, caso ocorra uma mudança na configuração de carga, de forma que \bar{q}_l se torne maior do que $\bar{q}_{sh,m\acute{a}x}$, o ângulo δ é instantaneamente determinado e imposto na tensão de carga, garantindo o fornecimento da potência reativa \bar{q}_{sr} , dada por (2.3), pelo srAPF à carga. O ângulo δ é determinado, de maneira instantânea, pelo algoritmo representado na Figura 8.

Figura 8 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo



Fonte: Adaptada de (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008).

2.5 UPQC-S

Foi proposta por Khadkikar e Chandra (2011) uma estratégia de controle que expande a utilização do PAC para situações de afundamentos (*sags*) ou elevações (*swells*) de tensão da rede elétrica. Nessa abordagem o UPQC é capaz de compensar distúrbios de curta duração na tensão da rede e manter, de forma simultânea, o compartilhamento da potência reativa de carga entre os conversores. A este conceito foi dado o nome de UPQC-S, uma vez que, durante a atuação simultânea das duas funcionalidades, ambos os conversores processam tanto potência ativa quanto reativa.

Durante um distúrbio de frequência fundamental, o APF série é responsável por injetar uma tensão em série com a tensão da rede elétrica de forma a manter a tensão de carga constante. No UPQC-S, a compensação destes distúrbios é feita mediante o processamento de potência unicamente ativa, tendo como base a estratégia UPQC-P. Desta forma, pode-se controlar os fluxos de potência reativa com os conceitos do PAC e garantir o processamento da potência ativa necessária à compensação, o que possibilita a atuação das duas funcionalidades de forma simultânea.

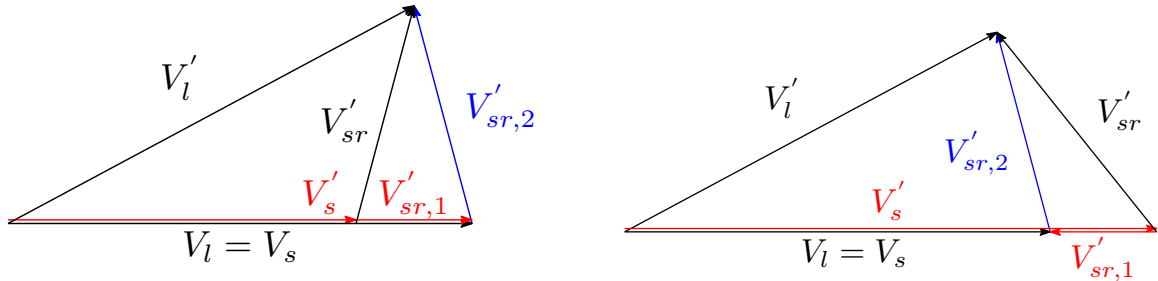
Os conceitos do PAC utilizados no UPQC-S são os mesmos apresentados em (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008). Desta forma, o ângulo δ designado para proporcionar o compartilhamento de potência reativa é obtido pelo mesmo algoritmo representado na Figura 8. Contudo, além da parcela referente a implementação do PAC, uma componente de compensação de *sags* ou *swells* proveniente da estratégia UPQC-P é somada à tensão v_{sr} de referência do APF série. Na prática, a obtenção desta referência é realizada de forma direta, incorporando os princípios do UPQC-P e do PAC a um mesmo algoritmo com o intuito de obter o sinal de tensão desejado.

Os diagramas fasoriais das tensões do UPQC-S considerando as compensações de afundamentos e elevações da tensão da rede são apresentados na Figura 9. Em ambos os diagramas, a componente instantânea $v'_{sr,1}$ (em vermelho) se deve à compensação de distúrbio na tensão da rede, enquanto a componente $v'_{sr,2}$ (em azul) é a tensão resultante do PAC.

Um ponto negativo desta técnica, é que a distribuição de potências reativas entre os

Figura 9 – Diagrama fasorial das tensões para a estratégia UPQC-S.

- (a) Diagrama para a compensação de afundamento de tensão. (b) Diagrama para a compensação de elevação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

conversores diverge da proporção desejada devido à variação da corrente da rede durante a ocorrência de um distúrbio na tensão (KHADKIKAR; CHANDRA, 2011). Para compensar esta deficiência, uma adaptação ao algoritmo do PAC foi proposta por Khadkikar (2013) com objetivo de considerar a variação da tensão da rede no cálculo do ângulo δ . Essa nova estratégia foi nomeada como PAC variável (*variable power angle control*).

A fundamentação do PAC variável se dá a partir da definição do fator de flutuação de tensão, k_f , dado por

$$k_f = \frac{\hat{v}_s - \hat{v}_l^*}{\hat{v}_l^*}, \quad (2.4)$$

em que \hat{v}_s e \hat{v}_l^* são os valores de pico instantâneos das tensões da rede e da tensão de referência de carga, respectivamente. O primeiro valor deve ser detectado instantaneamente pelo algoritmo de controle, enquanto o segundo é usualmente definido por um valor constante.

O fator k_f é calculado em tempo real e seu valor é utilizado no cálculo do ângulo δ conforme apresentado na Equação 2.5

$$\delta = \sin^{-1} \left[(1 + k_f) \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_l} \right) \right]. \quad (2.5)$$

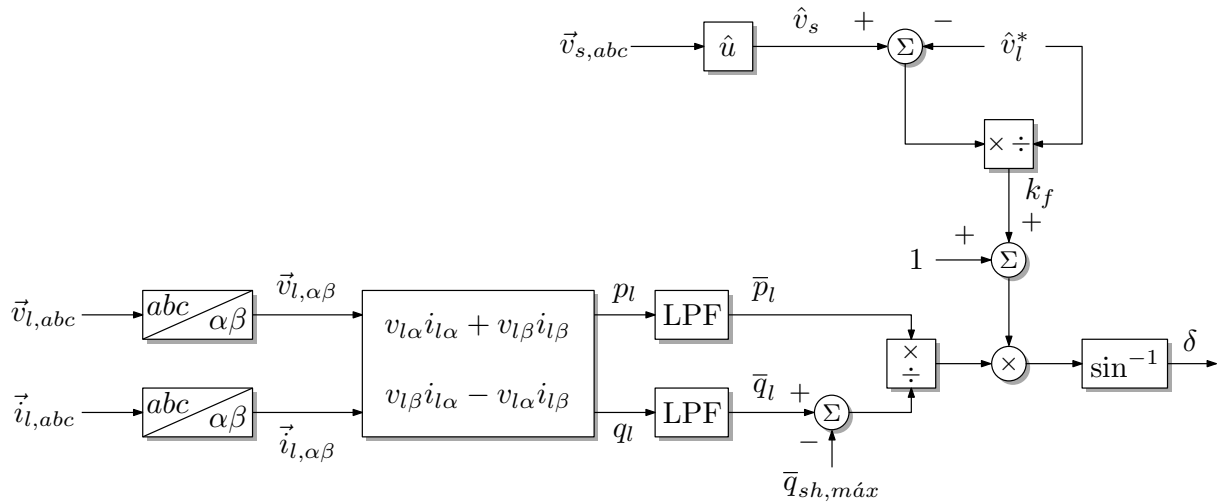
O diagrama esquemático do algoritmo de controle do PAC variável é apresentado na Figura 10.

Quando este algoritmo do PAC é utilizado, as potências reativas processadas pelos conversores permanecem inalteradas para qualquer cenário, tendo em vista que o ângulo δ flutua de acordo com as variações da tensão da rede (KHADKIKAR, 2013). Assim, consegue-se solucionar a deficiência inicial do UPQC-S, garantindo que a distribuição das potências reativas processadas mantenha-se na proporção especificada.

2.6 PV-UPQC

A utilização de condicionadores universais de energia para realizar a interface de sistemas de geração fotovoltaica à rede elétrica vem sendo estudada de maneira recorrente nesta última

Figura 10 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo na técnica PAC variável



Fonte: Adaptado de (KHADKIKAR, 2013).

década, sobretudo nos últimos anos. Isto se deve a crescente demanda por melhoria na qualidade de energia frente à grande penetração de cargas não lineares no sistema elétrico. Ao se utilizar o UPQC para realizar esta função, pode-se garantir todas as suas funcionalidades convencionais de condicionamento ativo e maximizar, simultaneamente, a potência ativa fornecida pelo gerador fotovoltaico (CAVALCANTI et al., 2006).

Na configuração mais básica, o arranjo de painéis é conectado diretamente em paralelo ao barramento CC de um UPQC *back-to-back* tradicional (CAVALCANTI et al., 2005), caracterizando uma configuração de único estágio ou *single-stage*. Contudo, um conversor *boost* é normalmente empregado para elevar a tensão do gerador fotovoltaico, permitindo a utilização de *strings* com menos painéis em série para a conexão à barramentos de corrente contínua com níveis mais elevados de tensão. Devido à inclusão desse estágio de conversão CC-CC, esta configuração é caracterizada como configuração de duplo estágio ou *double-stage* (DEVASSY; SINGH, 2015).

Em ambas as configurações, um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês *maximum power point tracking* - MPPT) é utilizado para a extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico. Nas topologias *single-stage*, o algoritmo atua diretamente na tensão de referência do barramento CC, ocasionando um funcionamento do condicionador com essa tensão variável. Para evitar problemas de sobremodulação na imposição dos sinais alternados, é imposto um limite inferior à excursão dessa tensão, o que pode ocasionar a não extração da máxima potência em determinadas situações. Já na configuração *double-stage*, a tensão CC do barramento é regulada por um conversor *boost*, garantindo não só a tensão necessária para a operação no MPP, como também uma tensão constante do lado do barramento CC.

Durante a operação em regime, a potência ativa gerada pelo arranjo fotovoltaico é injetada

no sistema através do APF shunt. Isto ocorre tanto com a estratégia de controle convencional, quanto com a estratégia invertida. No UPQC convencional, uma componente em fase com a tensão é adicionada à corrente de referência do shAPF. Desta forma, a potência é injetada intencionalmente através do controle do conversor. Já no iUPQC, uma componente é subtraída da corrente de referência do srAPF, fazendo com que a potência ativa fornecida pela rede seja reduzida. O restante da potência demandada pela carga é provido a partir da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, a qual flui naturalmente através do shAPF.

2.6.1 Aplicação do PAC ao PV-UPQC

Com o intuito de expandir a utilização do srAPF também em aplicações de UPQC com fotovoltaica, foi proposta por Devassy e Singh (2017) a aplicação dos conceitos do PAC ao controle do PV-UPQC. Desta forma, as funcionalidades de compartilhamento da potência reativa da carga entre os dois conversores, compensação de *sags* e *swells* na tensão da rede, e injeção de potência ativa proveniente dos arranjos fotovoltaicos podem ser garantidas durante a operação do conversor. Além disso, a redução da potência reativa fornecida à carga pelo shAPF possibilita a ampliação no nível da potência ativa, proveniente do arranjo fotovoltaico, que pode ser efetivamente fornecida através do CP, aumentando, assim, a capacidade global de fornecimento de energia fotovoltaica do condicionador.

A proposta foi desenvolvida considerando um UPQC *back-to-back* convencional com o arranjo fotovoltaico diretamente conectado ao barramento CC do condicionador, caracterizando uma configuração *single-stage*. Assim, a tensão de referência do barramento CC é diretamente determinada pelo algoritmo de MPPT associado ao arranjo fotovoltaico.

Tendo em vista a implementação dos conceitos do PAC, uma simples adaptação ao algoritmo de cálculo do ângulo δ foi proposta. No algoritmo original proposto por Khadkikar e Chandra (2008) e definido pela Equação 2.1, a potência ativa média da rede, \bar{p}_s , é aproximada pela potência ativa média da carga, \bar{p}_l , quando as perdas são desprezadas. Contudo, ao conectar um arranjo fotovoltaico no barramento CC, uma parcela de potência ativa, p_{pv} , é fornecida à carga através do shAPF, fazendo com que a potência \bar{p}_s seja dada por

$$\bar{p}_s = \bar{p}_l - p_{pv}. \quad (2.6)$$

Assim, o cálculo do ângulo δ para o PV-UPQC pode ser determinado por

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_l - p_{pv}} \right), \quad (2.7)$$

uma vez que as potências \bar{p}_l e p_{pv} devem ser medidas e realimentadas para a execução do algoritmo de controle (DEVASSY; SINGH, 2017).

Assim como apresentado para a estratégia UPQC-S, a compensação dos afundamentos e elevações na tensão da rede pode ser realizada, em tempo real, ao considerar a variação da

amplitude de v_s , conforme definido em (2.5). Desta forma, para o PV-UPQC-S, é possível calcular o ângulo δ a partir da seguinte Equação

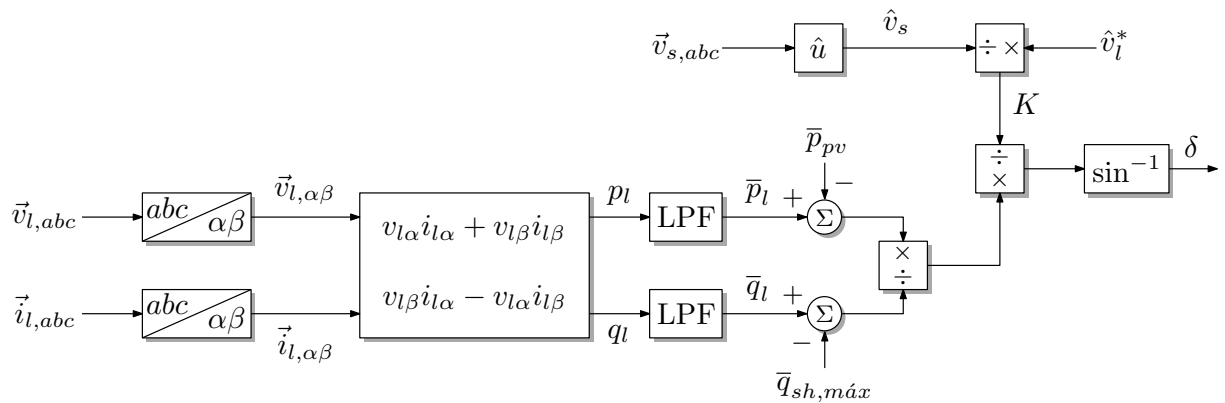
$$\delta = \sin^{-1} \left[\frac{\bar{q}_{sr}}{k (\bar{p}_l - p_{pv})} \right], \quad (2.8)$$

sendo o parâmetro k é dado por

$$k = \frac{\hat{v}_l^*}{\hat{v}_s}. \quad (2.9)$$

Pode-se observar que, além da computação da potência p_{pv} , a nova Equação para cálculo do ângulo δ difere daquela apresentada em (2.5) também pelo termo que se deve à amplitude da tensão instantânea da rede. Contudo, o princípio para a obtenção do ângulo é essencialmente o mesmo. O novo algoritmo do PAC para o PV-UPQC-S é apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Algoritmo para a obtenção do ângulo δ instantâneo para o PV-UPQC-S



Fonte: Adaptado de (KHADKIKAR, 2013).

3 Análise e Contribuições ao PAC

Neste Capítulo é apresentada uma análise matemática do fluxo de potência em um UPQC, tendo em vista não só a operação convencional de regime permanente e a implantação dos conceitos do PAC, como também a incidência de distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede elétrica. Além disso, algumas características práticas e adaptações da implementação do PAC são apresentadas e discutidas. Por fim, é apresentada uma contribuição à implementação dessa técnica, tendo em vista a melhoria do seu desempenho operacional.

A definição dos algoritmos de cálculo do ângulo δ para implementação do PAC demanda uma atenção especial. Entender os princípios de definição das expressões apresentadas no Capítulo 2 e o impacto da imposição dessas técnicas ao fluxo de potência em um UPQC é primordial para a compreensão integral das suas características de funcionamento. Além disso, uma análise aprofundada do desenvolvimento matemático possibilita a detecção de possíveis deficiências que os conceitos atuais venham a possuir, permitindo que soluções sejam propostas para garantir melhorias operacionais relevantes.

Para isso, uma análise matemática das potências processadas pelos conversores utilizando os princípios da teoria de potências instantâneas por vetores espaciais é apresentada. Com essa análise, pretende-se elucidar os princípios que embasam não só a técnica do controle de ângulo de carga convencional, apresentada por Khadkikar e Chandra (2008), como também suas variantes aplicadas nas estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S.

3.1 ANÁLISE DAS POTÊNCIAS PROCESSADAS PELOS CONVERSORES

O desenvolvimento de toda a análise terá como base o diagrama simplificado do UPQC, apresentado na Figura 12, no qual as principais grandezas e os sentidos adotados para a convenção de potência são representados.

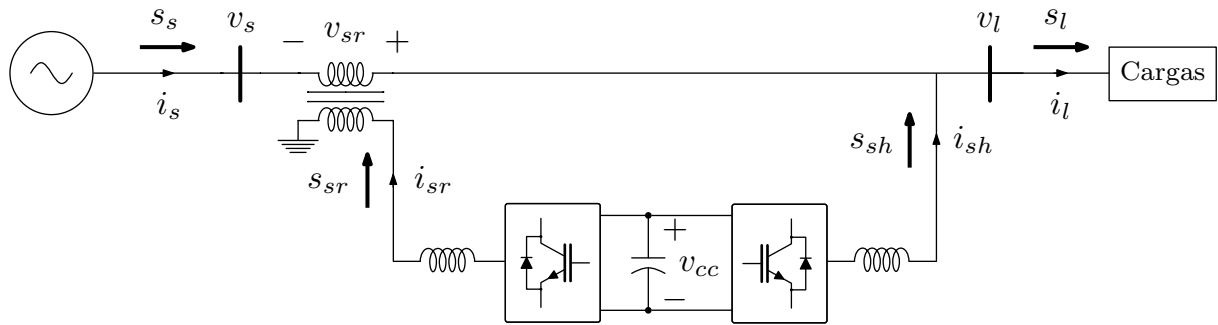
Do ponto de vista qualitativo, para qualquer cenário, o balanço de potência em um condicionador universal pode ser definido por

$$\bar{p}_s + \bar{p}_{sr} - \bar{p}_{sh} = \bar{p}_l, \quad (3.1)$$

$$\bar{q}_s = 0 \rightarrow \bar{q}_l = \bar{q}_{sh} + \bar{q}_{sr}. \quad (3.2)$$

Considerando a operação em regime permanente, sabe-se que a potência ativa média da rede é composta pela potência ativa média da carga adicionada a uma parcela proveniente das perdas nos conversores. Essa parcela de perdas deve ser fornecida pela rede para proporcionar um

Figura 12 – Diagrama unifilar simplificado do UPQC com a convenção de potências adotada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

balanço adequado da tensão do barramento CC do condicionador. Assim tem-se que

$$\bar{p}_s = \bar{p}_l + \bar{p}_{perdas} \quad (3.3)$$

Ao substituir (3.3) em (3.1) chega-se a

$$\bar{p}_{sh} = \bar{p}_{sr} + \bar{p}_{perdas} \quad (3.4)$$

De fato, a potência devido as perdas é absorvida pelo sistema através do APF shunt. Além disso, qualquer potência ativa que venha a ser processada pelo srAPF é processada pelo shAPF em sentido contrário, ou seja, caso o srAPF esteja fornecendo/absorvendo uma certa quantidade de potência ativa, o shAPF estará absorvendo/fornecendo essa mesma parcela. Esses dois princípios de funcionamento garantem que a tensão do barramento CC possa ser regulada no seu valor de referência.

Tendo em vista a operação convencional, sem a implantação dos conceitos do PAC e desprezando a existência de distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede, a estratégia de controle do condicionador garante que a rede forneça potência unicamente ativa cuja magnitude pode ser definida pela Equação (3.3). Além disso, nenhuma potência ativa média é processada pelo srAPF, uma vez que a componente fundamental da tensão nos terminais dos CTs é nula. Assim, apenas a parcela de potência ativa referente às perdas é absorvida pelo shAPF. Já no âmbito da energia reativa, a potência reativa demandada pela carga é fornecida integralmente pelo shAPF. Desta análise pode-se concluir que

$$\bar{p}_{sr} = 0 \rightarrow \bar{p}_{sh} = p_{perdas}, \quad (3.5)$$

$$\bar{q}_l = \bar{q}_{sh} \rightarrow \bar{q}_{sr} = 0. \quad (3.6)$$

Com a implantação do PAC convencional e sem a ocorrência de distúrbios na FFPS de tensão, o APF série passa a consumir uma parcela de potência ativa em virtude não só da corrente proveniente da rede, como também da tensão que surge nos terminais dos CTs. Essa parcela

de potência consumida pelo srAPF é fornecida à carga pelo shAPF, uma vez que a corrente fornecida por esse conversor também se altera com a imposição do ângulo δ . O mesmo efeito acontece quando há a ocorrência de afundamentos ou elevações na tensão da rede elétrica. Nesse cenário, uma parcela de potência ativa adicional para compensar o distúrbio será processada pelo srAPF, o que irá influenciar, na proporção contrária, a potência ativa processada pelo APF shunt. Caso a estratégia de PAC variável seja implantada, nenhuma mudança ocorrerá na distribuição das potências reativas, uma vez que a variação da amplitude da tensão da rede proporciona um novo ângulo δ de defasagem a ser imposto.

Percebe-se então, que tanto a implementação do PAC quanto a ocorrência de um afundamento ou elevação na tensão da rede, levam o condicionador, de modo geral, a um novo ponto de operação. As potências processadas em cada ponto ainda respeitarão o balanço de energia determinado pelas Equações (3.1) e (3.2). Contudo, seus valores mudam conforme o ponto de operação alcançado. Além disso, um fator importante e quase sempre negligenciado nas análises existentes na literatura, é a influência das perdas no comportamento da potência processada.

Para uma análise conceitual, desprezar a componente de potência devida as perdas representa uma premissa plausível, uma vez que essa é usualmente baixa frente ao nível de potência processada pelos conversores. Entretanto, para o desenvolvimento das estratégias de controle baseadas no PAC, a não consideração das perdas pode provocar erros na distribuição desejada de potências reativas.

Essa influência será analisada de maneira mais aprofundada nas seções subsequentes. O desenvolvimento matemático de cada um dos algoritmos de cálculo do ângulo δ , com base nas potências processadas pelos conversores, será apresentado. Além disso, pretende-se avaliar o efeito das perdas na distribuição das potências reativas.

3.1.1 Desenvolvimento Matemático

Antes de iniciar a formulação matemática, algumas considerações para auxiliar o leitor no entendimento são apresentadas abaixo:

- A convenção de potência adotada é aquela apresentada na Figura 12. Desta forma, pode-se perceber que ambos os APFs, assim como a rede elétrica, são polarizados como fonte.
- Na formulação, a representação vetorial se dará a partir da utilização de uma seta ($\vec{}$) acima dos símbolos de cada uma das tensões e correntes apresentadas na Figura 12.
- As potências são calculadas com base na potência complexa ($\vec{s} = p + jq$), a qual é dada por

$$\vec{s} = \vec{v} \cdot \vec{i}^* \quad (3.7)$$

Tendo em vista os princípios de controle do condicionador universal, os vetores de corrente e tensão da rede e da carga para a análise do PAC convencional são apresentados a

seguir:

$$\vec{v}_s = \hat{v}_s^{+1} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}} + \vec{v}_s^h, \quad (3.8)$$

$$\vec{i}_s = \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}}, \quad (3.9)$$

$$\vec{v}_l = \hat{v}_s^{+1} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}} \cdot e^{j\delta}, \quad (3.10)$$

$$\vec{i}_l = \hat{i}_l^{+1} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}} \cdot e^{j\delta} \cdot e^{-j\varphi_l} + \vec{i}_l^h; \quad (3.11)$$

onde os ângulos $\theta^{(v_s^{+1})}$ e φ_l representam o ângulo instantâneo da componente fundamental da tensão da rede, e o ângulo do fator de potência da carga, respectivamente. Além disso, o índice +1 representa a parcela de frequência fundamental, enquanto o índice h denota as parcelas harmônicas dos sinais.

Aplicando as leis de Kirchoff ao circuito da Figura 12, obtém-se que

$$\begin{aligned} \vec{v}_{sr} &= \vec{v}_l - \vec{v}_s, \\ \vec{i}_{sh} &= \vec{i}_l - \vec{i}_s. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Pode-se, então, definir as potências complexas processadas por cada um dos conversores

$$\vec{s}_{sr} = \vec{v}_{sr} \cdot \vec{i}_{sr}^* \Rightarrow \vec{s}_{sr} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{j\delta} - \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} - \vec{v}_s^h \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{-j\theta^{(v_s^{+1})}}, \quad (3.13)$$

$$\vec{s}_{sh} = \vec{v}_{sh} \cdot \vec{i}_{sh}^* \Rightarrow \vec{s}_{sh} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_l^{+1} \cdot e^{j\varphi_l} + \hat{v}_s^{+1} \vec{i}_l^{h*} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}} \cdot e^{j\delta} - \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{j\delta}. \quad (3.14)$$

Com o intuito de obter os termos de potências médias, devem ser desprezados das Equações (3.13) e (3.14), aqueles termos que possuem o produto de componentes fundamentais com componentes harmônicas, tendo em vista que componentes de frequências diferentes produzem apenas potência instantânea com média nula. Assim, chega-se às seguintes expressões para as potências médias

$$\bar{s}_{sr} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{j\delta} - \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1}, \quad (3.15)$$

$$\bar{s}_{sh} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_l^{+1} \cdot e^{j\varphi_l} - \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} \cdot e^{j\delta}. \quad (3.16)$$

A parcela imaginária da Equação (3.15) fornece a potência reativa média processada pelo srAPF, dada por

$$\bar{q}_{sr} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1} \sin(\delta). \quad (3.17)$$

Tendo em vista que a tensão e a corrente da rede estão em fase, na operação em regime permanente, pode-se afirmar que o produto $\hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1}$ representa a potência ativa média da rede, \bar{p}_s , logo

$$\bar{q}_{sr} = \bar{p}_s \sin(\delta). \quad (3.18)$$

Ao isolar o δ em (3.18) chega-se a

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_s} \right). \quad (3.19)$$

Substituindo (3.3) em (3.19), obtém-se

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{sr}}{\bar{p}_l + p_{perdas}} \right). \quad (3.20)$$

Desta forma, é possível perceber que a parcela de potência referente às perdas intrínsecas ao condicionador interferem diretamente no cálculo do ângulo δ . Portanto, pode-se afirmar que, ao desprezar as perdas, a distribuição de potência entre os conversores será diferente da desejada. Uma solução para esse problema será apresentada mais adiante.

Tendo em vista a introdução de uma nova variável para controle, uma pequena adaptação ao algoritmo do PAC é realizada. Essa alteração consiste em calcular o ângulo δ diretamente a partir da potência reativa de carga medida e um fator de distribuição de potências representado pela variável α . Sabe-se que o objetivo da técnica é dividir a potência reativa da carga entre os conversores, desta forma, pode-se estabelecer que

$$\bar{q}_{sr} = \alpha \cdot \bar{q}_l, \quad (3.21)$$

e como consequência disso

$$\bar{q}_{sh} = (1 - \alpha)\bar{q}_l. \quad (3.22)$$

Pode-se então substituir (3.21) na Equação (3.19), obtendo, assim, um novo formato para a equação do PAC convencional

$$\delta = \sin^{-1} \left[\alpha \cdot \left(\frac{\bar{q}_l}{\bar{p}_l} \right) \right]. \quad (3.23)$$

O parâmetro α é sub-unitário e seu valor pode ser entendido como uma proporção da potência reativa de carga que será processada pelo srAPF. É importante salientar que a determinação do limite superior desse parâmetro deriva diretamente da potência máxima que pode ser processada pelo conversor série, assim como ocorre para a determinação do ângulo $\delta_{máx}$, apresentada por (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008). Um ponto positivo dessa adaptação é que ainda é possível reproduzir a técnica do PAC convencional e suas variantes, e além disso, possibilita o desenvolvimento de alguma estratégia de controle que altere a proporção da distribuição de acordo com algum fenômeno externo que venha a ocorrer.

Uma nova análise pode ser realizada ao considerar a ocorrência de distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede elétrica. Nesse cenário, os vetores tensão e corrente do sistema podem ser representados da seguinte maneira:

$$\vec{v}_s = k' \hat{v}_s^{+1} \cdot e^{j\theta^{(v_s^{+1})}} + \vec{v}_s^h, \quad (3.24)$$

$$\vec{i}_s = \frac{\hat{i}_s^{+1}}{k'} \cdot e^{j\theta^{(i_s^{+1})}}, \quad (3.25)$$

onde o parâmetro k' representa o fator de afundamento, o qual é definido aqui pelo inverso do parâmetro k apresentado na Equação (2.9), ou seja

$$k' = \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_l^*}. \quad (3.26)$$

Desenvolvendo as potências aparentes processadas pelos conversores conforme apresentado nas Equações (3.13) e (3.14) e obtendo seus valores médios, chega-se a

$$\bar{s}_{sr} = \hat{v}_s^{+1} \frac{\hat{i}_s^{+1}}{k'} \cdot e^{j\delta} - \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1}, \quad (3.27)$$

$$\bar{s}_{sh} = \hat{v}_s^{+1} \hat{i}_l^{+1} \cdot e^{-j\varphi_l} - \hat{v}_s^{+1} \frac{\hat{i}_s^{+1}}{k'} \cdot e^{j\delta}. \quad (3.28)$$

Assim, a potência reativa processada pelo srAPF é dada por

$$\bar{q}_{sr} = \alpha \cdot \bar{q}_l = \text{Im} \left\{ \bar{s}_{sr} \right\} \Rightarrow \alpha \cdot \bar{q}_l = \hat{v}_s^{+1} \frac{\hat{i}_s^{+1}}{k'} \sin(\delta). \quad (3.29)$$

Tendo em vista, novamente, que o termo $\hat{v}_s^{+1} \hat{i}_s^{+1}$ representa a potência da rede antes da ocorrência do distúrbio, torna-se possível calcular o ângulo δ pela seguinte equação:

$$\delta = \sin^{-1} \left[k' \cdot \alpha \cdot \left(\frac{\bar{q}_l}{\bar{p}_s} \right) \right]. \quad (3.30)$$

A potência da rede não se alterará consideravelmente devido a ocorrência de um distúrbio, caso a potência de carga se mantenha constante. Assim, a alteração em \bar{p}_s se dará em função, unicamente, das perdas, uma vez que o novo ponto de operação altera o valor dessa componente. Portanto, percebe-se que a componente de perdas também causa desvios no compartilhamento de potência reativa na atuação do PAC proposta para o UPQC-S, sendo o ângulo δ real de operação dado por

$$\delta = \sin^{-1} \left[k' \cdot \alpha \cdot \left(\frac{\bar{q}_l}{\bar{p}_l + p_{perdas}} \right) \right]. \quad (3.31)$$

De maneira similar, chega-se as mesmas conclusões sobre a influência das perdas na estratégia PV-UPQC-S. Basta considerar que, devido à existência do arranjo fotovoltaico conectado ao barramento CC, a potência \bar{p}_s , é composta por

$$\bar{p}_s = \bar{p}_l + p_{perdas} - p_{pv}. \quad (3.32)$$

Assim, o valor do ângulo δ , com base no algoritmo adaptado, necessário para a garantir a distribuição desejada de potência reativa, na configuração PV-UPQC-S, pode ser representado por

$$\delta = \sin^{-1} \left[k' \cdot \alpha \cdot \left(\frac{\bar{q}_l}{\bar{p}_l + p_{perdas} - p_{pv}} \right) \right]. \quad (3.33)$$

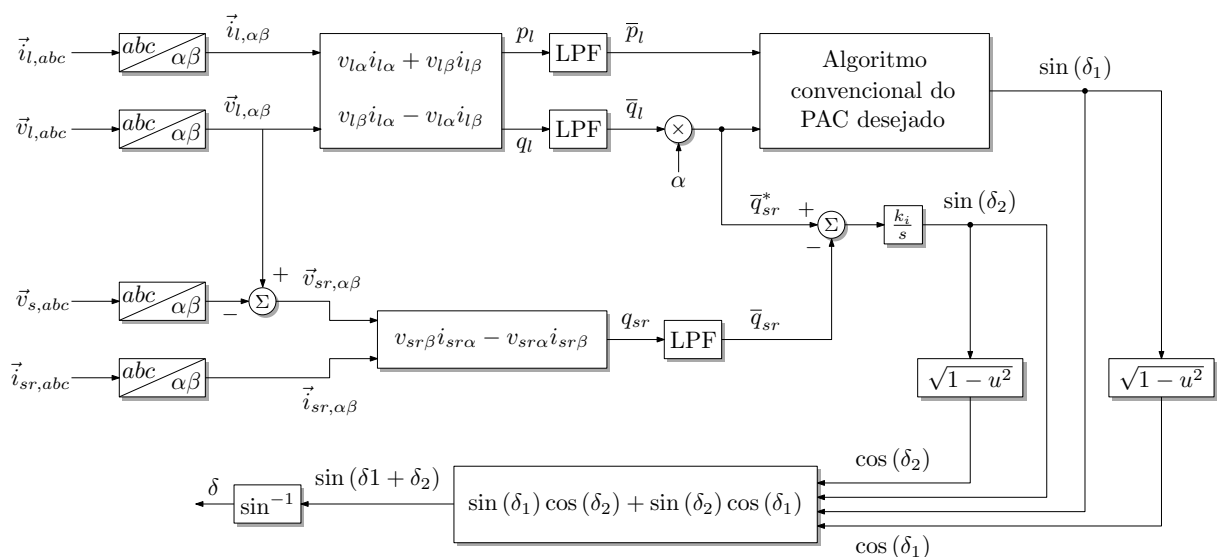
3.2 CONTRIBUIÇÃO AO PAC

Tendo em vista os desvios de desempenho causados pela componente de perdas, é proposta, neste trabalho, uma extensão ao algoritmo do PAC com o objetivo de garantir a distribuição desejada das potências reativas entre os conversores com erro nulo de regime permanente. A extensão proposta pode ser aplicada, com relativa simplicidade, tanto ao algoritmo do PAC convencional, quanto as suas variantes desenvolvidas para as estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S.

Conforme apresentado nas Seções anteriores, as implementações do PAC existentes na literatura, desprezam o efeito das perdas ao aproximar a potência ativa da rede à da carga nos algoritmos de cálculo do ângulo δ . Uma possível solução para a resolução deste problema seria medir a potência de entrada da rede diretamente, contudo, análises adicionais de estabilidade seriam necessárias para verificar questões de comportamento dinâmico e estabilidade global. Além disso, ainda seria uma solução em malha aberta, não possibilitando o controle em malha fechada das grandezas.

Diante disso, propõe-se realizar o controle da potência reativa média do APF série em malha fechada. Essa solução pode ser alcançada pela adição de uma ação de controle integral em paralelo aos algoritmos convencionais. Uma vez que deseja-se compensar apenas componentes médias de potência, o uso da ação integral seria capaz de garantir erro nulo de regime no seguimento da referência, e, assim, possibilitar a imposição da distribuição de potências reativas desejada. Tendo em vista estes conceitos, o novo algoritmo de cálculo do ângulo δ é esquematizado na Figura 13.

Figura 13 – Diagrama esquemático do algoritmo do PAC proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Pode-se observar que a malha integral atua em paralelo com o algoritmo do PAC que

se deseja utilizar, seja o convencional, ou as extensões utilizadas nas estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S. A potência reativa de referência do srAPF, dada por $\alpha \cdot \bar{q}_l$, é fornecida tanto para o algoritmo de cálculo, quanto para a malha de controle. Nessa malha, a potência reativa medida, \bar{q}_{sr} , é comparada com a sua referência e o erro resultante, a ser zerado, é aplicado ao controlador integral.

Tendo em vista que a potência reativa se relaciona de forma linear apenas com o seno do ângulo δ , como pode ser observado na Equação (3.23), o controlador integral fornece uma ação equivalente ao valor do seno de um ângulo. A ação de controle fornecida pelo termo integral é combinada com a saída do algoritmo convencional, de forma que o valor resultante seja o ângulo necessário para garantir o erro nulo em regime permanente no controle de \bar{q}_{sr} .

Para garantir o desempenho adequado da técnica e possibilitar uma operação estável, deve-se ter cuidado ao definir o valor do ganho integral, $k_{i,PAC}$. Na prática, deseja-se que a malha integral tenha atuação lenta, uma vez que uma variação muito rápida do ângulo δ causaria uma distorção na tensão de referência da carga, podendo levar o sistema a instabilidade. Além disso, o objetivo inicial de implantar essa malha em paralelo é garantir erro nulo em regime permanente, deixando a rápida resposta dinâmica à cargo dos algoritmos convencionais.

Neste contexto, uma modelagem dinâmica aproximada, que possibilita uma noção da ordem de grandeza para o ganho $k_{i,PAC}$, será apresentada adiante.

3.2.1 Modelagem Dinâmica da Malha Integral

A malha de ação integral adicionada ao PAC pode ser vista como um controle em camada secundária. Desse modo, é razoável assumir que as dinâmicas das malhas de controle da camada primária, na qual é realizada o controle dos conversores, são muito mais rápidas, podendo ser vistas como dinâmicas instantâneas pela camada secundária. Assim, assume-se que as ações de controle da malha integral implementada são instantaneamente impostas pela camada primária.

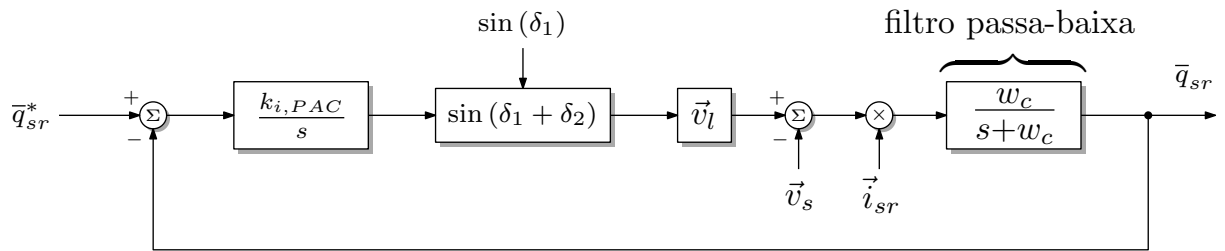
Essencialmente, é possível modelar a dinâmica de controle do ângulo δ pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 14. Pode-se observar que a dinâmica do sistema em malha fechada é representada, de forma aproximada, pela dinâmica do filtro passa-baixa implementado para obter o valor médio das potências calculadas.

Do ponto de vista de potência média, pode-se suprimir as conversões de ângulo e o comportamento senoidal das grandezas da camada primária, chegando-se a um diagrama simplificado exposto na Figura 15.

Vale ressaltar que nesse diagrama simplificado, a magnitude real da tensão srAPF não é considerada, uma vez que despreza-se o vetor tensão \vec{v}_s . Além disso, o fator de potência entre a tensão v_{sr} e a corrente i_{sr} não é levado em consideração por questões de simplificação.

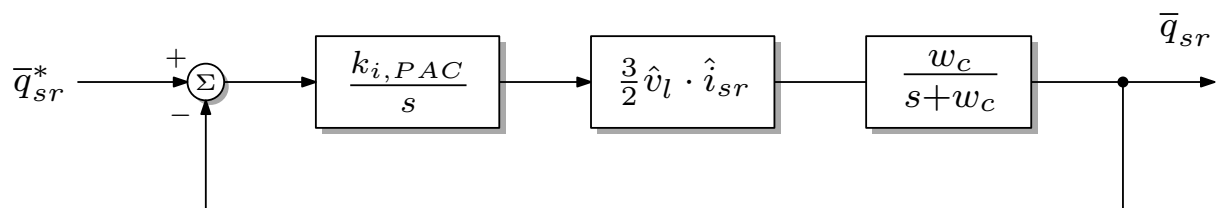
Assim, conforme descrito anteriormente, o diagrama de blocos simplificado possibilita uma noção da ordem de grandeza aproximada do ganho integral. De forma que, ao utilizar

Figura 14 – Diagrama de blocos do controle do PAC proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 15 – Diagrama de blocos simplificado para o controle do PAC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

um ganho projetado na operação, o comportamento dinâmico do sistema será diferente do desejado, caso o projeto seja desenvolvido com base nos critérios de resposta dinâmica. Contudo, se critérios conservadores, sobretudo de velocidade de resposta, forem utilizados, esse ganho projetado possibilitará uma operação estável em regime permanente.

4 MODELAGEM E CONTROLE DO iUPQC

Este capítulo apresenta a modelagem do sistema de controle completo do iUPQC. São definidas as estratégias de controle adotadas para a geração de referências de ambos os APFs. Além disso, é realizada a modelagem matemática das plantas com o intuito de obter funções de transferência que representem os seus comportamento dinâmico. Além disso, é desenvolvido o projeto dos controladores considerando que a implementação do sistema de controle dar-se-á de maneira digital.

Antes de apresentar efetivamente os assuntos a que se destina este Capítulo, é interessante definir algumas premissas básicas adotadas para elucidar o restante do texto e facilitar o entendimento do leitor.

Do ponto de vista de estudo teórico, um sistema trifásico pode ser representado por grandezas vetoriais de acordo com a teoria de vetores espaciais. Essas grandezas podem ser decompostas em diferentes sistemas de coordenadas espaciais, como, por exemplo, o sistema de coordenadas naturais abc , o referencial estacionário $\alpha\beta 0$ ou o referencial girante $dq0$.

Tendo em vista que o sistema a ser implantado é 3P3W, não há a incidência de componentes homopolares ou de sequência zero. Assim, de um ponto de vista quantitativo, a adoção de técnicas de controle nos referenciais $\alpha\beta 0$ ou $dq0$ tornaria-se mais vantajosa, uma vez reduz-se em uma quantidade o número de malhas e sinais de controle e medições em relação ao referencial abc . A implementação do controle em dq implicaria na utilização de diversas transformações de coordenadas girantes, o que aumentaria consideravelmente a complexidade computacional do algoritmo de controle. Por estas razões, o sistema de controle em referencial $\alpha\beta 0$ é adotado neste trabalho.

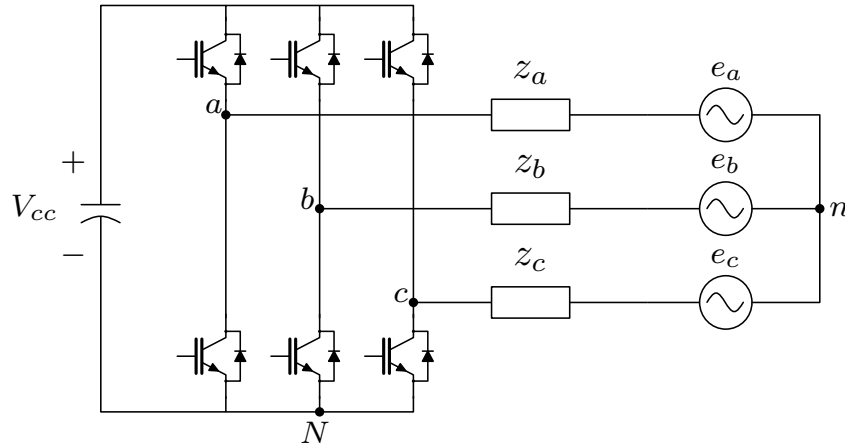
A implantação do sistema de controle completo é realizada de forma digital. Assim, todos os efeitos de discretização e atrasos associados a essa maneira de implementação são modelados e levados em conta no projeto dos controladores. Desta forma, pode-se garantir que o sistema seja projetado da forma mais precisa possível, otimizando, assim, o desempenho do sistema.

Inicialmente, algumas definições comuns à modelagem e ao controle de ambos os conversores são apresentadas. Em seguida as definições particulares a cada um dos conversores são apontadas e discutidas.

4.1 MODELO MÉDIO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO

Na Figura 16 é apresentado o circuito completo de um inversor trifásico alimentando uma carga genérica.

Figura 16 – Inversor trifásico alimentando uma carga genérica.



Fonte: Próprio autor.

Pelo circuito do inversor tem-se que

$$\begin{cases} v_{aN} = v_{an} + v_{nN} \\ v_{bN} = v_{bn} + v_{nN} \\ v_{cN} = v_{cn} + v_{nN} \end{cases}, \quad (4.1)$$

em que as tensões v_{kN} , v_{kn} e v_{nN} , para $k = a, b, c$, são denominadas de tensões fase-pólo, tensões fase-neutro e tensões de neutro-pólo, respectivamente.

Para um sistema trifásico a três fios, as tensões v_{kn} são trifásicas equilibradas. Desta forma,

$$\sum_{(k=a,b,c)} v_{kn} = 0. \quad (4.2)$$

Somando as expressões de cada fase da Equação (4.1) e aplicando a Equação (4.2) ao resultado, chega-se a

$$v_{nN} = \frac{1}{3} (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (4.3)$$

Por fim, substituindo (4.3) em (4.1), isolando em função das tensões v_{kn} e fazendo algumas manipulações chega-se a

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Sendo o estado das chaves de cada braço definido como

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{chave superior fechada} \\ 0, & \text{chave inferior fechada} \end{cases},$$

as tensões fase-pólo serão dadas por

$$v_{kN} = V_{cc} S_k. \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (4.4), obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Definido, normalmente, por alguma estratégia de modulação por largura de pulso, o estado das chaves assume seus dois possíveis valores dentro de um mesmo período de chaveamento. Assim, a partir das Equações (4.5) e (4.6) é possível observar que o inversor apresenta um modelo descontínuo.

Um modelo contínuo aproximado pode ser alcançado ao se calcular o valor médio das tensões fase-neutro dentro de um período de chaveamento (T_s). Assim, obtém-se que

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN} \\ \bar{v}_{bN} \\ \bar{v}_{cN} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

ou

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Em que a grandeza d_k para $k = a, b$ e c , dada por

$$d_k(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_k(t) dt, \quad (4.9)$$

representa a razão de trabalho associada ao valor médio do estado S_k da chave superior dentro de um período de chaveamento. Esse conceito possui grande importância para a definição da técnica de modulação por largura de pulso a ser utilizada para comandar as chaves.

4.2 PWM REGULAR TRIFÁSICO SIMÉTRICO

A partir da Equação (4.8), é possível verificar que as tensões fase-neutro médias dependem diretamente das razões de trabalho. Uma vez que o objetivo de controle de um VSI é impor uma tensão fase-neutro de referência na saída (\bar{v}_{kn}^*), deve-se determinar quais são as razões de trabalho para que essas referências sejam alcançadas. A definição dessas razões de trabalho deriva da obtenção das tensões fase-pólo que forneçam as tensões \bar{v}_{kn}^* desejadas. Para isso, deve-se resolver o sistema matricial dado por

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an}^* \\ \bar{v}_{bn}^* \\ \bar{v}_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_P \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN} \\ \bar{v}_{bN} \\ \bar{v}_{cN} \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

Contudo, P é uma matriz singular, impondo, assim, infinitas soluções ao sistema, onde cada uma delas resulta em uma estratégia de modulação diferente.

Pode-se então definir os infinitos conjuntos possíveis das tensões de fase-pólo, pela seguinte soma de duas componentes básicas

$$\bar{v}_{kN} = v_k^{md} + v_k^{mc}. \quad (4.11)$$

As tensões v_k^{md} são as componentes de modo diferencial, e possuem soma nula, ou seja

$$\sum_{(k=a,b,c)} v_k^{md} = 0. \quad (4.12)$$

Já as tensões v_k^{mc} definem as componentes de modo comum, ou homopolares, as quais são iguais para as três fases ($v_a^{mc} = v_b^{mc} = v_c^{mc} = v_{mc}$).

Ao substituir (4.11) em (4.10) e resolver a Equação resultante, pode-se observar, não só, que as componentes de modo comum se anulam, como também que as componentes de modo diferencial coincidem com as tensões fase-neutro desejadas. Uma vez que as tensões de modo comum não influenciam na tensão de saída do inversor, a resolução deste problema consiste em fornecer as tensões \bar{v}_{kn}^* desejadas e definir o valor de v_{mc} em cada período de chaveamento, de modo a possibilitar o cálculo das tensão fase-pólo e, conseqüentemente, das razões de trabalho.

Desta forma, a tensão de modo comum pode ser definida com o intuito de possibilitar diferentes melhorias operacionais no funcionamento dos conversores. Nesse contexto, foi definido por Broeck, Skudelny e Stanke (1988), utilizando os princípios de modulação por vetores espaciais, que o termo de modo comum pode ser selecionado de forma a estender a região linear de modulação em aproximadamente 15%. As mesmas características operacionais da técnica de modulação vetorial podem ser alcançadas por uma técnica de modulação escalar denominada de PWM regular trifásico simétrico - PWM RTS. Essa técnica de PWM, proposta por Seixas (1988), é implementada ao se utilizar a seguinte equação para o cálculo das razões de trabalho:

$$d_k = \frac{1}{2} + \frac{v_{kn}^*}{V_{cc}} + \frac{v_{med}}{2V_{cc}}, \quad (4.13)$$

em que v_{med} é dada pela tensão de valor intermediário entre v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* em cada período de chaveamento.

Tanto o ganho do índice máximo de modulação, como também a sua facilidade de implantação de forma digital, fazem com que o PWM regular trifásico simétrico seja a técnica de modulação escolhida para fornecer as razões de trabalho demandadas pelo controle na imposição das grandezas controladas. Tendo em vista a implementação digital, as razões de trabalho são calculadas, a cada período de amostragem, e comparadas com uma portadora triangular para fornecer os pulsos de gatilho que comandam as chaves de cada um dos conversores.

Por fim, é válido destacar que, deste ponto do texto em diante, as tensões fase-neutro médias da carga, até então definidas por \bar{v}_{kn} , passarão a ser doravante representadas, por opção pessoal, pela notação v_{ik} , para $k = a, b, c$.

4.3 MODELAGEM DOS FENÔMENOS ASSOCIADOS À IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

A realização do controle digital impõe ao sistema de controle básico de um conversor de frequência algumas dinâmicas adicionais relativas não só ao tempo de processamento dos dados, como também à modulação das ações de controle. Uma vez que estas dinâmicas afetam significativamente a planta a ser controlada, deve-se ressaltar a importância de considerá-las para projetar controladores adequados e evitar a instabilidade do sistema em malha fechada.

De maneira genérica, a implementação digital de um sistema de controle consiste na aquisição e condicionamento dos sinais de interesse, conversão para o domínio discreto e utilização dessas grandezas no algoritmo de controle implementado em um microprocessador. Um período de amostragem pode ser cronologicamente delineado da seguinte maneira: No início do período de amostragem os sinais medidos são amostrados e têm o seu valor retido; O algoritmo de controle, composto por um conjunto de operações matemáticas, é executado por um pequeno período de tempo, comumente chamado de tempo computacional; Ao final da execução do algoritmo, uma ação de controle a ser imposta pelo atuador é obtida. É possível observar que, por mais rápido que sejam os processadores, a ação de controle obtida em um período de amostragem só poderá ser imposta no período seguinte (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Assim, pode-se concluir que um sistema de controle digital possui inerentemente um atraso de uma amostra, ou período de amostragem.

Além disso, segundo Buso e Mattavelli (2015), a dinâmica de um PWM implementado de forma digital (*digital PWM - DPWM*) pode ser modelada por amostrador e retentor de ordem zero (do inglês *zero-order-hold - ZOH*). Portanto, quando se utiliza a amostragem simples, pode-se aproximar esta dinâmica por um *delay* referente a meio período de amostragem.

Na literatura pode-se encontrar três abordagens bastante comuns para o projeto de um sistema de controle digital de conversores de frequência. O diagrama esquemático de cada uma delas é apresentado na Figura 17.

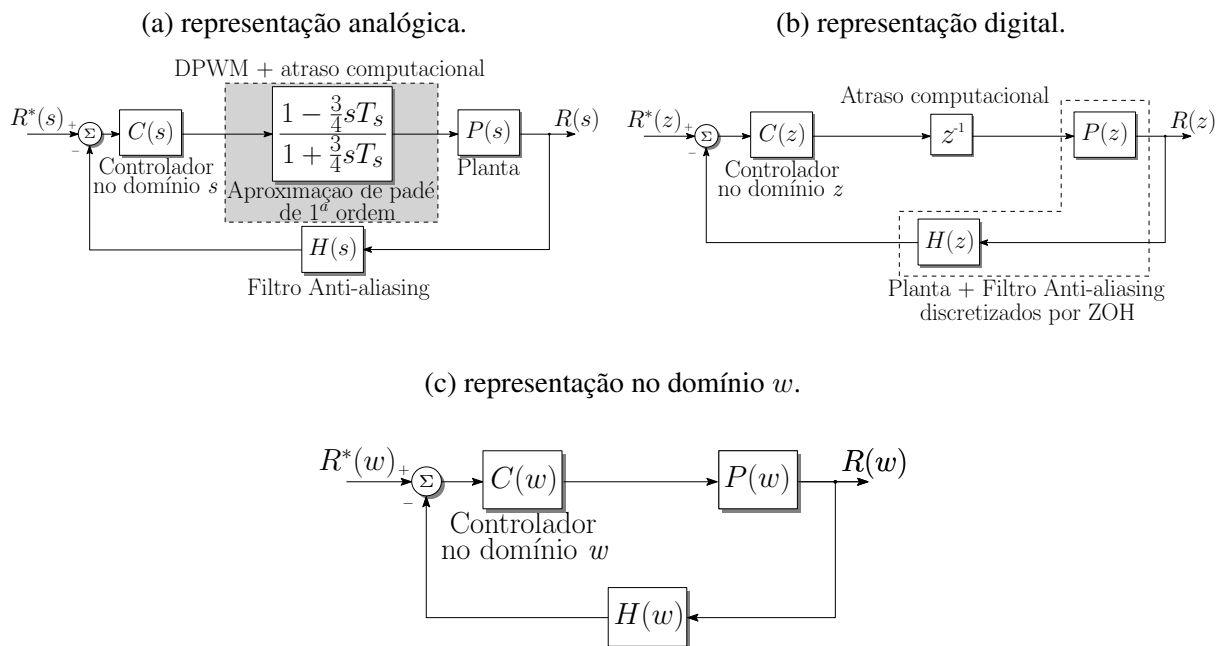
A primeira, da Figura 17a, consiste em representar todo o sistema de forma analógica. Assim, as funções de transferência da planta, do filtro anti-aliasing e do controlador são apresentadas no domínio s , e o efeito conjunto da dinâmica do PWM digital e do atraso computacional é representado por uma aproximação de Padé de 1ª ordem para um atraso de um período de amostragem e meio. O controlador a ser utilizado pode ser projetado por qualquer um dos métodos previstos para o domínio de Laplace, e a sua função de transferência digital pode ser obtida através de um método de discretização.

A segunda maneira, ilustrada na Figura 17b, constitui-se da conversão da função de transferência em malha aberta (FTMA) do sistema no domínio s para o domínio discreto z através da discretização por ZOH. Assim, a dinâmica do PWM é representada no sistema discreto pelo efeito da discretização. O efeito do atraso computacional, nesta abordagem, é representado por *delay* unitário que equivale ao atraso no tempo de um período de amostragem. Desta forma,

o controlador a ser utilizado é diretamente projetado no domínio discreto.

Por fim, a terceira maneira, apresentada na Figura 17c, consiste em utilizar a aproximação da resposta em frequência do sistema digital no plano w (OGATA, 1995). Nesta maneira, o sistema completo é discretizado para o domínio discreto por ZOH. O efeito do atraso computacional é alcançado com a introdução do *delay* unitário na FTMA, e o sistema resultante é convertido para um domínio auxiliar, equivalente ao domínio s , pela aproximação de *Tustin*. Nesse domínio, cuja variável é comumente representada pela letra w , toda a metodologia de projeto de controladores do domínio s pode ser utilizada. Ao final do projeto, a função de transferência dos controladores w deve ser retornada para o domínio z pela aproximação inversa de *Tustin*. Assim, consideram-se os efeitos do DPWM na discretização e do atraso computacional na imposição do atraso unitário no domínio z .

Figura 17 – Diagrama de blocos esquemático para o projeto de controle digital de conversores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste trabalho, a escolha da representação foi feita de acordo com as características de cada um dos controladores a serem projetados. Assim, estes detalhes serão discutidos no decorrer do texto.

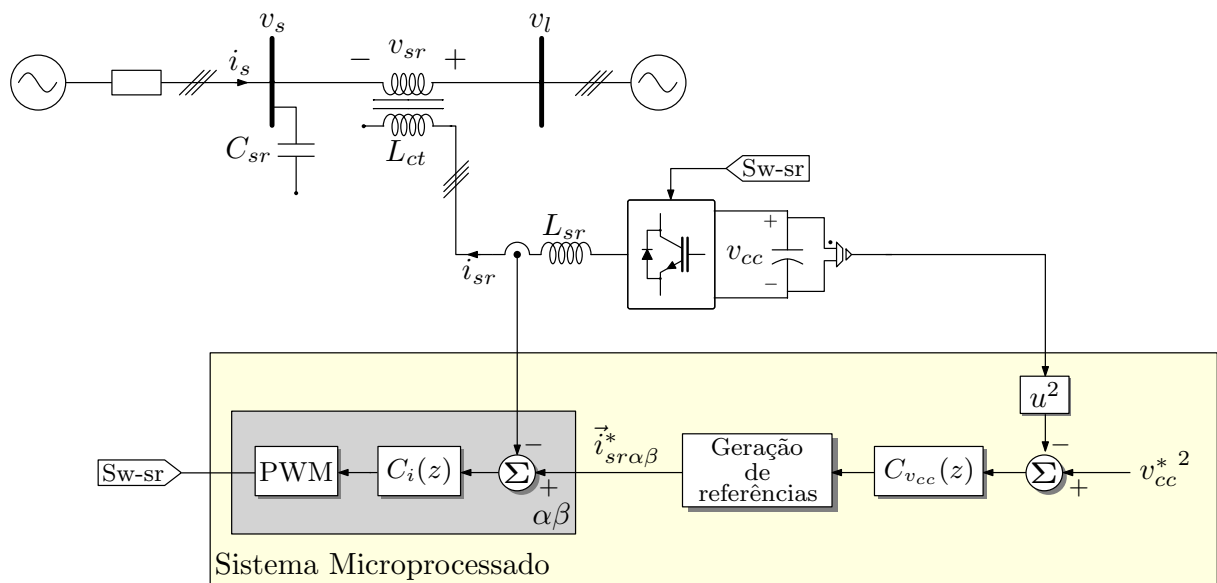
4.4 CONTROLE DO APF SÉRIE

Conforme definido por Silva (2001), o APF série do iUPQC é controlado em corrente e tem como objetivo impor a componente fundamental da corrente de carga que está em fase com a tensão do PCC. Além disso, a função de regulação da tensão do barramento CC do condicionador também é realizada por este APF. Assim, a corrente drenada da rede será composta pela soma da

componente ativa da corrente de carga, a qual está em fase com a FFPS da tensão da rede, com a componente necessária para a carga ou descarga do barramento CC. As demais componentes de corrente são integralmente fornecidas pelo shAPF. Desta forma, somente a potência ativa é fornecida pela rede.

A estratégia de controle do srAPF é esquematizada de maneira simplificada na Figura 18. O controle completo deste APF é composto por duas malhas de controle de corrente senoidal e uma malha externa responsável por regular a tensão do barramento CC.

Figura 18 – Diagrama da simplificado da estratégia de controle do srAPF.



Fonte: Próprio autor.

É possível observar que a corrente proveniente da rede, i_s , é equivalente a corrente de saída do conversor série, i_{sr} , uma vez que no capacitor C_{sr} circulam somente componentes de alta frequência provenientes do chaveamento.

4.4.1 Estratégia de Geração de Referências do APF Série

A geração das grandezas de referência para o controle do srAPF é feita com base na teoria de potência reativa instantânea apresentada por Akagi, Kanazawa e Nabae (1983). Esta formulação foi proposta inicialmente para a geração de referências destinadas ao controle de conversores trifásicos conectados a sistemas 3P3W, uma vez que desconsidera-se a influência da componente homopolar (NETO, 2018).

De acordo com essa teoria, as potências ativa e reativa instantâneas são calculadas com

base nos vetores espaciais de tensão, $\vec{v}_{\alpha\beta}$, e de corrente, $\vec{i}_{\alpha\beta}$, utilizando a seguinte equação:

$$\vec{s} = \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* \therefore \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Em que p e q são definidos como potência ativa instantânea e potência reativa instantânea, respectivamente.

Cada uma das potências pode ser decomposta em uma componente CC equivalente à potência média, e outra componente CA equivalente à potência oscilante, conforme é apresentado na seguinte equação

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}, \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Os termos médios se devem aos produtos das componentes de tensão e corrente de mesmas sequência e frequência, enquanto os termos oscilantes devem-se aos produtos de componentes de frequência e/ou sequência diferentes (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983).

Através da Equação (4.14) é possível se obter uma relação entre as correntes i_α e i_β e as potências p e q , a qual é dada por

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Ao substituir as potências ativa e reativa médias desejadas para srAPF na Equação (4.16) obtém-se as correntes de referência deste APF, dadas por

$$\begin{bmatrix} i_{sr\alpha}^* \\ i_{sr\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}_s^{+1}|^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^{+1} & -v_{s\beta}^{+1} \\ v_{s\beta}^{+1} & v_{s\alpha}^{+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_s^* \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

onde $\bar{p}_s^* = \bar{p}_l + p_{3\phi_{cc}}$.

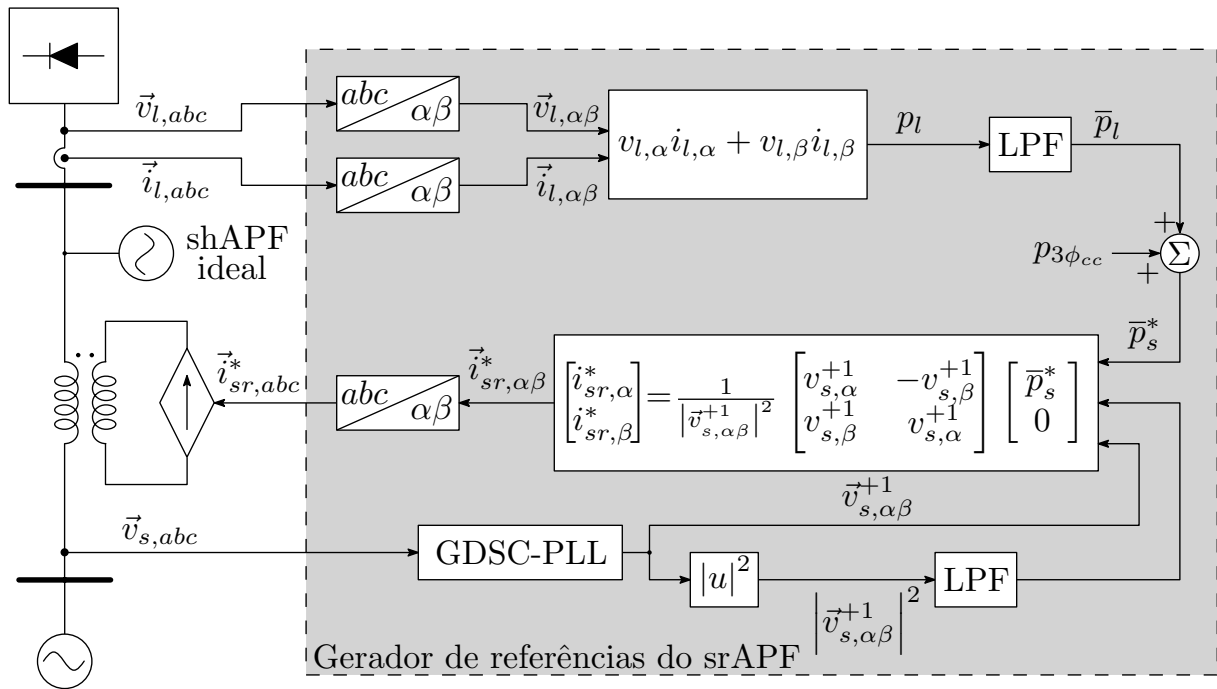
A componente média da potência carga, \bar{p}_l , é obtida pela utilização de um filtro passa baixa na potência instantânea calculada pela Equação (4.14). Já a parcela $p_{3\phi_{cc}}$, pode ser dada somente pela ação de controle proveniente da malha tensão do barramento CC, a qual será modelada mais adiante, ou uma combinação desta ação com a potência gerada por uma fonte de energia conectada ao barramento CC.

Afim de garantir que a corrente de referência esteja em fase com a FFPS da tensão da rede, é utilizado um PLL com um pré-filtro de cancelamento por atraso de sinal generalizado (do inglês *Generalized Delay Signal Cancellation - Phase Locked Loop - GDSC-PLL*), o qual é capaz de filtrar a componente FFPS com bastante precisão e ótima resposta dinâmica (NEVES et al., 2010). Além disso, a utilização do GDSC-PLL evita que eventuais distorções harmônicas ou desbalanços na tensão da rede venham a afetar a qualidade da forma de onda da corrente de

referência, pois consegue-se filtrar perfeitamente todas as principais famílias de componentes harmônicas mais comuns aos sistemas elétricos (SOUZA, 2012).

O diagrama esquemático dessa estratégia de geração de referências é apresentado na Figura 19. É possível observar que a grandeza $|\vec{v}_s^{+1}|^2$ deve ter um valor aproximadamente constante, por isso, também é utilizado um filtro passa-baixa nesta grandeza.

Figura 19 – Estratégia de geração de referências de corrente para o controle do srAPF.



Fonte: Próprio autor.

4.4.2 Modelagem do APF Série

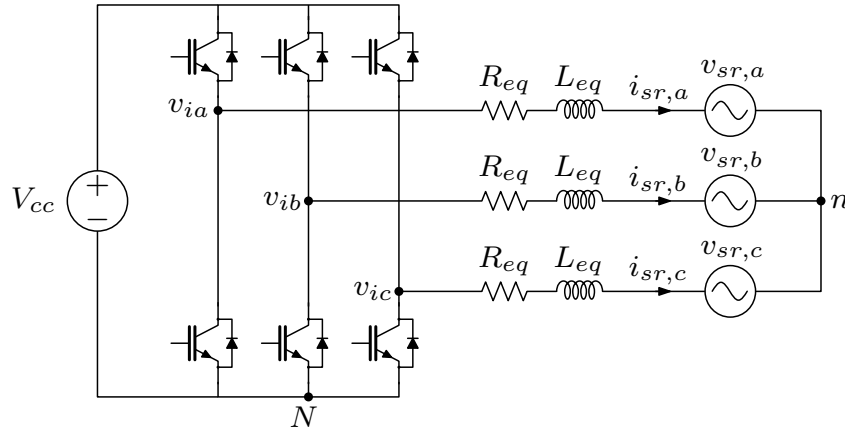
Conforme apresentado na Figura 18, o srAPF é controlado por uma malha externa de tensão do barramento CC em cascata com duas malhas internas de controle de corrente, uma para a componente α e outra para a componente β . Tendo em vista o adequado projeto dos controladores, torna-se preponderante a definição de modelos para as plantas de cada uma das malhas.

4.4.2.1 Modelo da Planta de Corrente de Entrada

Uma vez que a relação de transformação dos trafos de acoplamento é unitária, o circuito trifásico equivalente a ser utilizado na modelagem da planta de corrente é exibido na Figura 20. Os parâmetros R_{eq} e L_{eq} representam, respectivamente, a resistência e a indutância equivalente do indutor em série com o transformador de acoplamento, logo, $R_{eq} = R_{dt} + R_{Lfs}$ e $L_{eq} = L_{dt} + L_{fs}$. Como a malhas de controle de corrente possuem dinâmica significativamente mais rápida do que

a malha da tensão do barramento CC, torna-se conveniente desprezar a dinâmica do capacitor deste barramento e substituí-lo por uma fonte de tensão.

Figura 20 – Circuito completo do srAPF utilizado para modelagem da malha de corrente.



Fonte: Próprio autor.

Considerando o modelo contínuo do inversor, desenvolvido na Seção 4.1, e aplicando a lei de Kirchoff ao circuito apresentado na Figura 20, tem-se

$$\begin{cases} v_{ia} = R_{eq}i_{sr,a} + L_{eq}\frac{d}{dt}i_{sr,a} + v_{sr,a} \\ v_{ib} = R_{eq}i_{sr,b} + L_{eq}\frac{d}{dt}i_{sr,b} + v_{sr,b} \\ v_{ic} = R_{eq}i_{sr,c} + L_{eq}\frac{d}{dt}i_{sr,c} + v_{sr,c} \end{cases} \quad (4.18)$$

Isolando o termo com a derivada de corrente em (4.18), fazendo algumas manipulações matemáticas e representando de forma matricial, obtém-se

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sr,a} \\ i_{sr,b} \\ i_{sr,c} \end{bmatrix} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \begin{bmatrix} i_{sr,a} \\ i_{sr,b} \\ i_{sr,c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_{sr,a} \\ v_{sr,b} \\ v_{sr,c} \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

Para se obter o modelo em referencial $\alpha\beta 0$ deve-se aplicar a transformada de Clarke ao modelo em abc , assim

$$\left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] \frac{d}{dt} [i_{sr,abc}] = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] [i_{sr,abc}] + \frac{1}{L_{eq}} \left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] [v_{i,abc}] - \frac{1}{L_{eq}} \left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] [v_{sr,abc}]. \quad (4.20)$$

Considerando que $\left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] \frac{d}{dt} [i_{sr,abc}] = \frac{d}{dt} \left[T_{abc}^{\alpha\beta 0} \right] [i_{sr,abc}]$ e desprezando as componentes de sequência zero, uma vez que estas não se fazem presente em um sistema trifásico a três fios, obtém-se como resultado da Equação (4.20)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sr,\alpha} \\ i_{sr,\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \begin{bmatrix} i_{sr,\alpha} \\ i_{sr,\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_{i\alpha} \\ v_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_{sr,\alpha} \\ v_{sr,\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

cuja representação em vetores espaciais é dada por

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{sr} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \vec{i}_{sr} + \frac{1}{L_{eq}} \vec{v}_i - \frac{1}{L_{eq}} \vec{v}_{sr}. \quad (4.22)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.22) e isolando a corrente de saída, obtém-se

$$\vec{I}_{sr}(s) = G_{i_{sr}}(s)(\vec{V}_i(s) - \vec{V}_{sr}(s)), \quad (4.23)$$

em que

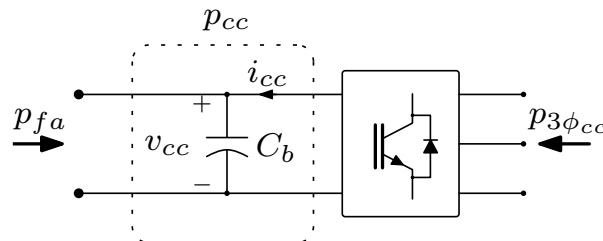
$$G_{i_{sr}}(s) = \frac{1}{L_{eq}} \frac{1}{\left(s + \frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)} \quad (4.24)$$

é a função de transferência equivalente da planta de corrente. Como as variáveis de controle são as tensões v_{ik} , pode-se observar que as tensões $v_{sr,k}$ se comportam como perturbações externas no modelo.

4.4.2.2 Modelo da Planta de Tensão do Barramento CC

O capacitor do barramento CC tem como função armazenar energia e fornecê-la quando for necessária a compensação dos fenômenos e distúrbios do sistema elétrico ao qual o condicionador está inserido. Assim, dinâmica da tensão do barramento CC (v_{cc}) pode ser modelada através do balanço de potência entre o lado CC e o lado CA. Quando a energia é fornecida ao capacitor, seja por uma fonte de geração alternativa ou absorvida do sistema pelo inversor, a tensão tende a se elevar, caso contrário, a energia retidada (fornecida pelo inversor ao sistema) fará com que a tensão v_{cc} diminua. O diagrama considerado na modelagem é apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama considerado para modelagem da dinâmica de v_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

Pelo balanço de potência tem-se que

$$p_{3\phi_{cc}} = p_{cc} - p_{fa}. \quad (4.25)$$

A grandeza p_{cc} representa a potência absorvida pelo capacitor do barramento CC para efetuar o carregamento do capacitor. Essa parcela de potência é usualmente baixa quando o sistema alcança a condição de regime permanente, sendo necessária somente para suprir as perdas nos componentes. O valor de p_{cc} pode ser calculado por

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc}. \quad (4.26)$$

Sendo a corrente do capacitor i_{cc} dada por

$$i_{cc} = C_b \cdot \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (4.27)$$

Ao substituir as Equações (4.25) e (4.27) em (4.26), chega-se a

$$v_{cc} \cdot C_b \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} = p_{3\phi_{cc}} + p_{fa}. \quad (4.28)$$

Sabendo que $v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dv_{cc}^2}{dt}$, pode-se representar a Equação (4.28) da seguinte maneira

$$\frac{C_b}{2} \cdot \frac{d}{dt} v_{cc}^2 = p_{3\phi_{cc}} + p_{fa}. \quad (4.29)$$

É possível observar que a tensão no elo apresenta uma relação quadrática com a potência líquida do sistema, $p_{3\phi_{cc}} + p_{fa}$. Então, torna-se adequado utilizar a dinâmica de v_{cc}^2 para desenvolver o modelo. Ao fazer isso, obtém-se uma equação dinâmica linear para a planta, dada por

$$\frac{dv_{cc}^2}{dt} = \frac{2}{C_b} (p_{3\phi_{cc}} + p_{fa}). \quad (4.30)$$

Aplicando a transformada de Laplace à Equação (4.30) e isolando v_{cc}^2 chega-se a

$$V_{cc}^2(s) = G_{v_{cc}}(s)P_{3\phi_{cc}}(s) + G_{v_{cc}}(s)P_{fa}(s), \quad (4.31)$$

onde

$$G_{v_{cc}}(s) = \frac{2}{sC_b} \quad (4.32)$$

é a função de transferência da planta de tensão do barramento CC a ser utilizada para o projeto do controlador.

Na prática, a ação de controle da tensão quadrática v_{cc}^2 será uma potência $p_{cc}^{controle}$. A potência $p_{3\phi_{cc}}$, que deve ser fornecida ao cálculo das correntes de referência do srAPF, é calculada por

$$p_{3\phi_{cc}} = p_{cc}^{controle} - p_{fa}. \quad (4.33)$$

Se não existir uma fonte de geração alternativa, a potência p_{fa} será nula, fazendo com que a potência $p_{3\phi_{cc}} = p_{cc}^{controle}$ seja drenada da rede. Caso contrário, a potência $p_{3\phi_{cc}}$ tende a ser negativa, uma vez que p_{fa} é usualmente maior do que as perdas do sistema, as quais definem a magnitude de $p_{cc}^{controle}$. Nesse cenário, a diferença líquida $|p_{cc}^{controle} - p_{fa}|$ será injetada no lado de corrente alternada.

4.4.3 Projeto dos Controladores do APF série

O diagrama de blocos simplificado do sistema de controle do srAPF é apresentado na Figura 22.

Os blocos $H_{i_{sr}}(s)$ e $H_{v_{cc}}(s)$ representam as funções de transferência dos sensores juntamente com os filtros *anti-aliasing* para cada uma das malhas. Ambos os filtros são de 1ª ordem e possuem a função de transferência dada por

$$H(s) = K_H \cdot \frac{2\pi f_{aa}}{s + 2\pi f_{aa}}. \quad (4.34)$$

De acordo com a modelagem da planta de corrente do srAPF, exposta na Seção 4.4.2.1, a tensão v_{sr} sobre os terminais dos trafos de acoplamento atua como uma perturbação para o sistema. Tendo em vista que essa tensão depende, prioritariamente, da tensão não controlada da rede elétrica, é necessário que o controle de corrente seja capaz de rejeitar estas perturbações de forma a garantir a resposta desejada. Para isso, o controle designado deve possuir ganho elevado nas possíveis frequências harmônicas que venham a surgir na tensão da rede, uma vez que a tensão de carga é controlada pelo shAPF. Esta especificação é atendida ao projetar um controle seguidor de referência, com banda de passagem elevada e termos ressonantes em frequências harmônicas específicas.

Por outro lado, a malha externa de controle da tensão do link CC, deve possuir uma dinâmica significativamente mais lenta do que a malha interna para que não haja interação entre as malhas, ocasionando a instabilidade do sistema. Além disso, o controle de v_{cc} deve ser lento o bastante para não compensar a ondulação natural da tensão CC em virtude das potências oscilantes.

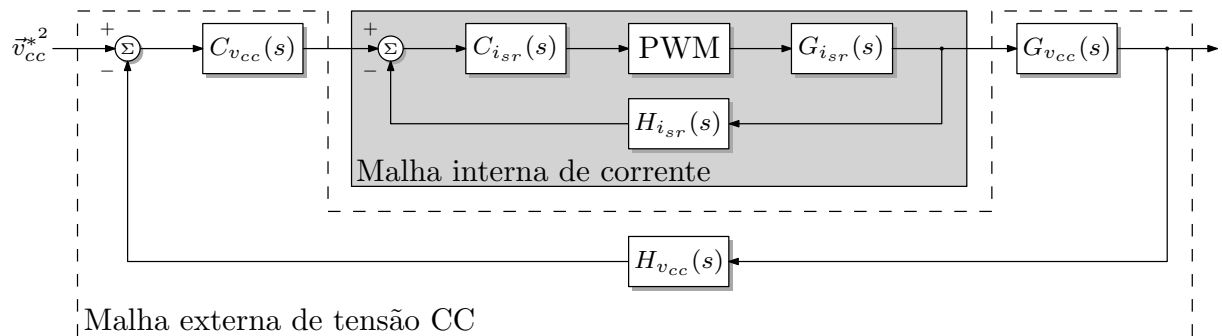
Os parâmetros necessários para o projeto dos controladores do srAPF são apresentados na Tabela 1.

4.4.3.1 Projeto dos controladores da malha de corrente

O diagrama de blocos detalhado para o controle da malha interna de corrente do srAPF, considerando a implementação no domínio discreto, é apresentado na Figura 23.

Conforme descrito anteriormente, o controlador das malhas de corrente do srAPF deve ter alta banda de passagem e ganhos elevados, não só na frequência fundamental, bem como em algumas frequências harmônicas. Estas especificações podem ser atendidas mediante a utilização de controladores do tipo proporcional-ressonante (PR). A escolha do ganho proporcional adequado possibilita a imposição da resposta dinâmica desejada ao sistema, enquanto os termos ressonantes, implementados em paralelo, garantem o baixo erro de regime permanente e a

Figura 22 – Diagrama de blocos simplificado do controle do srAPF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 1 – Parâmetros necessário para o projeto dos controladores do srAPF.

Parâmetro	valor
Indutância equivalente do filtro de saída (L_{eq})	4,333 mH*
Resistência equivalente do filtro de saída (R_{eq})	0,4025 Ω *
Capacitância do filtro de saída (C_{sr})	2,2 μF
Resistência do capacitor ($R_{C_{sr}}$)	0,5 Ω **
Capacitância do barramento CC (C_b)	7 mF
Frequência de amostragem/chaveamento (f_{amost}/f_{sw})	19,2 kHz
Ganhos dos sensores de corrente e tensão ($K_{H_{i_{sr}}}$) e ($K_{H_{v_{cc}}}$)	1 V/A e 1 V/V
Frequência de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> (f_{aa})	9,6 kHz***

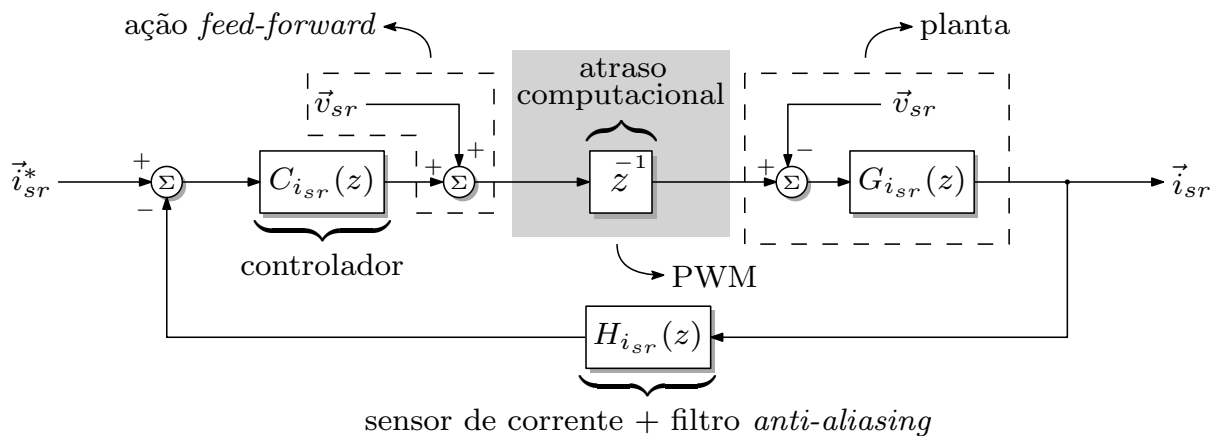
* valores obtidos através de ensaio dos componentes

** resistência colocada intencionalmente no circuito

*** escolhida de acordo com o critério de Nyquist ($f_{aa} = f_{amost}/2$)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 23 – Diagrama de blocos completo da malha interna de controle do rhAPF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

rejeição as perturbações (ZMOOD; HOLMES, 2003).

Na configuração adotada para o controle de i_{sr} , um termo ressonante é implementado na frequência fundamental visando garantir baixo erro de regime no seguimento da referência FFPS de corrente. São implementados também termos ressonantes nas frequência harmônicas de

baixa ordem (3^a , 5^a , 7^a , 9^a , 11^a e 13^a), tendo em vista que estas surgem em maior proporção como perturbação na tensão v_s . Além disso, uma ação *feed-forward* é implementada no controle utilizando a tensão v_{sr} medida, com o objetivo de acelerar ainda mais a resposta dinâmica.

O projeto dos controladores é realizado através da resposta em frequência diretamente no domínio discreto. Além dos índices de margem de fase (MF) e margem de ganho (MG), também é utilizado o índice η que define a distância mínima da trajetória de Nyquist ao ponto crítico, conforme apresentado por Yepes et al. (2011a). Como critérios de projeto, deseja-se que o sistema controlado possua frequência de cruzamento por 0 dB $f_c < f_{sw}/10$, além de margem de ganho $MG \geq 3$ dB e margem de fase $MF \geq 30^\circ$. Conforme definido por (YEPES et al., 2011a), um índice $\eta = 0,5$ proporciona uma ampla margem de estabilidade, assim, a faixa de $\eta > 0,3$ é tomada como aceitável e adotada como especificação de projeto para o sistema de controle do srAPF.

Tendo em vista o diagrama exposto na Figura 23, a função de transferência em malha aberta (FTMA) da corrente i_{sr} no domínio z ($FTMA_{i_{sr}}(z)$) pode ser obtida por

$$FTMA_{i_{sr}}(z) = z^{-1}G_{i_{sr}}(z)H_{i_{sr}}(z), \quad (4.35)$$

onde o produto $G_{i_{sr}}(z)H_{i_{sr}}(z)$ é obtido através da discretização de $G_{i_{sr}}(s)H_{i_{sr}}(s)$ pelo método de retenção de ordem zero (*zero order hold - ZOH*), e o termo z^{-1} representa o atraso computacional característico da implementação digital.

A frequência de cruzamento por 0 dB escolhida para a malha de corrente é $f_{c_{i_{sr}}} = 1500$ Hz. Assim, as frequências dos termos ressonantes são inferiores à $f_{c_{i_{sr}}}$, o que faz o diagrama de bode da FTMA do sistema apresentar um único cruzamento por 0 dB, simplificando o projeto do controle. Desta forma, pode-se sintonizar o ganho proporcional do controlador sem considerar os termos ressonantes, inicialmente, e em seguida introduzi-los para verificar a sintonia dos seus ganhos.

A $FTMA_{i_{sr}}(z)$ numérica é dada por

$$FTMA_{i_{sr}}(z) = \frac{0,00807z + 0,00303}{z^3 - 1,04z^2 + 0,04306z}. \quad (4.36)$$

O ganho proporcional do controlador necessário para impor a frequência de cruzamento desejada ($f_{c_{i_{sr}}} = 1500$ Hz) à FTMA descrita em (4.36) é $k_{p_{i_{sr}}} = 43,0835$.

Em virtude do atraso de fase causado pelo tempo computacional, termos ressonantes com avanço de fase em uma faixa de frequências próxima da frequência de ressonância foram adotados (BOJOI et al., 2005) com o objetivo de evitar a instabilidade do sistema (YEPES et al., 2011b). A função de transferência, no domínio s , dos termos ressonantes com compensação ($R_{i,comp}^h(s)$), é dada por

$$R_{i,comp}^h(s) = k_{ri}^h \cdot \frac{s \cos(\phi_i^h) - h\omega_1 \text{sen}(\phi_i^h)}{s^2 + (h\omega_1)^2}, \quad (4.37)$$

onde h é ordem da harmônica desejada para a frequência de ressonância; k_{ri}^h é o ganho ressonante; ω_1 é a frequência fundamental do sistema; e o ângulo ϕ_i^h representa avanço de fase imposto ao termo na frequência de ressonância designada.

Considerando a implementação discreta, os termos ressonantes, dados por $R_{i,comp}^h(s)$, devem ser discretizados para o domínio z . A escolha do método de discretização deve ser feita com cuidado, uma vez que, a depender do método escolhido, os pólos complexos conjugados dos termos são levemente deslocados no domínio discreto, de forma que o pico de ressonância do controlador discretizado esteja em uma frequência ligeiramente diferente da desejada. Isto faz com que não seja aplicado o ganho elevado à harmônica especificada ocasionando a não-compensação da mesma. Para evitar este problema, utilizou-se a discretização de *Tustin* com *prewarping*, tendo em vista que esta técnica fornece um termo ressonante discretizado $R_{i,comp(tp)}^h(z)$ cujos pólos, no domínio discreto, correspondem aos pólos de $R_{i,comp}^h(s)$, no domínio contínuo (YEPES et al., 2010).

A sintonia dos ganhos k_{ri}^h , bem como dos ângulos ϕ_i^h , de cada termo $R_{i,comp(tp)}^h(z)$ adotado é realizada de forma manual. Os ganhos são escolhidos de forma a garantir um baixo erro de regime permanente e baixo ou nenhum acoplamento entre as respostas em frequência de cada termo com os termos vizinhos (ZMOOD; HOLMES, 2003). Os ângulos ϕ_i^h são escolhidos com o intuito de evitar o cruzamento da fase da FTMA controlada por -180° em frequências menores do que $f_{c_{i,sr}}$. Na Tabela 2, são apresentados os parâmetros dos termos $R_{i,comp(tp)}^h(z)$ adotados.

Tabela 2 – Parâmetros dos termos ressonantes adotados para o controlador do srAPF.

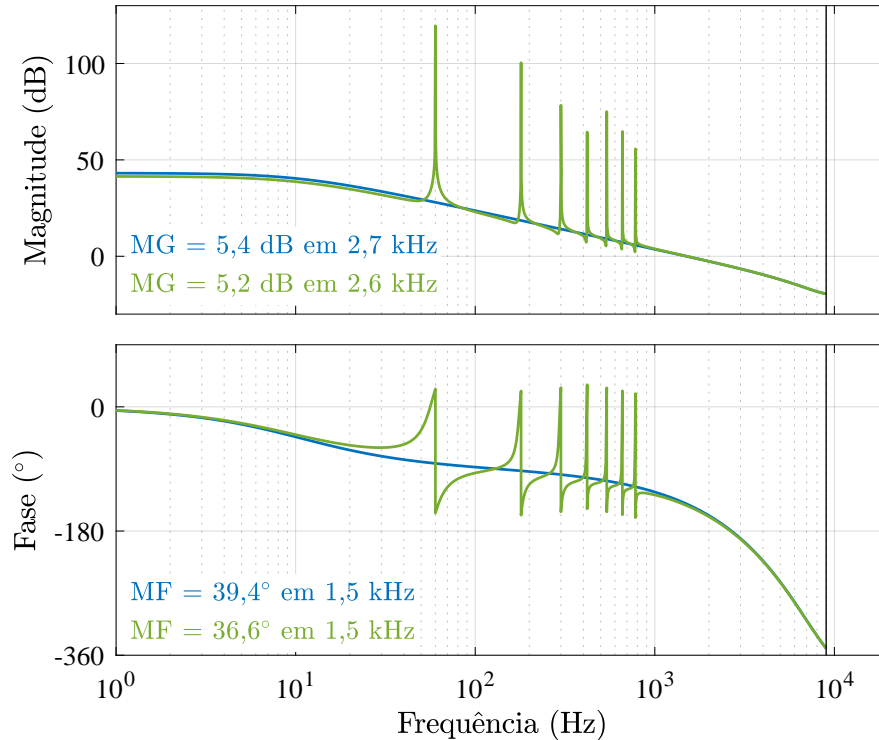
k_{ri}^h						
k_{ri}^1	k_{ri}^3	k_{ri}^5	k_{ri}^7	k_{ri}^9	k_{ri}^{11}	k_{ri}^{13}
4000	4000	4000	2000	2000	2000	2000
ϕ_i^h (rad)						
ϕ_i^1	ϕ_i^3	ϕ_i^5	ϕ_i^7	ϕ_i^9	ϕ_i^9	ϕ_i^{13}
$\pi/10$	$\pi/7$	$\pi/5$	$\pi/4$	$\pi/4$	$\pi/4$	$\pi/4$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os diagramas de Bode e Nyquist da FTMA controlada para malha de corrente são apresentados nas Figuras 24 e 25, respectivamente.

Pode-se observar na Figura 24 que as margens de ganho e de fase foram ligeiramente diferentes ao se inserir os termos ressonantes. Contudo, não há influência significativa na resposta dinâmica do sistema, uma vez que as frequências cruzamento por 0 dB são as mesmas. Além disso, é possível verificar, na Figura 25, que o índice η é minimamente inferior para o sistema com os termos $R_{h(tp)}^{comp}(z)$. Assim, é possível verificar que os índices MG, MF e η , para o sistema controlado, estão dentro das faixas estabelecidas nos critérios de projeto, validando, portanto, o

Figura 24 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da corrente i_{sr} controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pi} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em verde.



Fonte: Elaborada pelo autor.

controlador projetado.

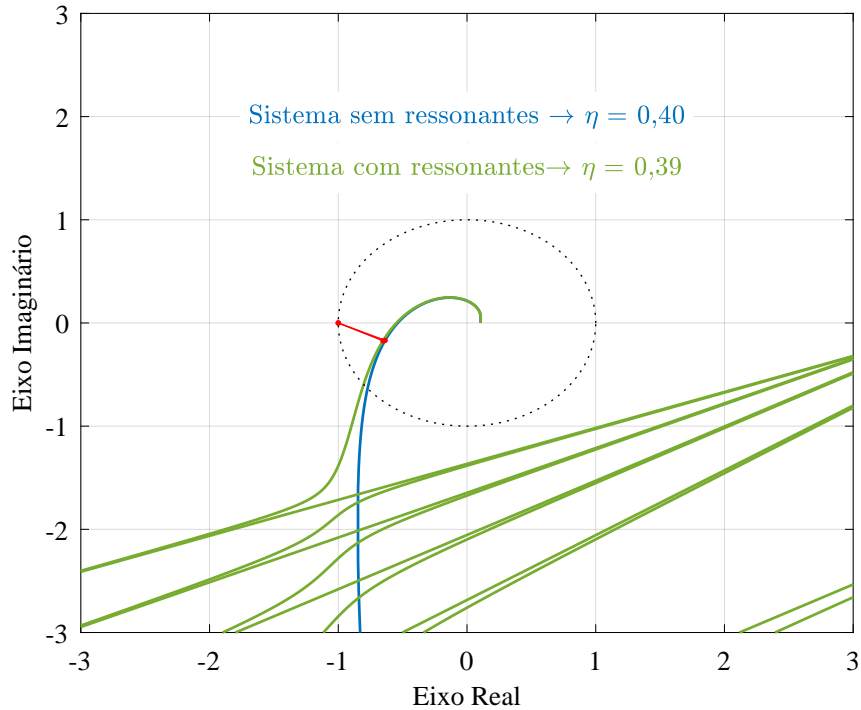
4.4.3.2 Projeto dos controladores da malha de tensão CC

O diagrama de blocos completo para esta malha de controle é apresentado na Figura 26a. É possível observar que tanto a malha interna, quanto o calculador de \vec{i}_{sr}^* são representados. Conforme apresentado na Seção 4.4.2.2, a potência \bar{p}_{cc} referente ao controle de v_{cc} é somada com a potência ativa média de carga (\bar{p}_l), com a potência resultante são calculadas às correntes de referência as quais serão controladas em malha fechada na malha interna. A corrente sintetizada pelo srAPF impõe a potência ativa necessária para suprir a carga e o barramento CC, assim, no diagrama de blocos, esta potência é obtida ao multiplicar a corrente de saída da malha interna por v_s^{+1} .

Tendo em vista que a malha interna é muito mais rápida do que a externa, e que as operações apresentadas no diagrama de blocos da Figura 26a não apresentam dinâmica, pode-se desprezar estes blocos para o projeto do controlador de v_{cc} . Assim, a sintonia dos ganhos de $C_{v_{cc}}(z)$ pode ser realizada com base no diagrama simplificado, apresentado na Figura 26b.

O projeto deste controlador é feito pela aproximação da resposta em frequência no plano

Figura 25 – Diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta da corrente i_{sr} controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pi} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em verde.



Fonte: Elaborada pelo autor.

w (OGATA, 1995). Este plano representa um domínio auxiliar ao domínio s no qual os efeitos da implementação digital (discretização e atraso computacional) são introduzidos e pode-se utilizar a mesma metodologia de resposta em frequência do domínio s para o projetar os controladores. A implementação desta técnica dá-se da seguinte maneira:

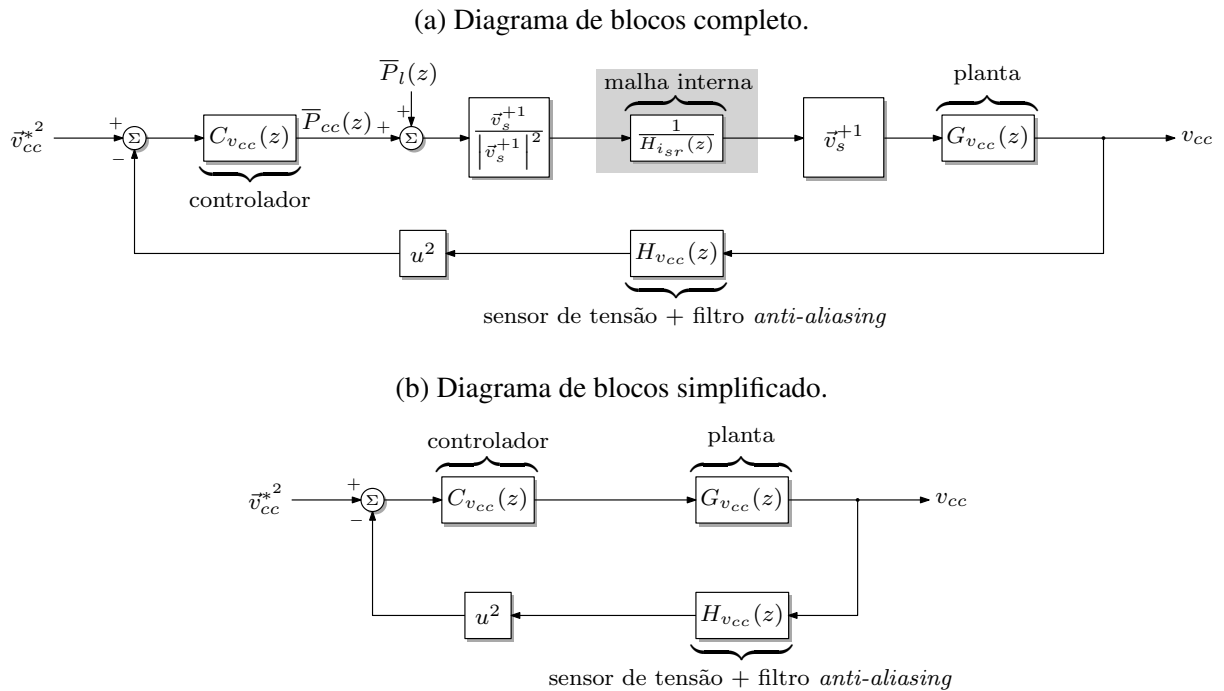
- Inicialmente, a planta completa $P_{v_{cc}}(s) = G_{v_{cc}}(s)H_{v_{cc}}(s)$ é discretizada utilizando a discretização por ZOH, o que resulta em $P_{v_{cc}}(z) = G_{v_{cc}}(z)H_{v_{cc}}(z)$. Neste caso o efeito do atraso computacional não é considerado, pois o chaveamento ocorre na malha interna.
- Em seguida, a planta $P_{v_{cc}}(z)$ é convertida para o domínio w auxiliar através da transformação bilinear (Transformação de *Tustin*) dada por

$$z = \frac{1 + (T_{amost}/2)w}{1 - (T_{amost}/2)w}, \quad (4.38)$$

obtendo-se $P_{v_{cc}}(w)$.

- O controlador $C_{v_{cc}}(w)$ é então projetado no domínio w pelo mesmo método de resposta em frequência do domínio s utilizando $P_{v_{cc}}(w)$ como a FTMA do sistema.

Figura 26 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- Por fim, o controlador projetado é convertido para o domínio z através da transformada inversa de w para z , definida por

$$w = \frac{2z - 1}{Tz + 1}. \quad (4.39)$$

O resultado é a função de transferência do controlador de v_{cc} no domínio z ($C_{v_{cc}}(z)$) que deve ser implementado na malha de controle.

Conforme descrito anteriormente, a malha de controle da tensão do barramento CC deve ser lenta o suficiente para ocasionar não só o desacoplamento entre as dinâmicas das malhas, como também a rejeição à oscilação natural de 360 Hz da tensão v_{cc} , tendo em vista que o sistema é trifásico a três fios. Assim, a frequência de cruzamento por 0 dB escolhida para esta malha é de $f_{c_{v_{cc}}} = 6$ Hz. Além disso, os índices $MG \leq 3$ dB e $MF \leq 30^\circ$ são adotados como especificações de projeto.

Sendo a tensão v_{cc} é um sinal CC, um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é suficiente para garantir erro nulo em regime permanente, e, por isto, é adotado para realizar o controle desta malha.

A FTMA no domínio w é obtida, com base no diagrama da Figura 26b, da seguinte

forma

$$\begin{aligned}
 \text{FTMA}_{v_{cc}}(s) &= G_{v_{cc}}(s)H_{v_{cc}}(s) = \frac{1,206 \cdot 10^5}{0,007s^2 + 422,2s}, \\
 \text{FTMA}_{v_{cc}}(z) &= \text{ZOH} \{G_{v_{cc}}(s)H_{v_{cc}}(s)\} = \frac{0,01035z + 0,003889}{z^2 + 1,043z + 0,04321}, \\
 \text{FTMA}_{v_{cc}}(w) &= \text{FTMA}_{v_{cc}}(z) \left[z \rightarrow \left(\frac{1 + (T_{\text{amost}}/2)w}{1 - (T_{\text{amost}}/2)w} \right) \right] \\
 &= \frac{-0,003096s^2 - 143,2s + 1,006 \cdot 10^7}{s^2 + 3,522 \cdot 10^4 s}. \tag{4.40}
 \end{aligned}$$

É possível observar no diagrama de Bode de $\text{FTMA}_{v_{cc}}(w)$, apresentado na Figura 27a, que a margem de fase do sistema não-compensado é $MF = 89,3^\circ$ em 45,5 Hz. A função de transferência de um controlador PI sem o ganho proporcional, dada por

$$C_{v_{cc} s/k_p}(w) = \frac{w + z_{v_{cc}}}{w}, \tag{4.41}$$

é introduzida no sistema. O zero, $z_{v_{cc}}$, é alocado na frequência $2\pi \cdot 2$ rad/s com o intuito de contrapor o efeito do pólo na origem do controlador. A resposta em frequência desta configuração, sem o ganho proporcional, é apresentada na Figura 27b. Pode-se observar que a frequência de cruzamento por 0 dB ainda mantém-se em 45,5 Hz, não atendendo ao critério de projeto estabelecido ($f_{c_{v_{cc}}} = 6$ Hz). Assim, um ganho proporcional, $k_{pv_{cc}}$, é sintonizado para alcançar a $f_{c_{v_{cc}}}$ desejada.

O controlador resultante possui a seguinte função de transferência:

$$C_{v_{cc}}(w) = 0,1252 \frac{w + 12,57}{w}. \tag{4.42}$$

A resposta em frequência da FTMA controlada é apresentada na Figura 27c. A margem de fase do sistema resultante foi $MF = 71,5^\circ$, sendo, portanto, adequada às especificações de projeto.

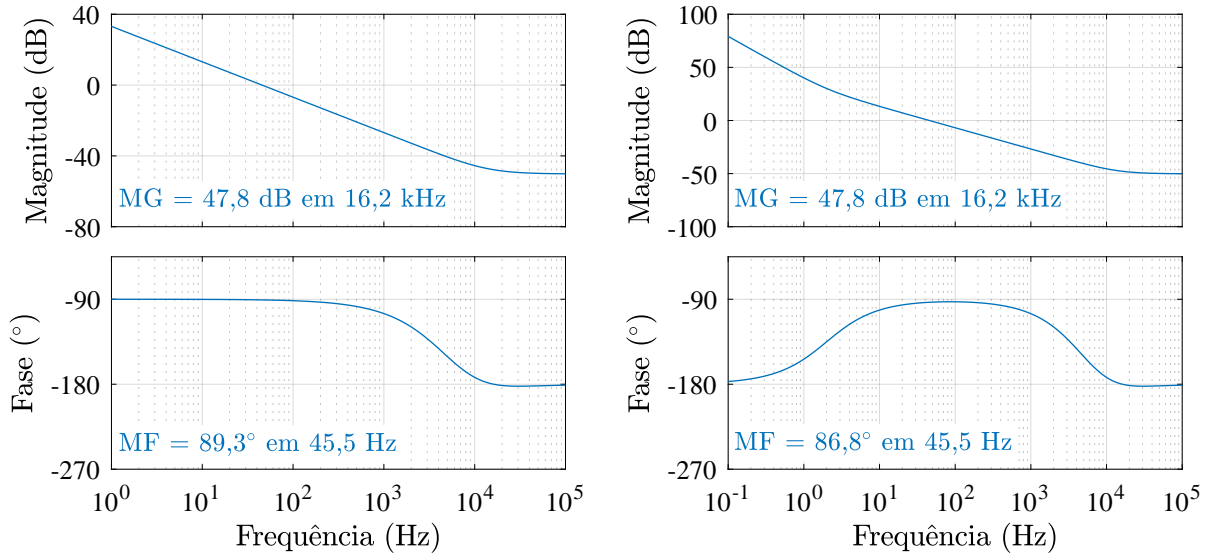
Vale salientar que o controlador discreto $C_{v_{cc}}(z)$, obtido através da transformação inversa de *Tustin*, é implementado com uma ação *anti-windup* para limitar a ação integral. Desta forma, o controlador é implementado como apresentado na Figura 28, sendo o ganho proporcional $k_{pv_{cc}} = 0,1252$ e o ganho integral $k_{iv_{cc}} = 1,573$. Os limites do saturador são escolhidos de forma a delimitar a máxima variação de potência que o sistema deve processar para controlar a tensão do barramento CC. O bloco comparador possibilita a atuação da ação integral se os sinais \bar{p}'_{cc} e \bar{p}_{cc} forem iguais, caso contrário, esta ação é retirada de operação até que a ação de controle não esteja mais saturada.

4.5 CONTROLE DO APF SHUNT

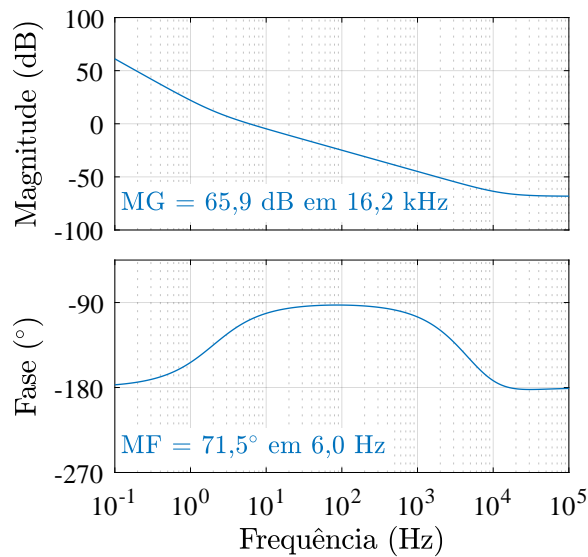
O APF shunt do iUPQC funciona como um VSI controlado em tensão, uma vez que este conversor deve ser capaz de impor uma tensão senoidal de baixa THD ao barramento CA de carga. O circuito de potência deste APF é ilustrado na Figura 29.

Figura 27 – Diagramas de Bode para o projeto do controlador de v_{cc}

- (a) Diagrama de bode de $FTMA_{v_{cc}}(w)$ não-compensada. (b) Diagrama de bode de $FTMA_{v_{cc}}(w)$ com controle PI sem ganho proporcional.

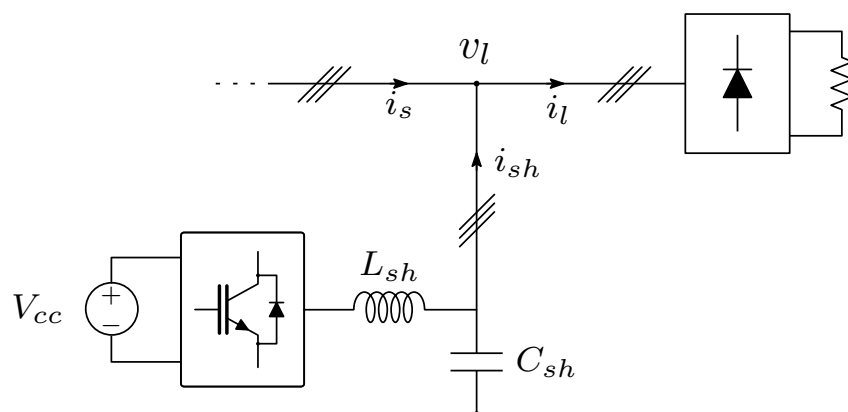


- (c) Diagrama de bode de $FTMA_{v_{cc}}(w)$ controlada.



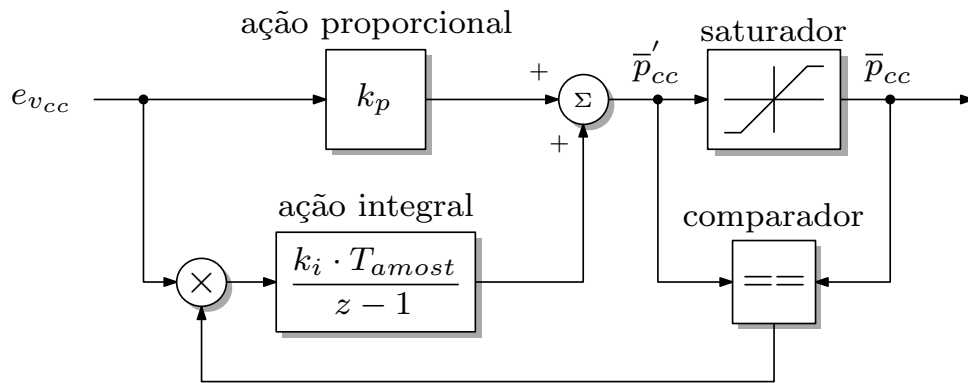
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 29 – Diagrama simplificado do shAPF



Fonte: Próprio autor.

Figura 28 – Estrutura do controlador da tensão v_{cc} .



Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível observar que a carga está conectada diretamente à saída do CP. Portanto, para impor a tensão desejada na carga, basta realizar o controle convencional da tensão de saída de um VSI trifásico.

O controle da tensão de saída de um VSI pode ser realizado por diferentes técnicas de controle. Neste trabalho optou-se por utilizar a técnica de controle em cascata, a qual é amplamente empregada e difundida na literatura (CITAR REFERÊNCIAS). Esta técnica, também conhecida como *multi-loop control* (BUSO; MATTAVELLI, 2015), utiliza duas malhas de controle, uma interna de controle de corrente e outra externa de controle de tensão.

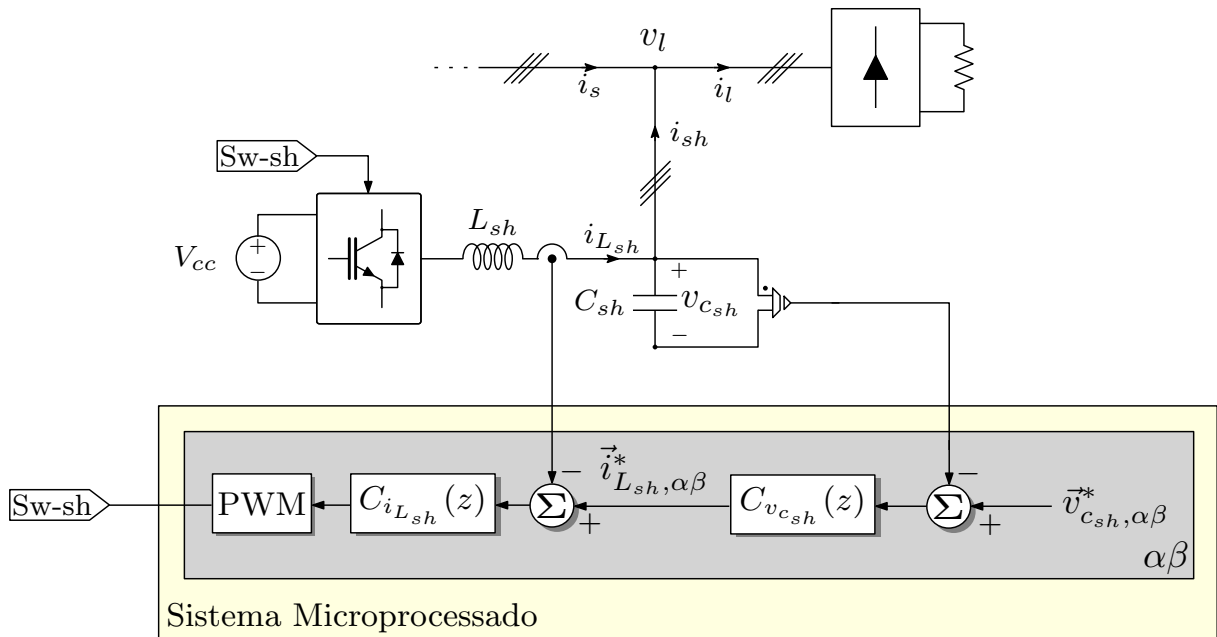
Na malha interna é realizado o controle da corrente do indutor de saída do conversor. Esta malha é automaticamente regulada pela malha externa de controle de tensão, na qual é realizado o controle da tensão sobre o capacitor do filtro de saída. Na Figura 30 é apresentado um diagrama esquemático desta técnica de controle.

4.5.1 Estratégia de Geração de Referências do APF Shunt

De acordo com os princípios de funcionamento do iUPQC, a tensão no barramento de carga não deve ter distorções e possuir valor eficaz próximo ou igual ao valor nominal da tensão da rede. Por isso, a forma de onda da tensão de referência v_l^* é puramente senoidal. Contudo, existem, na literatura, diferentes possibilidades para a escolha do valor da amplitude de v_l (AZEVEDO et al., 2015). Dentre essas possibilidades, pode-se destacar as seguintes: impor um valor fixo igual à amplitude nominal da tensão da rede; ou impor o valor da tensão de pré-falta do PCC.

No primeiro caso, a tensão de carga será, quase sempre, um pouco maior do que a do PCC, uma vez que esta última dificilmente alcança o seu valor nominal. Desta forma, uma tensão diferencial surgirá nos terminais dos transformadores de conexão fazendo com que o srAPF esteja sempre fornecendo uma pequena parcela de potência. Em um DVR tradicional, esta potência descarregaria continuamente o barramento CC, reduzindo a sua tensão. Contudo, em

Figura 30 – Diagrama da simplificado da estratégia de controle do shAPF.



Fonte: Próprio autor.

um iUPQC este problema não acontece, uma vez que a parcela da potência ativa fornecida pelo srAPF é absorvida pelo shAPF.

Da segunda maneira, permite-se que v_l varie em conformidade com v_s enquanto esta se encontrar dentro dos limites permitidos por norma. Caso ocorra uma variação instantânea da tensão da rede, a tensão de carga deve ser mantida no valor nominal. A vantagem desta estratégia em relação a primeira, é que nenhuma potência é processada nas situações em que v_s sofre apenas pequenos desvios do valor nominal.

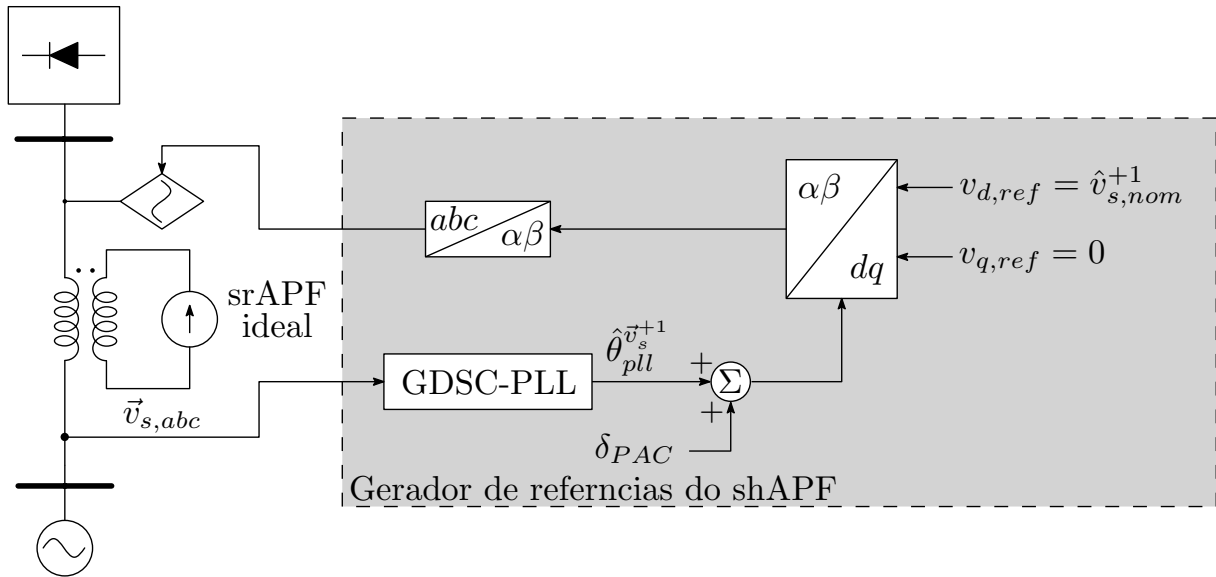
Neste trabalho a tensão de referência do iUPQC é imposta com amplitude constante. A potência ativa fornecida ou absorvida pelo srAPF para compensar a diferença entre v_l e v_s é, em regime, absorvida ou fornecida pelo shAPF, de forma que a tensão do barramento CC se mantenha controlada. Assim, o problema de redução desta tensão, citado anteriormente, não acontece para o iUPQC.

Tendo-se em vista a intenção de implantar o PAC como estratégia de controle do iUPQC, é importante que estratégia de geração de referências possibilite a imposição do ângulo δ entre as tensões de carga e rede.

Para se obter as especificações desejadas, a geração de v_l^* é feita por um sistema baseado no eixo de referência síncrono, comumente chamado de compensador SRF (SILVA, 2001), o qual é apresentado na Figura 31.

Como pode-se observar, esta estratégia é implementada no referencial dq . A tensão

Figura 31 – Estratégia de geração de referências de tensão para o controle do shAPF.



Fonte: Próprio autor.

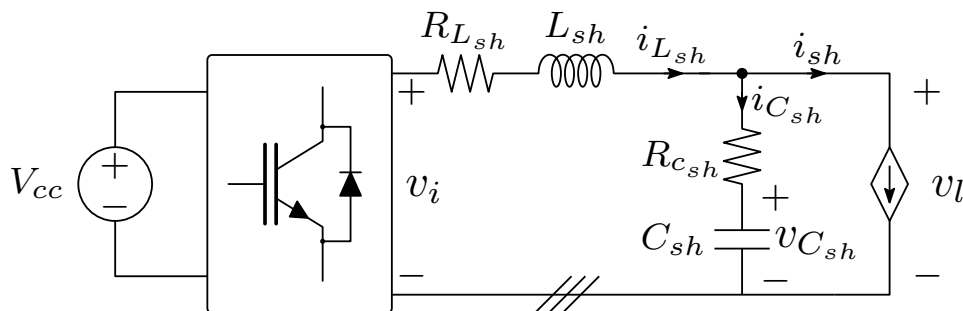
$V_{d,nom}$ é fixada no valor de pico nominal do sistema elétrico, $V_{q,nom}$ possui valor nulo, e o ângulo da transformada inversa $dq - \alpha\beta$ é composto pela soma do ângulo instantâneo da tensão v_s obtido pelo GDSC-PLL ($\hat{\theta}_{pll}$) com o ângulo δ calculado pelas equações do PAC.

4.5.2 Modelagem do APF Shunt

De acordo com o que foi descrito na seção 4.5, o shAPF é controlado por malhas de controle de tensão e corrente CA em cascata. Desta forma, torna-se preponderante a modelagem completa do filtro de saída do CP, visando obter as plantas de cada umas das malhas implantadas.

O diagrama unifilar completo do circuito utilizado para a modelagem é apresentado na Figura 32.

Figura 32 – Diagrama unifilar completo do circuito do shAPF.



Fonte: Próprio autor.

É pertinente observar que ao considerar a resistência intrínseca ao capacitor C_{sh} , a tensão

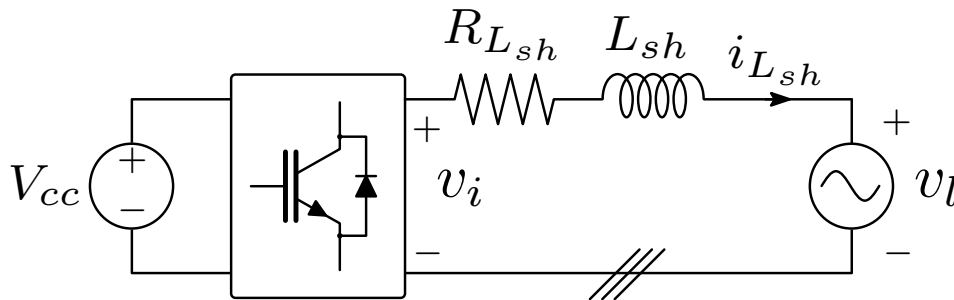
neste componente difere da tensão de carga v_l . Uma vez que há uma queda de tensão em $R_{C_{sh}}$ em virtude da corrente $i_{C_{sh}}$. Na prática, a resistência intrínseca ao capacitor é normalmente desprezível, entretanto, a existência de um resistor físico em série com C_{sh} , causaria uma diferença perceptível entre as tensões v_l e $v_{C_{sh}}$. Assim, optou-se por considerar $R_{C_{sh}}$ na modelagem com o objetivo de aproximar cada vez mais o modelo obtido à planta real.

4.5.2.1 Modelo da Malha Interna de Corrente

O modelo da planta referente à malha interna do APF shunt pode ser obtido por uma modelagem idêntica a que foi apresentada para a malha de corrente de corrente do APF série, exposta na Seção 4.4.2.1. A diferença entre as ambas as plantas consiste apenas na tensão de saída, a qual é dada pela tensão de carga v_l para o shAPF.

O diagrama unifilar do circuito a ser utilizado para a obtenção do modelo é apresentado na Figura 33.

Figura 33 – Diagrama unifilar completo do circuito do shAPF.



Fonte: Próprio autor.

Ao realizar o mesmo desenvolvimento matemático apresentado na Seção 4.4.2.1, chega-se a seguinte Equação para a corrente da malha interna no domínio de Laplace

$$\vec{I}_{L_{sh}}(s) = G_{i_{L_{sh}}}(s)(\vec{V}_i(s) - \vec{V}_l(s)), \quad (4.43)$$

em que

$$G_{i_{L_{sh}}}(s) = \frac{1}{L_{sh}} \frac{1}{\left(s + \frac{R_{sh}}{L_{sh}}\right)} \quad (4.44)$$

é a função de transferência equivalente à planta da malha interna de corrente. As tensões médias do inversor, v_{ik} , são as variáveis de controle, enquanto que as tensões $v_{l,k}$ se comportam, no modelo, como perturbações externas.

4.5.2.2 Modelo da Malha Externa de Tensão

Utilizando a notação de vetores espaciais e aplicando a lei de Kirchoff ao circuito da Figura 32, têm-se que

$$\vec{v}_l = R_{C_{sh}} \cdot \vec{i}_{C_{sh}} + \vec{v}_{C_{sh}}, \quad (4.45)$$

$$\vec{i}_{C_{sh}} = \vec{i}_{L_{sh}} - \vec{i}_{sh}, \quad (4.46)$$

e sendo o vetor tensão no capacitor, $\vec{v}_{C_{sh}}$, dado por

$$\vec{v}_{C_{sh}} = \frac{1}{C_{sh}} \int_t^{t+\Delta t} \vec{i}_{C_{sh}} dt. \quad (4.47)$$

Substituindo (4.46) e (4.47) em (4.45) obtêm-se

$$\vec{v}_l = R_{C_{sh}} (\vec{i}_{L_{sh}} - \vec{i}_{sh}) + \frac{1}{C_{sh}} \int_t^{t+\Delta t} (\vec{i}_{L_{sh}} - \vec{i}_{sh}) dt. \quad (4.48)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace à (4.48) e desenvolver matematicamente, chega-se

a

$$\begin{aligned} \vec{V}_l(s) &= R_{C_{sh}} (\vec{I}_{L_{sh}}(s) - \vec{I}_{sh}(s)) + \frac{1}{sC_{sh}} (\vec{I}_{L_{sh}}(s) - \vec{I}_{sh}(s)), \\ \vec{V}_l(s) &= \left(R_{C_{sh}} + \frac{1}{sC_{sh}} \right) \cdot (\vec{I}_{L_{sh}}(s) - \vec{I}_{sh}(s)), \\ \vec{V}_l(s) &= \left(\frac{R_{C_{sh}}C_{sh} + 1}{sC_{sh}} \right) \cdot (\vec{I}_{L_{sh}}(s) - \vec{I}_{sh}(s)). \end{aligned} \quad (4.49)$$

Onde a corrente $\vec{I}_{L_{sh}}$ é a variável de controle, uma vez que é controlada na malha interna, e a corrente \vec{I}_{sh} é tomada como uma perturbação do sistema.

Da Equação (4.49), pode-se afirmar que a função de transferência que modela a dinâmica da tensão saída (G_{v_l}) é dada por

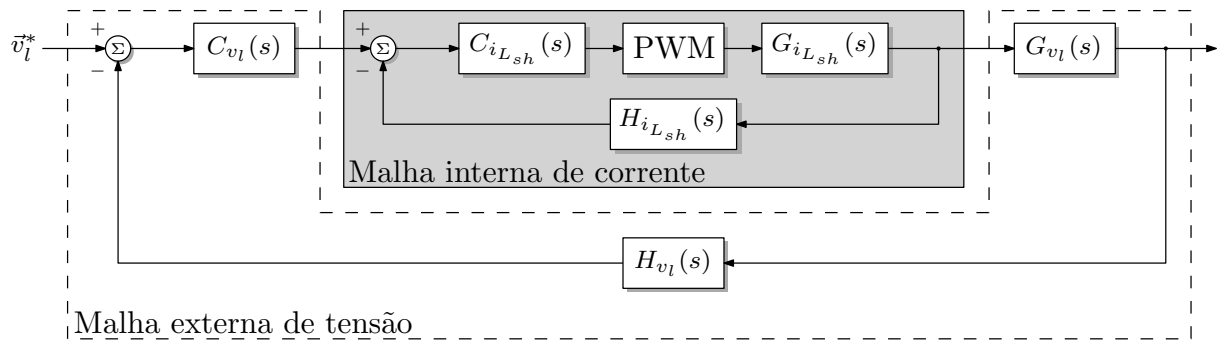
$$G_{v_l}(s) = \frac{R_{C_{sh}}C_{sh}s + 1}{sC_{sh}}. \quad (4.50)$$

4.5.3 Projeto dos Controladores do APF shunt

O diagrama de blocos simplificado do sistema de controle do shAPF é apresentado na Figura 34. Assim como no srAPF, os blocos $H_{i_{L_{sh}}}(s)$ e $H_{v_l}(s)$ representam as funções de transferência dos filtros *anti-aliasing* associadas aos ganhos dos sensores de cada uma das malhas. Os filtros são de 1ª e a mesma função de transferência apresentada na Equação 4.34.

De acordo com a modelagem da planta de tensão, apresentada na Seção 4.5.2.2, a corrente de saída do shAPF age como uma perturbação para o sistema. A imposição de uma

Figura 34 – Diagrama de blocos simplificado do controle do shAPF.



Fonte: Próprio autor.

tensão senoidal com baixa THD na saída torna-se uma tarefa complicada quando cargas não-lineares são conectadas ao sistema. Para rejeitar as perturbações harmônicas, é necessário que o controle designado possua ganho elevado nas frequências harmônicas da corrente i_{sh} . Essa característica pode ser alcançada ao projetar um controlador com alta banda de passagem e picos de ressonância nas frequências da perturbação.

Na prática, esta tarefa torna-se bastante difícil de ser realizada uma vez que a malha interna necessita ser muito mais rápida do que a externa e sua banda passante é limitada pela frequência de chaveamento do conversor. Assim, a frequência de chaveamento torna-se um fator limitante para a implantação de uma malha externa rápida, fato que prejudica a rejeição à perturbações de alta frequência.

Este problema pode ser superado ao se adotar um controlador *dead-beat* na malha interna, o qual garante uma resposta com atraso de apenas dois períodos de amostragem em regime permanente (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Desta maneira, é possível elevar a banda passante da malha externa garantindo o desacoplamento entre as malhas de controle.

Os parâmetros necessários para o projeto dos controladores do shAPF são apresentados na Tabela 3.

4.5.3.1 Projeto dos controladores da malha interna de corrente

Conforme especificado anteriormente, as malhas internas de corrente serão controladas por um controlador do tipo *dead-beat*. O diagrama de blocos detalhado para o controle desta malha é apresentado na Figura 35.

A função de transferência $H_{i_{L_{sh}}}(z)$ representa, de forma conjunta, o sensor, caracterizado por um ganho, e o filtro *anti-aliasing* característico da implementação digital. Pode-se observar que a tensão de saída $v_l(z)$ é realimentada como uma ação *feed-forward*, pois a mesma é parte importante da implementação do controlador *dead-beat* influenciando significativamente no seu desempenho.

Tabela 3 – Parâmetros necessário para o projeto dos controladores do shAPF.

Parâmetro	valor
Indutância do filtro de saída (L_{sh})	2,5635 mH*
Resistência do indutor ($R_{L_{sh}}$)	0,3075 Ω *
Capacitância do filtro de saída (C_{sh})	23 mF
Resistência do capacitor ($R_{C_{sh}}$)	2,2 Ω **
Ganhos dos sensores de corrente e tensão ($K_{H_{i_{L_{sh}}}}$) e ($K_{H_{v_l}}$)	1 V/A e 1 V/V
Frequência de amostragem (f_{amost})	19,2 kHz
Frequência de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> (f_{aa})	9,6 kHz***

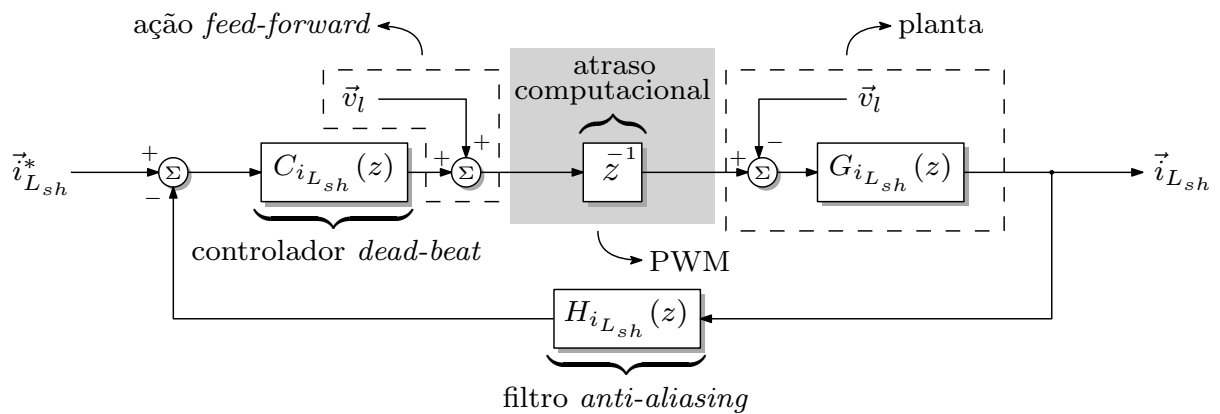
* valores obtidos através de ensaio do componente

** resistência colocada intencionalmente no circuito

*** escolhida de acordo com o critério de Nyquist ($f_{aa} = f_{amost}/2$)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 35 – Diagrama de blocos completo da malha interna de controle do shAPF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Usualmente o efeito dos filtros *anti-aliasing* utilizados na implementação digital não são levados em consideração na etapa de projeto de controladores lineares, uma vez que sua influência na resposta do sistema é baixa na faixa de frequências de interesse. Contudo, esses filtros fazem parte da planta a ser controlada podem vir a causar desvios na resposta desejada quando controladores *dead-beat* são empregados, tendo-se em vista que estes são bastante sensíveis a quaisquer variações no sistema, seja nos parâmetros ou na configuração da planta.

Nas mais diversas aplicações para controle de corrente, o controlador *dead-beat* é desenvolvido com base em uma abordagem física utilizando o circuito de saída do inversor (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Esta metodologia não leva em conta a influência dos filtros *anti-aliasing*. Desta forma, opta-se por desenvolver, neste trabalho, um controlador digital com resposta *dead-beat* através da abordagem apresentada por Golnaraghi e Kuo (2009).

Nesta abordagem, todos os pólos e zeros do sistema em malha fechada, exceto os zeros de amostragem, são compensados no controlador, de tal maneira que a resposta do sistema a um degrau atinja o valor desejado em um número mínimo de amostras (GOLNARAGHI; KUO, 2009). Na prática, o controlador digital com resposta *dead-beat* comporta-se de maneira similar ao *dead-beat* tradicional, ou seja, o valor desejado para a resposta ao degrau é alcançado após dois períodos de amostragem (BUSO; MATTAVELLI, 2015). A vantagem desta metodologia reside na possibilidade de se considerar a função de transferência dos filtros *anti-aliasing* no projeto, tornando o controlador projetado mais adequado à planta na sua totalidade.

Uma vez que o sinal de referência da malha de corrente é oscilatório, é possível observar que haverá um erro de regime permanente considerável na resposta da malha interna. Contudo, isto não apresenta-se como um grave problema para a tensão v_l imposta devido a existência da malha externa que garante baixo erro de regime.

Conforme descrito em (GOLNARAGHI; KUO, 2009), um sistema de controle cuja planta completa é descrita por

$$P(z^{-1}) = \frac{N(z^{-1})}{D(z^{-1})}, \quad (4.51)$$

pode ter uma resposta *dead-beat* para uma entrada em degrau se a função de transferência do controlador $G_c(z^{-1})$ for

$$G_c(z^{-1}) = \frac{D(z^{-1})}{N(1) - N(z^{-1})}, \quad (4.52)$$

onde $N(1)$ é o valor de $N(z^{-1})$ para $z^{-1} = 1$.

Para o projeto do controlador considerando todo o sistema apresentado na Figura 35, a função de transferência de $P(z^{-1})$ deve englobar as funções de transferência da planta física, do filtro *anti-aliasing* e do atraso computacional. Nesse caso, $P(z^{-1})$ é dada por

$$P(z^{-1}) = z^{-1} \cdot G_{i_{L_{sh}}}(z^{-1})H_{i_{L_{sh}}}(z^{-1}), \quad (4.53)$$

onde $G_{i_{L_{sh}}}(z^{-1})H_{i_{L_{sh}}}(z^{-1})$ é a FTMA da malha interna de corrente ($FTMA_{i_{L_{sh}}}(z^{-1})$).

A $FTMA_{i_{L_{sh}}}(z^{-1})$ pode ser obtida ao realizar a discretização do produto de $G_{i_{L_{sh}}}(s)$ por $H_{i_{L_{sh}}}(s)$ pelo método ZOH. A primeira função é apresentada na Equação (4.44) enquanto a segunda é definida por

$$H_{i_{L_{sh}}}(s) = \frac{2\pi f_{aa}}{s + 2\pi f_{aa}}. \quad (4.54)$$

Efetuada a discretização de $G_{i_{L_{sh}}}(s)H_{i_{L_{sh}}}(s)$ por ZOH, substituindo os parâmetros apresentados na Tabela 3 e aplicando o resultado à (4.53) chega-se à

$$P(z^{-1}) = \frac{0,01409z^{-2} + 0,005284z^{-3}}{1 - 1,037z^{-1} + 0,04294z^{-2}}. \quad (4.55)$$

Das Equações (4.51) e (4.55), tem-se que

$$N(z^{-1}) = 0,01409z^{-2} + 0,005284z^{-3}, \quad (4.56)$$

$$D(z^{-1}) = 1 - 1,037z^{-1} + 0,04294z^{-2}, \quad (4.57)$$

e

$$N(1) = 0,01937. \quad (4.58)$$

Substituindo as Equações (4.56), (4.57) e (4.58) em (4.52), chega-se à função de transferência do controlador da malha interna, dada por

$$C_{i_{L_{sh}}}(z^{-1}) = \frac{1 - 1,037z^{-1} + 0,04294z^{-2}}{0,01937 - 0,01409z^{-2} - 0,005284z^{-3}} \quad (4.59)$$

ou

$$C_{i_{L_{sh}}}(z) = \frac{z^3 - 1,037z^2 + 0,04294z}{0,01937z^3 - 0,01409z - 0,005284} \quad (4.60)$$

na forma convencional.

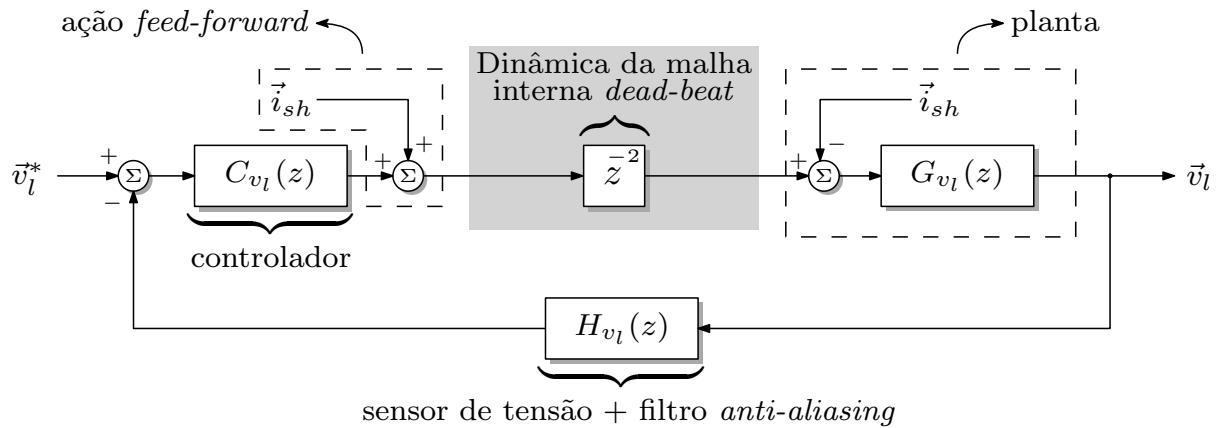
Assim, a mesma função de transferência do controlador com resposta *dead-beat*, dada pela Equação (4.60) é implementada nas malhas internas de controle de corrente de ambos os eixos do sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Vale ressaltar ainda que a implementação da ação *feed-forward*, dada pela soma das componentes da tensão \vec{v}_l a cada uma das malhas, é imprescindível para garantir o desempenho adequado dos controladores.

4.5.3.2 Projeto dos controladores da malha externa de tensão

O diagrama de blocos detalhado da malha externa é apresentado na Figura 36. Pode-se observar que a malha interna de corrente, controlada por uma ação *dead-beat*, é representada de maneira simplificada por um atraso referente à duas amostras, conforme estabelecido por (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

Conforme estabelecido na Seção 4.5.3, o controlador de cada uma malhas externas precisa ter alta-banda passante para garantir uma rápida resposta transitória. Tendo em vista que o sinal a ser imposto é uma tensão FFPS, necessita-se também de um elevado ganho na frequência fundamental para que o controle consiga impor a referência com baixo erro de regime permanente. Além disso, é necessário que o controle tenha ganhos elevados nas frequências harmônicas de i_{sh} para que esta perturbação seja devidamente rejeitada e não cause distorções tensão v_l .

Figura 36 – Diagrama de blocos completo da malha externa de controle do shAPF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para atender as especificações de controle estabelecidas anteriormente, optou-se por utilizar controladores PR nas malhas externas. Na configuração adotada para o PR, um termo ressonante na frequência fundamental é implementado visando garantir o seguimento da referência senoidal da tensão com baixo erro de regime. Ademais, são implementados termos ressonantes nas harmônicas de ordem $6k \pm 1$, para $k = 1, 2, 3$ e 4 (5^a , 7^a , 11^a , 13^a , 17^a , 19^a , 23^a e 25^a harmônicas), uma vez que pretende-se utilizar um retificador trifásico com uma resistência no lado CC como carga do sistema.

Tendo vista a similaridade de características, o projeto dos controladores é realizado através de mesma metodologia de resposta em frequência no domínio discreto utilizada para o projeto dos controladores de i_{sr} e apresentada na Seção 4.4.3.1. Para evitar múltiplos cruzamentos por 0 dB, a frequência de cruzamento escolhida para esta malha é $f_{c_{v_l}} = 1600 Hz$, uma vez que o último termo ressonante é implementado na 25^a harmônica, ou seja, $1500 Hz$. Em virtude da necessidade por rápida resposta dinâmica, baixo erro de regime permanente e alta capacidade de rejeição a distúrbios, adotar-se-á faixas menos restritivas para as margens de ganho e fase, bem como para o índice η . Desta forma, estabelece-se os seguintes critérios de projeto: $MG \geq 2$ dB, $MF \approx 30^\circ$ e $\eta \geq 0, 2$.

Tomando como base o diagrama de Figura 36, pode-se obter a FTMA discreta da tensão v_l da seguinte maneira

$$FTMA_{v_l}(z) = z^{-2}G_{v_l}(z)H_{v_l}(z), \quad (4.61)$$

onde o produto $G_{v_l}(z)H_{v_l}(z)$ é obtido através da discretização $G_{v_l}(s)H_{v_l}(s)$ por ZOH, e o termo z^{-2} representa a dinâmica da malha interna *dead-beat*.

A $FTMA_{v_l}(z)$ numérica é dada por

$$FTMA_{v_l}(z) = \frac{3,68z - 1,513}{z^4 - 1,043z^3 + 0,04321z^2}. \quad (4.62)$$

O ganho proporcional do controlador necessário para impor $f_{c_{v_l}} = 1600Hz$ à FTMA descrita em (4.62) é $k_{p_{v_l}} = 0,2004$.

Os termos ressonantes com compensação de atraso ($R_{v,comp}^h(s)$), apresentados na Equação (4.37), são implementados com o objetivo de evitar a instabilidade desta malha de controle face ao atraso duplo causado pelo controle da malha interna. Além disso, a discretização de *Tustin* com *prewarping* é utilizada na conversão dos termos $R_{v,comp}^h(s)$ para o domínio discreto, com o objetivo de garantir os picos de ressonância do controlador discreto na frequência desejada.

A sintonia dos ganhos k_{rv}^h e ângulos ϕ_v^h de cada termo $R_{v,comp(tp)}^h(z)$ adotado é realizada de forma a garantir um baixo erro de regime permanente e dinâmicas com baixo ou nenhum acoplamento entre termos ressonantes vizinhos. Além disso, os ângulos ϕ_v^h são escolhidos com o intuito de evitar o cruzamento da fase da FTMA controlada por -180° em frequências inferiores à $f_{c_{v_l}}$, esquivando-se de possíveis margem de ganho negativas. Os parâmetros dos termos ressonantes projetados são apresentados na Tabela 4.

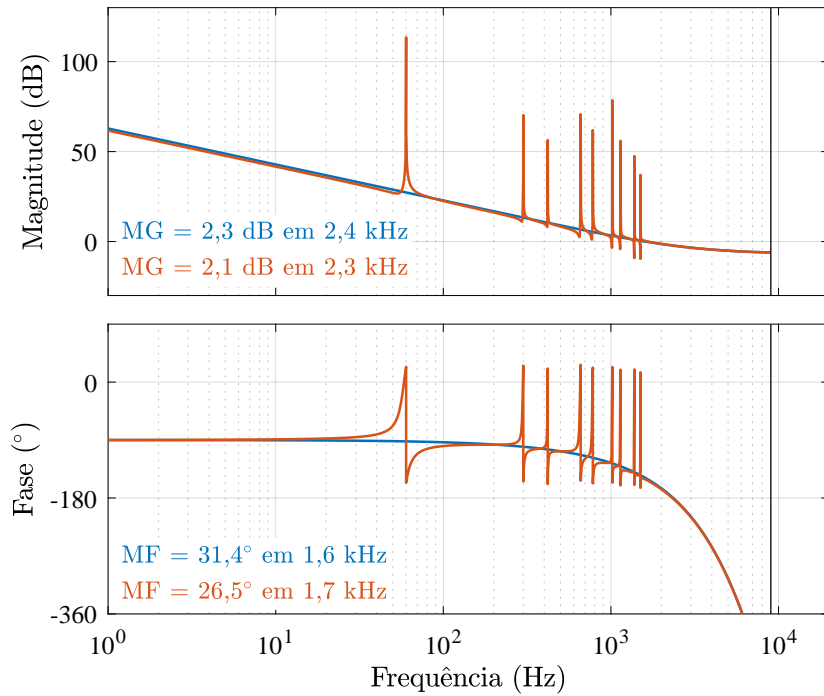
Tabela 4 – Parâmetros dos termos ressonantes adotados para o controlador do shAPF.

k_{rv}^h								
k_{rv}^1	k_{rv}^5	k_{rv}^7	k_{rv}^{11}	k_{rv}^{13}	k_{rv}^{17}	k_{rv}^{19}	k_{rv}^{23}	k_{rv}^{25}
10	8	4	20	20	10	10	5	5
ϕ_v^h ($^\circ$)								
ϕ_v^1	ϕ_v^5	ϕ_v^7	ϕ_v^{11}	ϕ_v^{13}	ϕ_v^{17}	ϕ_v^{19}	ϕ_v^{23}	ϕ_v^{25}
25,71	36	36	50	50	60	60	70	70

Fonte: Elaborada pelo autor.

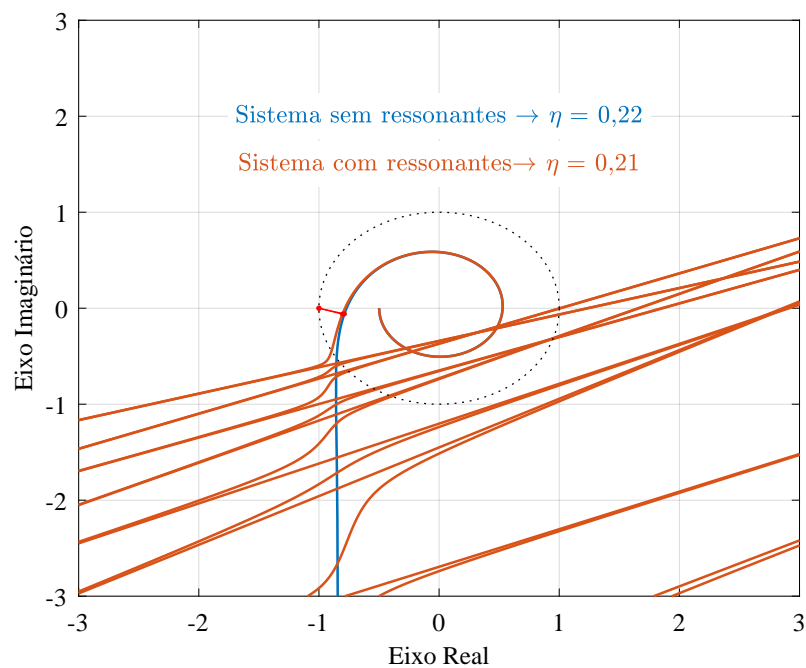
Os diagramas de Bode e Nyquist da FTMA controlada para a malha de tensão são apresentados nas Figuras 37 e 38, respectivamente. É possível nas Figuras que os parâmetros de MG , MF e η foram ligeiramente inferiores para o sistema completo, contudo, ainda apresentam-se dentro das faixas estabelecidas nos critérios de projeto, o que valida o controlador sintonizado.

Figura 37 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da corrente v_l controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pv} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em laranja.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 38 – Diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta da corrente v_l controlada. Apenas com o ganho proporcional k_{pv} em azul e com os termos ressonantes $R_{h(tp)}^{comp}$ em laranja.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5 RESULTADOS

Neste capítulo, são apresentados os resultados computacionais e experimentais obtidos para validar a teoria desenvolvida. Assim, diversos resultados de testes com as adaptações do PAC, incluindo a extensão proposta, são avaliados com o objetivo de realizar uma análise comparativa dos desempenhos de cada estratégia.

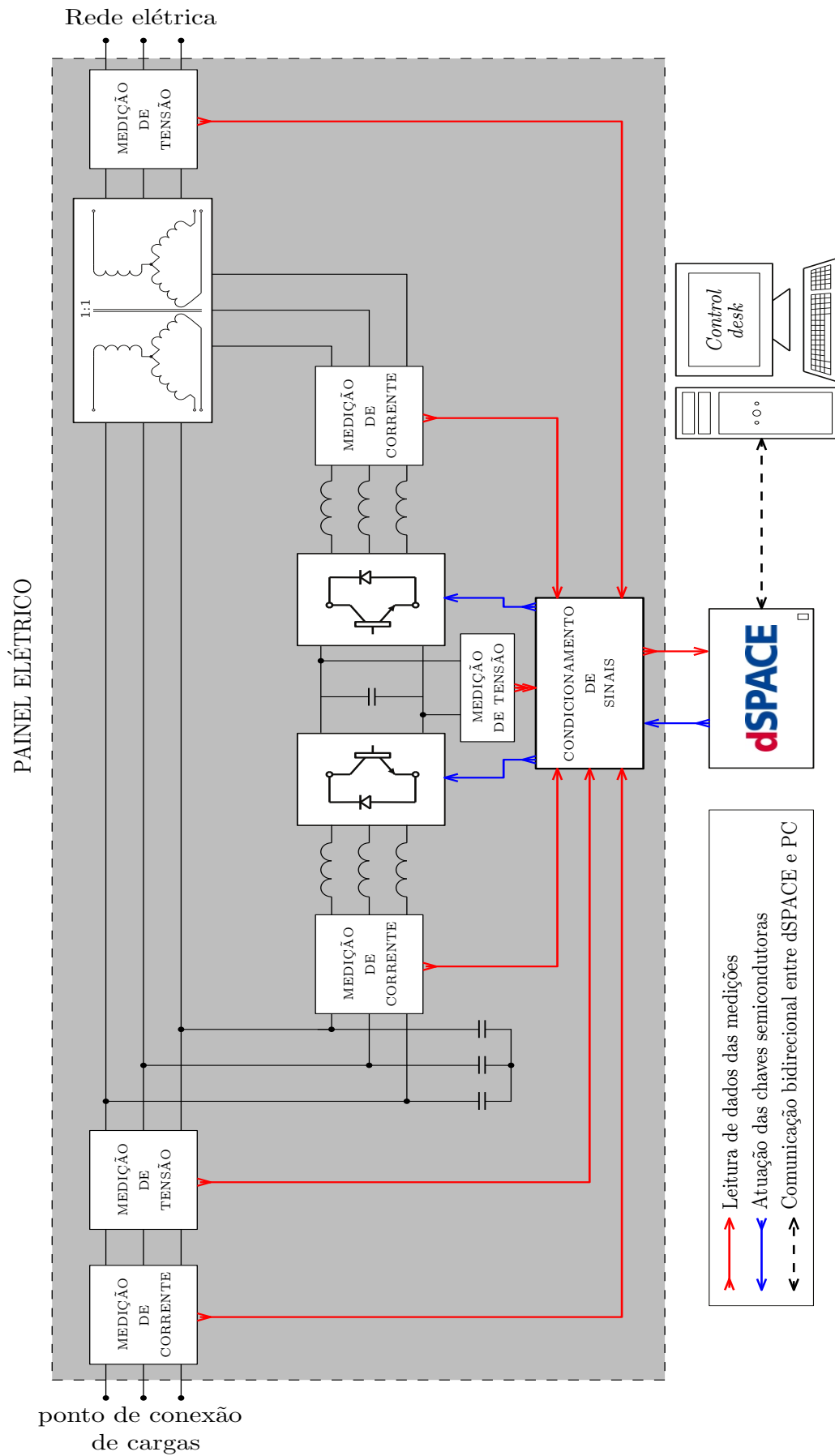
5.1 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

A extensão ao PAC proposta no Capítulo 3 e o controle projetado no Capítulo 4 foram validados utilizando tanto simulações computacionais, quanto um protótipo disponível no laboratório experimental do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE. Construtivamente, o protótipo consiste em dois inversores trifásicos conectados do lado CC em uma configuração *back-to-back*. Do lado CA, os inversores são conectados ao sistema em uma configuração série-paralela, ou seja, um dos inversores é conectado em série com a entrada e o outro é ligado em paralelo com a saída, caracterizando, assim, o *hardware* convencional do UPQC.

O diagrama trifilar do circuito de potência do protótipo é apresentado no Apêndice B. Do ponto de vista de sensoriamento, o protótipo é dotado de três placas de medição de corrente, cada uma com três sensores, onde duas delas são responsáveis por medir as correntes de saída de cada um dos inversores, e a terceira efetua a medição das correntes de carga. Além disso, existem duas placas de medição de tensão, cada uma com quatro sensores, responsáveis por medir as tensões de fase da rede e da carga. Os sensores adicionais de tensão são utilizados para medir as tensões do barramento CC, um deles para sensoriar a tensão completa e outro para sensoriar a tensão de meio barramento.

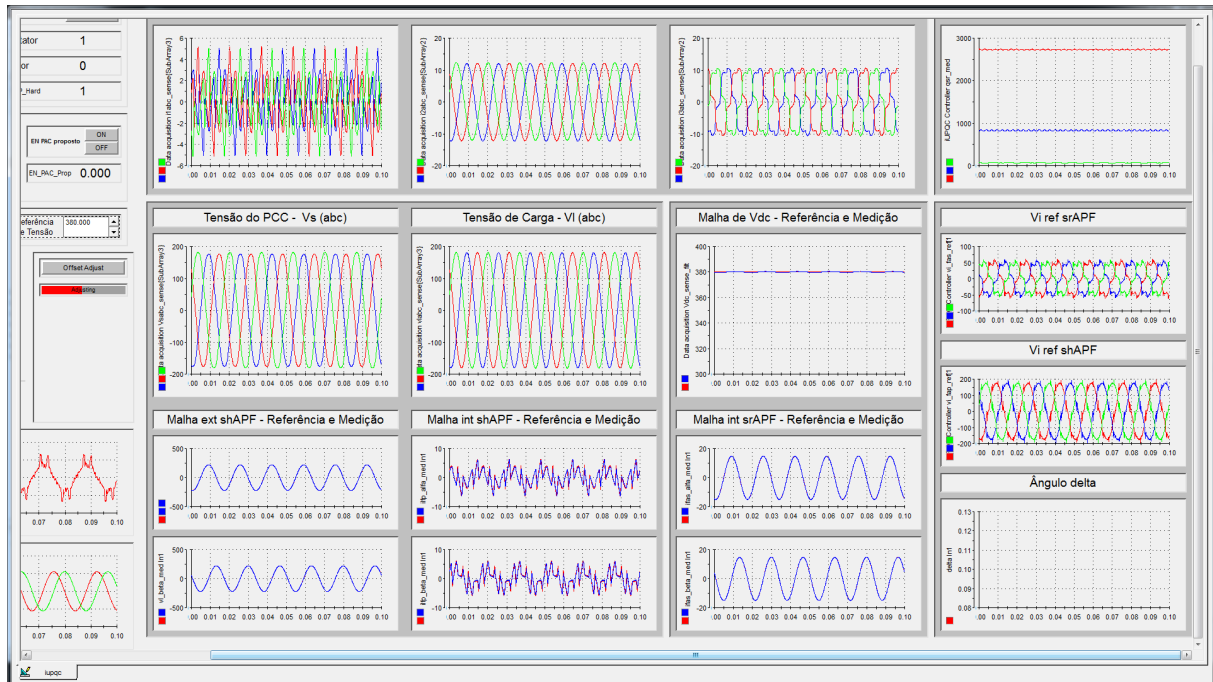
A montagem experimental é controlada de maneira digital através de um dSPACE, conforme esquematizado na Figura 39. Assim, as grandezas auferidas pelos sensores são enviadas a uma placa de condicionamento de sinais, que pré-processa as informações analógicas e às envia para o dSPACE. O algoritmo de controle é implementado em Simulink e gravado no dSPACE, o qual processa as variáveis medidas, realiza os cálculos do algoritmo de controle, e retorna ao protótipo os pulsos de gatilho das chaves semicondutoras de cada um dos inversores. Esse processo ocorre em tempo real, e pode ser observado em um computador através do *software* ControlDesk. Nesse *software*, é possível observar e armazenar qualquer variável de medição ou de controle, bem como alterar dinamicamente certos parâmetros do sistema de controle em tempo real. A interface do ControlDesk para o sistema em operação é apresentada na Figura 40.

Figura 39 – Diagrama Esquemático da Bancada Experimental.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 40 – Interface do ControlDesk.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na 41 é apresentado a bancada experimental utilizada para a obtenção experimental dos resultados deste trabalho. Os parâmetros do circuito físico do protótipo e as principais grandezas referentes ao chaveamento e à implementação digital do sistema de controle são apresentados nas Tabelas 5 e 6, respectivamente.

Tabela 5 – Parâmetros do protótipo experimental.

Rede	Trafos	Filtro do srAPF		Filtro do srAPF				Barramento CC
$V_r(ff)$ (V_{RMS})	L_{tc} ¹ (mH)	L_{sr} ¹ (mH)	R_{Lsr} ¹ (m Ω)	L_{sh} ¹ (mH)	R_{Lsh} ¹ (m Ω)	C_{sh} ¹ (μ F)	R_{Csh} ² (Ω)	C_b (mF)
220	1,48	2,56	307,5	2,87	408,7	25,2	2,2	7

¹ Parâmetros obtidos a partir de ensaios experimentais.

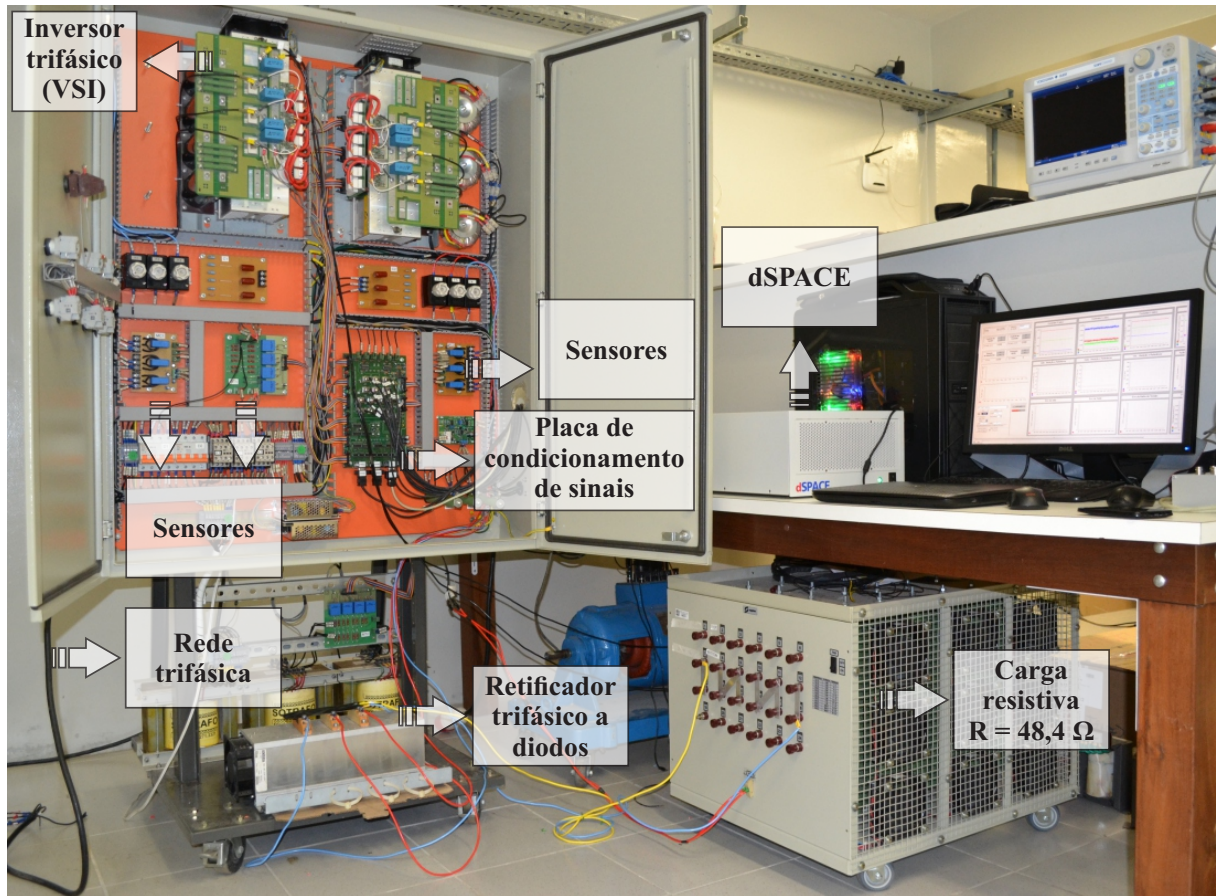
² Resistor físico intencionalmente colocado para promover amortecimento passivo.

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO CONTROLE PROJETADO VIA SIMULAÇÃO

A avaliação de desempenho na compensação dos distúrbios é uma etapa muito importante para a validação de um sistema de controle projetado. Essa verificação deve ser inicialmente feita através de simulações computacionais, com intuito de observar não só a atuação eficaz do controle na imposição das referências, como também a sua capacidade de compensação

Figura 41 – Protótipo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 6 – Parâmetros relativos ao chaveamento e à implementação digital do sistema de controle.

Chaveamento	Amostragem	Filtros <i>anti-aliasing</i>
f_{chav} (kHz)	f_{amost} (kHz)	f_{aa} (kHz)
19,2	19,2	5,1

Fonte: Elaborada pelo autor.

e rejeição à distúrbios e estabilidade em regime permanente. Para isso, foi implementada a simulação computacional de um iUPQC na ferramenta Simulink do Matlab R2017b.

Tendo em vista a precisa reprodução do *hardware*, os parâmetros dos filtros passivos utilizados em simulação são os mesmos do protótipo, apresentados nas Tabelas 5 e 6. Uma pequena diferença entre ambos os sistemas reside nos filtros *anti-aliasing* utilizados, que, em simulação, possuem uma frequência de corte igual à metade da frequência de chaveamento, ou seja, $f_{aa} = 9,6 \text{ kHz}$. Fato este que permite uma maior banda de controle, além de atender ao critério de amostragem de Nyquist.

Além disso, optou-se por realizar a simulação em um nível de tensão diferente do utilizado na montagem, até mesmo para avaliar o desempenho do controle em outros níveis operacionais. Assim, foi utilizado o nível de $V_{ff} = 380 V_{RMS}$ como tensão de operação do sistema simulação. Para avaliar o desempenho do controle foi utilizada uma carga puramente não-linear cujos parâmetros são apresentados à seguir:

- Retificador à diodos trifásico com indutância de comutação $L_{com} = 1\text{mH}$ e resistência do lado CC, $R_{cc} = 36\Omega$.

As correntes do sistema ao atingir a condição de regime permanente são apresentadas na Figura 42. Os valores de THD para cada uma das correntes de carga apresentadas na Figura 42a são exibidos na Tabela 7.

Tabela 7 – Simulação - Valores de THD das correntes de carga.

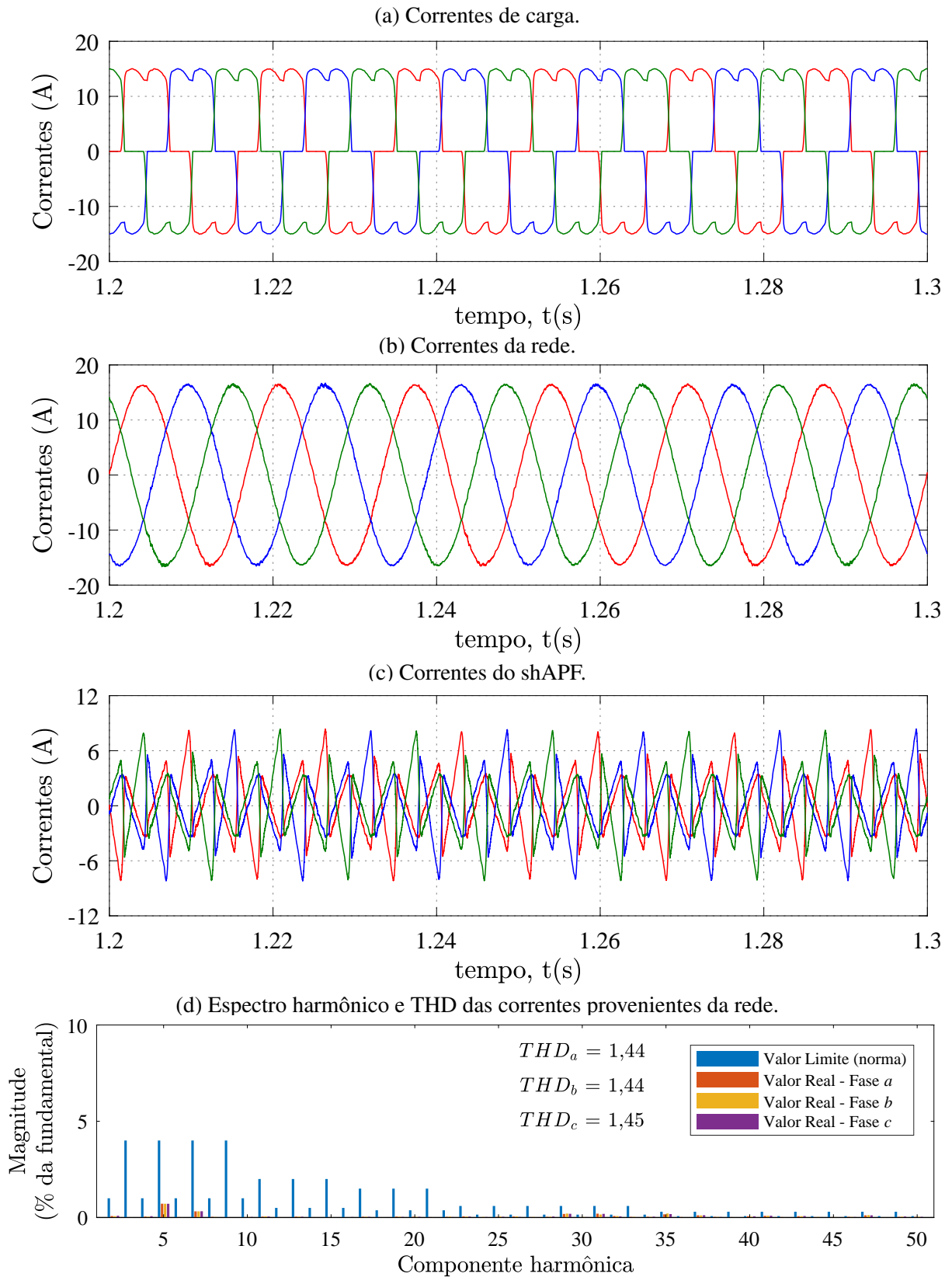
fase a (%)	fase b (%)	fase c (%)
27,47	27,47	27,48

Fonte: Elaborada pelo autor.

Pode-se observar que as correntes da rede (Figura 42b) possuem um formato aproximadamente senoidal, indicando que a compensação dos harmônicos da corrente de carga (Figura 42a) foi efetivamente realizada pelo shAPF, cuja corrente é apresentada na Figura 42c.

Para uma análise quantitativa da compensação, o espectro harmônico da corrente da rede foi extraído e comparado com os parâmetros estabelecidos na norma IEEE 519 (IEEE, 1993). Conforme apresentado na Figura 42d, pode-se observar que as três fases apresentaram uma baixa taxa de THD, bem inferior dos 5, % previstos na norma, e, além disso, a taxa individual de cada um dos harmônicos se manteve abaixo dos valores de referência da norma.

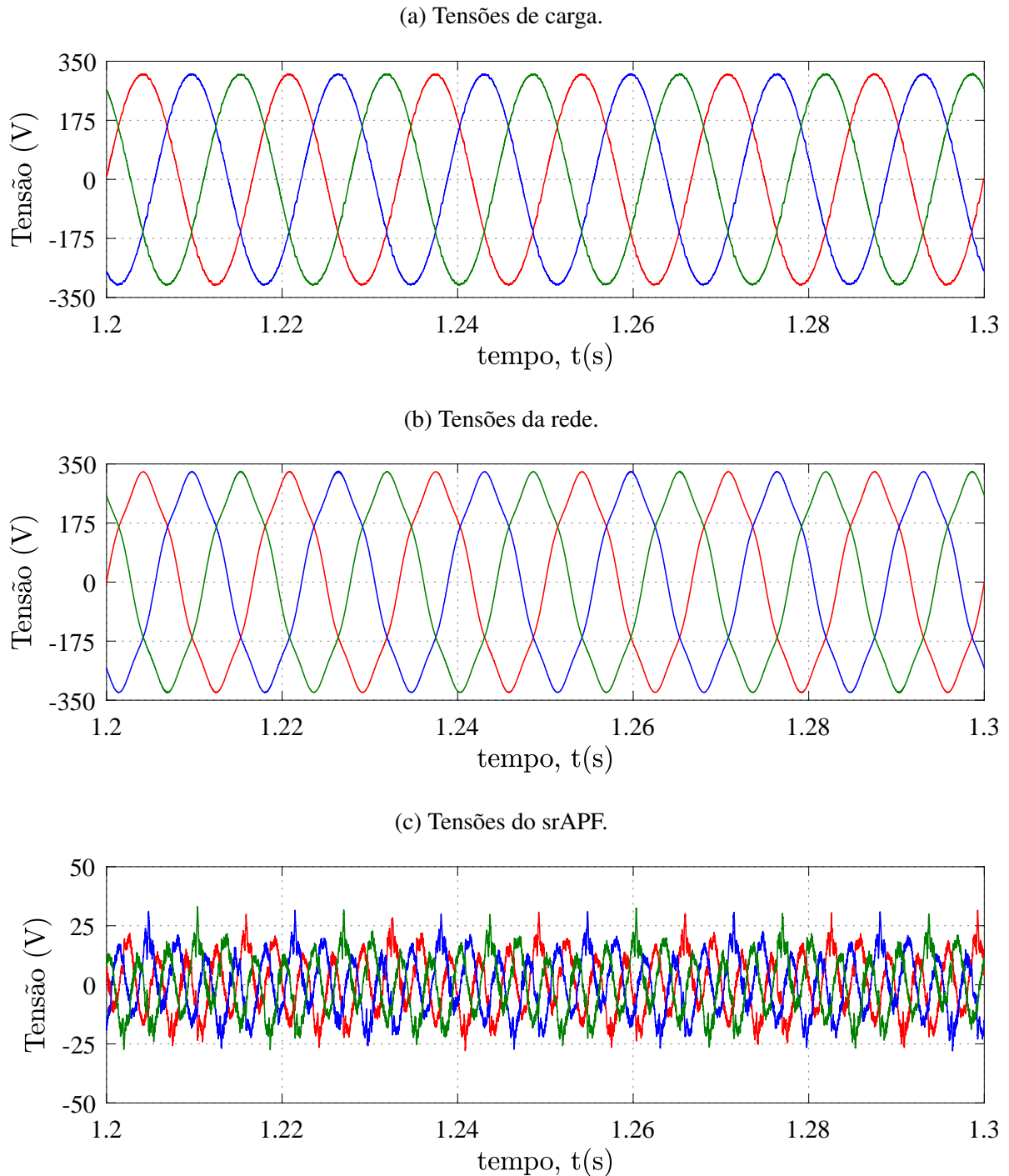
Figura 42 – Simulação - Correntes do sistema em operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As tensões de cada ponto são apresentadas na Figura 43. Para avaliar a compensação dos harmônicos, foi inserido na tensão da rede (Figura 43b) uma distorção de 5ª harmônica com magnitude igual à 5, % da FFPS, resultando em uma tensão com THD total de 5, %.

Figura 43 – Simulação - Tensões do sistema em operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 43a são apresentadas as tensões da carga. É possível observar distorções bastante sutis em seu formato, muito em função da corrente altamente distorcida fornecida pelo

shAPF, a qual atua como uma perturbação no controle da tensão. Contudo, pode-se observar na Figura 43c que as componentes de 5^a presentes na tensão da rede ficam retidas nos terminais dos transformadores de conexão do srAPF, sendo, portanto, indiretamente compensadas por esse APF.

As taxas de THD totais de cada uma das fases da tensão de carga são apresentadas na Tabela 8. Nota-se que as tensões sintetizadas pelo shAPF possuem uma baixa THD, se adequando, com folga, ao limite de 3, % estabelecido na norma IEEE 519 (IEEE, 1993) para o nível de tensão inferior à 69kV.

Tabela 8 – Simulação - Valores de THD das tensões de carga.

fase a (%)	fase b (%)	fase c (%)
0,90	0,89	0,91

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2.1 Análise da inicialização do condicionador

Na estratégia convencional, é possível carregar a tensão do barramento CC unicamente pelo shAPF, o que possibilita a inicialização sequencial de cada um dos APFs. Inicialmente, o shAPF é inserido no sistema e os controle de tensão e de corrente são ativados com o objetivo de controlar a tensão CC no seu valor de referência. Em seguida o srAPF é introduzido no sistema, através da retirada do *by-pass*, e o seu controle é habilitado, compondo assim o controle completo do UPQC.

Já a inicialização da configuração dual, o iUPQC, demanda bastante cuidado e entendimento do controle projetado, tendo em vista que não é possível a realizar operação isolada dos conversores. Uma rotina de inicialização com o sistema já operando em carga foi desenvolvida com o objetivo de efetuar toda a pré-carga do iUPQC e garantir, ao mesmo tempo, as condições necessárias à operação da carga.

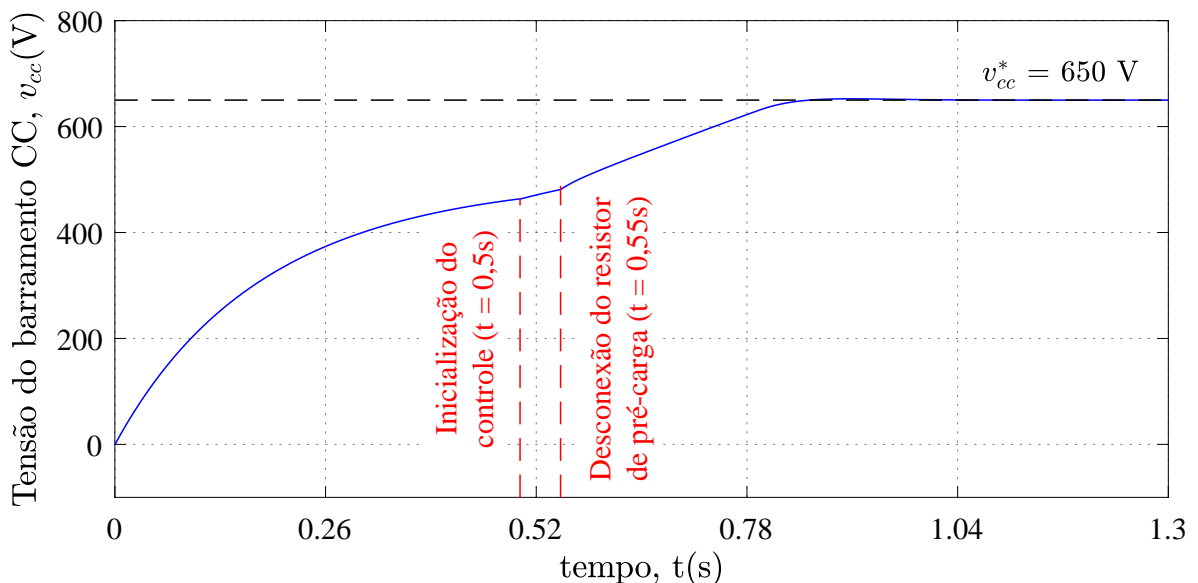
A rotina de pré-carga prevista para o sistema seguiu os seguintes passos:

- Inicialmente, em $t < 0$ s a carga estava sendo alimentada pelo sistema, através do *by-pass* realizado nos transformadores de acoplamento, e o shAPF estava desconectado do sistema.
- Em $t = 0$ s o APF shunt é conectado ao sistema com o controle desabilitado. Assim, conforme apresentado na Figura 44, o barramento CC começa a ser carregado pelo sistema, e isso ocorre através dos diodos que ficam em anti-parallel com as chaves do shAPF. A resistência de pré-carga utilizada na simulação foi de $R_{pc} = 15 \Omega$, tendo em vista que um valor maior ocasionaria uma demora bem mais acentuada na elevação da tensão CC, o que tornaria a simulação de sobremaneira demorada.

- Com o decorrer o tempo a tensão do barramento CC elevou-se até atingir o valor de 465 V no tempo $t = 0,5 s$. Nesse instante, todo o controle é habilitado e o *by-pass* dos TCs do srAPF é aberto. Assim, os dois inversores passam a ser comandados pelo sistema de controle.
- Em $t = 0,55 s$ é aplicado um *by-pass* aos resistores de pré-carga, estabelecendo, assim, a configuração original do iUPQC. Desse instante em diante, a tensão do barramento CC é controlada até o seu atingir o seu valor de referência ($v_{cc}^* = 650 V$) em $t = 1 s$, aproximadamente. Observa-se que ocorre apenas um leve sobressinal na tensão CC, e isto se deve a aplicação da ação *anti-windup* utilizada no controlador de v_{cc} , a qual permite a atuação da ação integral apenas em situações de erro reduzido.

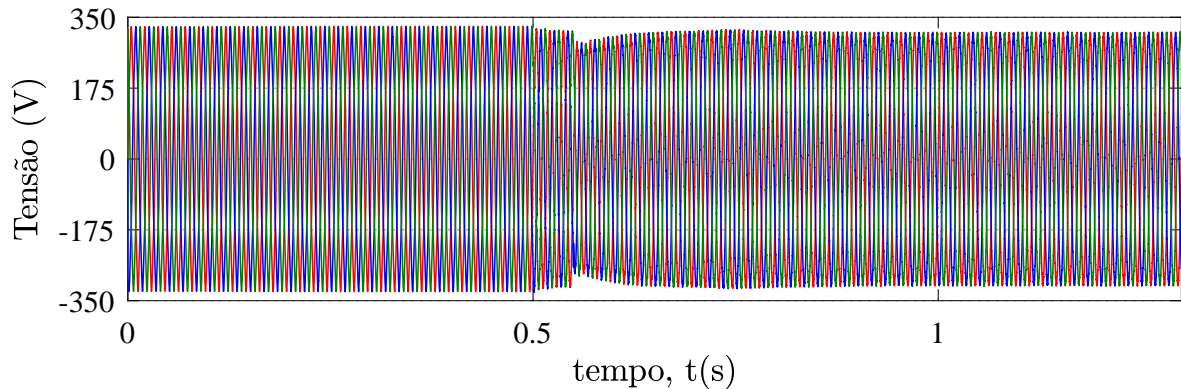
As tensões no barramento CA de carga, durante a inicialização, são apresentadas na Figura 45. No instante $t = 0,55 s$, quando a resistência de pré-carga é desconectada do sistema, observa-se que as tensões de carga atingiram o seu menor valor em termos de amplitude. Contudo, as magnitudes das três fases ainda mantiveram-se acima de 285 V (0,9164 p.u.), estando, assim, dentro do limite de 0,9 p.u. estabelecido para afundamentos momentâneos de tensão no PRODIST. Esse afundamento poderia ter sido ainda menos severo caso tivesse sido esperado um tempo maior para a habilitação do controle, permitindo que o barramento CC fosse carregado pela rede até que a tensão v_{cc} atingisse o valor de pico fase-fase do sistema elétrico.

Figura 44 – Simulação - Tensão do barramento CC durante a inicialização.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 45 – Simulação - Tensões de carga durante a inicialização.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO CONTROLE EM MONTAGEM EXPERIMENTAL

Uma vez que as frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* da placa de condicionamento sinais existente no protótipo eram inferiores às que foram utilizadas na etapa de projeto do controle, descrita no Capítulo 4, e na simulação computacional, foi necessário realizar uma pequena adaptação ao controle projetado para a operação do protótipo. Isto se deve ao fato de que frequências menores dos filtros *anti-aliasing* causam uma redução da banda de controle, podendo levar o sistema a instabilidade. Além disso, o controle *deab-beat* projetado leva em consideração os pólos desse filtro, logo uma mudança na frequência impacta diretamente na função de transferência do controlador designado.

Diante do que foi exposto, observa-se que essa adaptação do controle é imprescindível para a correta operação da montagem experimental. Por isso, torna-se preponderante não só a sua validação, como também a avaliação do desempenho desse novo sistema de controle na compensação dos distúrbios. Para isso, o seguinte *setup* de cargas, disponíveis no laboratório experimental do GEPAE, foi utilizado:

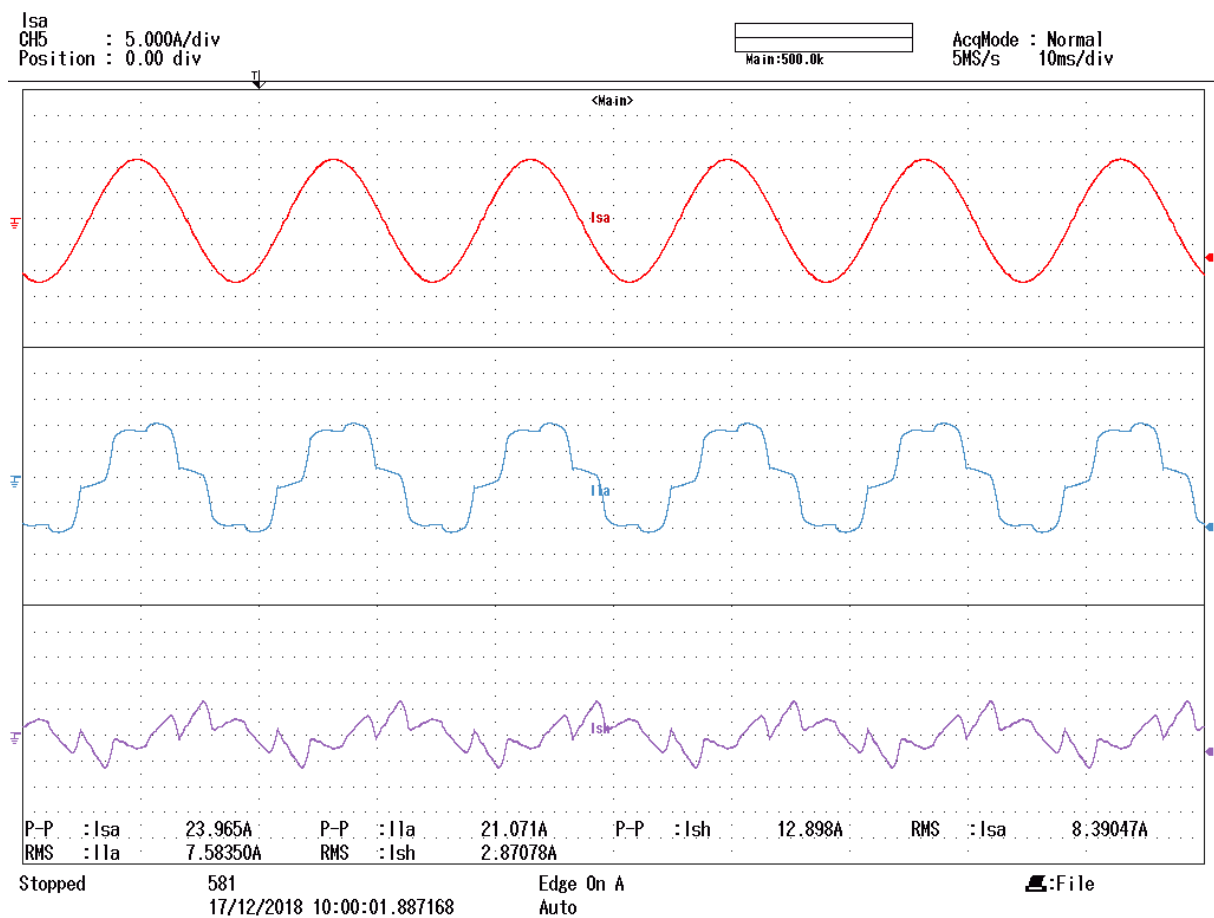
- Retificador à diodos trifásico com indutância de comutação $L_{com} = 1,8\text{mH}$ e resistência do lado CC $R_{cc} = 36,3\Omega$;
- Carga linear indutiva com resistência de $R_{ca} = 48,4\Omega$ e indutância de $L_{ca} = 128\text{mH}$, compondo uma carga com fator de potência $\cos(\varphi_l) = 0,708$.

As medições em bancada foram realizadas por um osciloscópio *Yokogawa DL850*, e devido a disponibilidade de ponteiras, canais de medição e a grande quantidade de grandezas, foram medidos sinais de apenas uma das fases. Como o sistema é trifásico a três fios, não

perde-se em generalização ao utilizar esse artifício. Os sinais de corrente e tensão da fase a do sistema são apresentados nas Figuras 46 e 47, respectivamente.

Pode-se observar na Figura 46, que a corrente da rede (em vermelho) possui formato senoidal apenas com pequenas distorções não significativas. Nas divisões inferiores da mesma figura, são apresentadas as curvas de corrente de carga (em azul) e a corrente injetada pelo shAPF na compensação (em roxo). Quantitativamente, as taxas de THD da corrente da rede e da carga foram 1,14 % e 20,13 %, o que comprova a compensação efetiva da distorção harmônica de corrente da carga.

Figura 46 – Experimento - Correntes de operação obtidas na bancada experimental. Escalas: Corrente - 5A/div (para os três scopes); Tempo - 10ms/div.

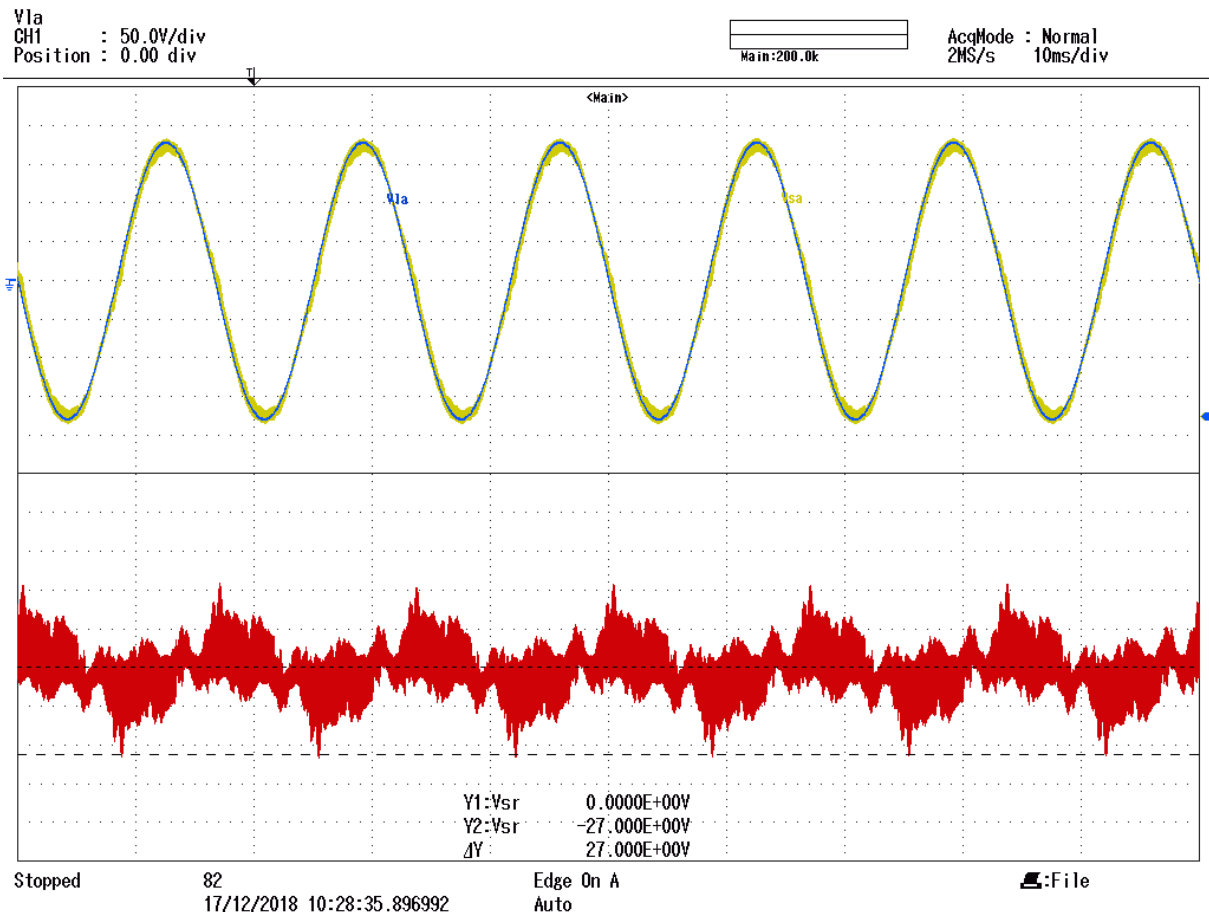


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 47, as tensão da carga (em azul) está quase sobreposta à tensão da rede (em amarelo), a qual possui uma leve distorção de baixa ordem e ruídos de chaveamento, uma vez que os capacitores de filtragem do srAPF não foram utilizados na montagem experimental. Na curva em vermelho é apresentada a tensão sobre o transformador de conexão. Observa-se que todo o ruído devido ao chaveamento, e algumas distorções de baixa frequência ficam retidas nesse componente. As taxas de THD da tensão da rede e da carga foram 1,96 % e 0,45 %. Portanto,

verificou-se que o controle do shAPF foi capaz de impor uma tensão com baixa distorção harmônica mesmo com a existência dos harmônicos na corrente de carga.

Figura 47 – Experimento - Tensões de operação obtidas na bancada experimental. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 12,5V/div (scope inferior); Tempo - 10ms/div.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO PAC PROPOSTO

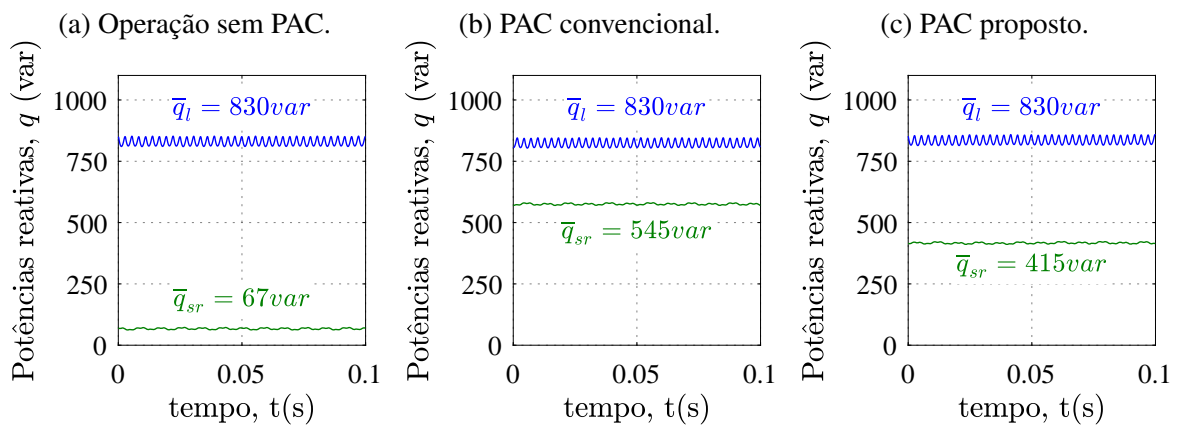
Para avaliar o desempenho da extensão proposta ao PAC de maneira experimental, utilizou-se o mesmo setup de cargas apresentado na seção 5.3. Essa análise foi feita com base na implementação do algoritmo convencional de cálculo ângulo δ , sem considerar a influência de distúrbios na tensão da rede, em paralelo com a ação integral.

No primeiro cenário, o condicionador operava com o PAC desabilitado. Assim, toda a parcela da potência reativa da carga era processada pelo shAPF. O srAPF apenas processa uma pequena parcela de potência reativa, como pode-se observar na Figura 48a. O ângulo δ desse ponto de operação é apresentado na Figura 49a, e como esperado possui valor nulo, uma vez que o PAC está desabilitado. As tensões da rede, carga e do srAPF, neste cenário, são aquelas apresentadas na Figura 47.

Em seguida, apenas o algoritmo convencional do PAC foi habilitado. A potência \bar{q}_{sr}^* de referência foi feita igual à $\bar{q}_l/2$. Pode-se observar na Figura 48b, que a potência \bar{q}_{sr} processada foi de 545 var , diferendo do seu valor de referência, dado por $\bar{q}_{sr}^* = 415 \text{ var}$. O ângulo calculado pelo algoritmo e imposto como defasagem foi de $\delta = 8,73^\circ$, conforme exposto na Figura 49b. As tensões do sistema, desse novo cenário, são apresentadas na Figura 50. Pode-se observar que a tensão da carga possui uma magnitude praticamente nominal e está ligeiramente adiantada da tensão da rede, e que a tensão sobre os transformadores do srAPF assume um valor de, aproximadamente, 23 V_{RMS} .

Por fim, a malha de controle integral foi habilitada fazendo com que o sistema alcançasse um novo ponto de operação em regime permanente. Nesse ponto, a potência reativa processada pelo srAPF atingiu exatamente o seu valor de referência ($\bar{q}_{sr} = 415 \text{ var}$), como pode ser observado na Figura 48c. O novo ângulo de regime permanente foi de $\delta = 5,83^\circ$. Como era esperado, a ação integral atuou para reduzir o valor do ângulo δ , uma vez que a potência \bar{q}_{sr} estava acima do seu valor de referência. Na Figura 51 são apresentadas as tensões desse ponto de operação. Observa-se não só uma ligeira redução na defasagem entre as tensões v_l e v_s , devido ao decremento do ângulo δ , como também uma diminuição no valor da tensão v_{sr} , a qual atinge $17,4 \text{ V}_{RMS}$.

Figura 48 – Experimento - Potências reativas \bar{q}_{sr} e \bar{q}_l para cada uma das situações de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 49 – Experimento - Ângulo δ de operação em regime permanente.

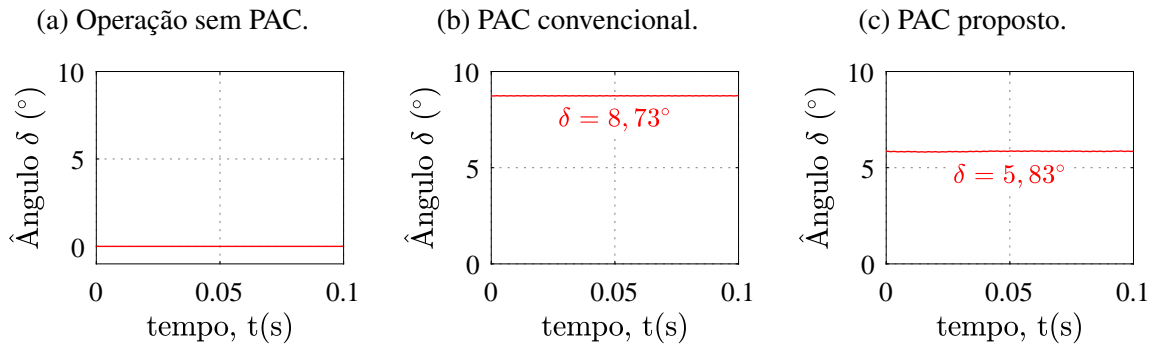
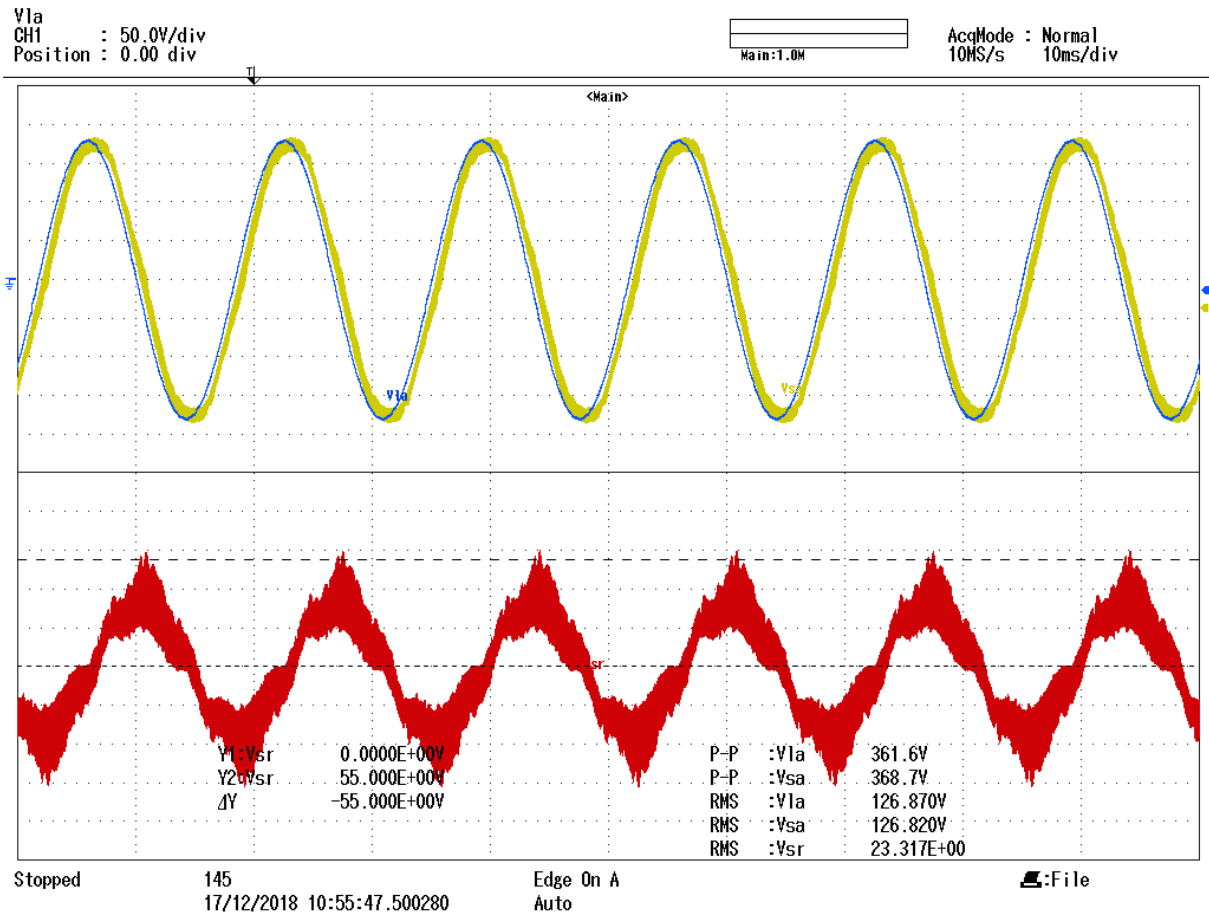


Figura 50 – Experimento - Tensões de operação apenas com o PAC convencional habilitado. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 20V/div (scope inferior). Tempo - 10ms/div.

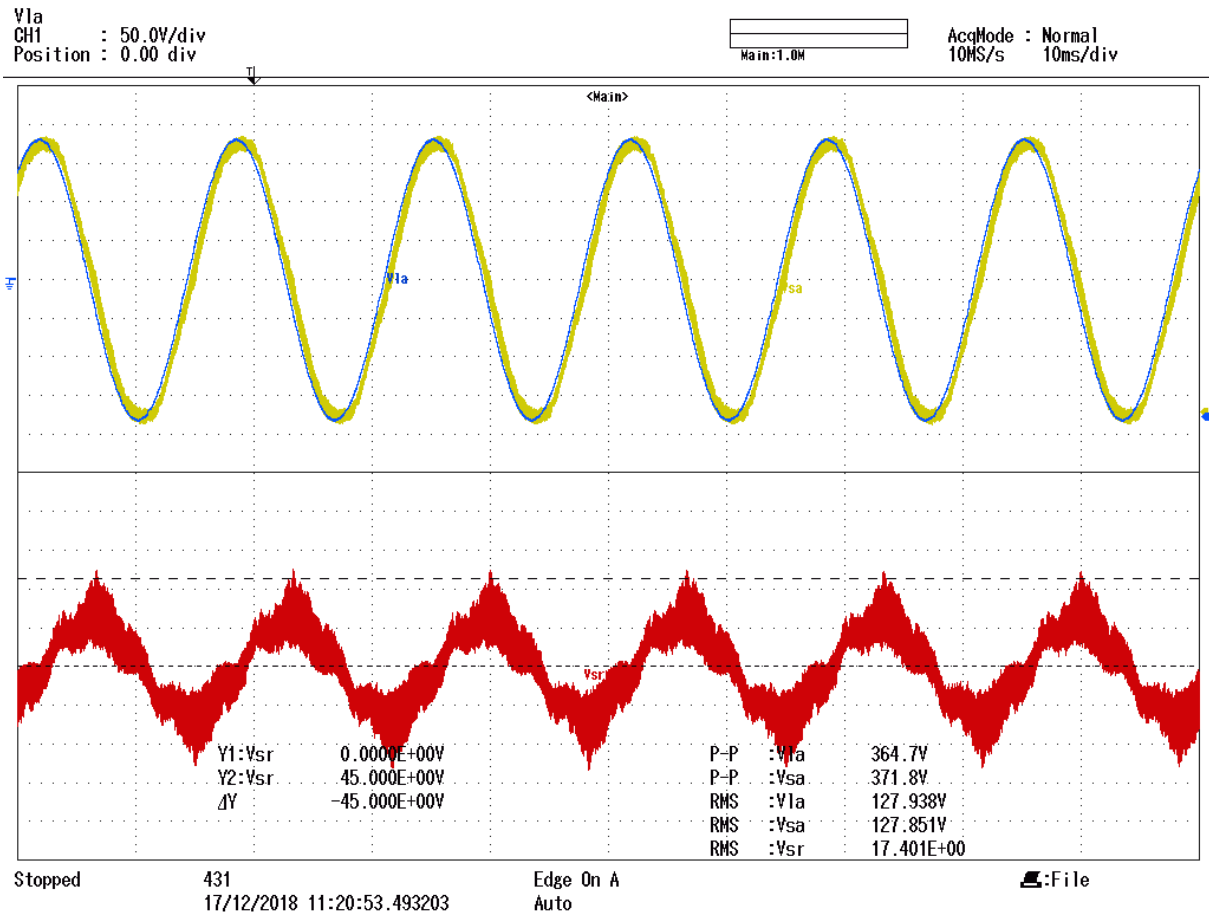


Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO UPQC-S

Com o objetivo de avaliar o desempenho da extensão proposta ao PAC também durante a ocorrência de afundamentos e elevações na tensão da rede, foi realizada uma simulação de um

Figura 51 – Experimento - Tensões de operação com a extensão proposta ao PAC habilitada. Escalas: Tensão - 50V/div (scope superior); 20V/div (scope inferior). Tempo - 10ms/div.



Fonte: Elaborada pelo autor.

UPQC-S com controle dual, o qual será doravante chamado de iUPQC-S. Além disso utilizou-se o algoritmo de PAC variável, apresentado na Figura 10, em paralelo com a malha integral, possibilitando, assim, uma rápida atuação dinâmica da estratégia de controle.

A configuração básica e os parâmetros do sistema simulado são os mesmos que apresentados na 5.2. O *setup* de cargas utilizado nessa etapa foi o seguinte:

- Retificador à diodos trifásico com indutância de comutação $L_{com} = 1\text{mH}$ e resistência do lado CC, $R_{cc} = 36\Omega$.
- Carga linear de potência constante, dada por $\bar{s} = 2\text{ kW} + j2\text{ kvar}$.

Tendo em vista que os controladores desse sistema já foram devidamente validados e tiveram seu desempenho avaliado, o enfoque aqui reside a apenas na verificação da operação em regime permanente com as características de resposta desejada.

Nas Figuras 52 e 53 são apresentadas as curvas de potência ativa e reativa, respectivamente, processadas em cada um dos ramos do iUPQC, após toda a etapa inicialização. Assim, em $t = 1\text{ s}$ o condicionador alcança a condição de regime permanente.

No âmbito do processamento de potência ativa, observa-se que a potência ativa média da rede, \bar{p}_s , é ligeiramente superior à potência de carga \bar{p}_l . Além disso, nenhuma quantidade significativa dessa potência é processada pelo srAPF e apenas uma pequena parcela é absorvida pelo shAPF, a qual possui valor equivalente à $\bar{p}_s - \bar{p}_l$.

Quanto às potências reativas, pode-se perceber que potência reativa \bar{q}_l do conjunto de cargas tem seu valor em $2,4\text{ kvar}$. Observa-se que essa potência é fornecida, quase que inteiramente pelo shAPF, sendo apenas uma pequena parcela entregue pelo srAPF. Em teoria, o srAPF não deveria processar qualquer parcela de potência reativa, contudo, alguns fatores podem vir a causar esse fornecimento de potência, dentre eles pode-se citar: a diferença entre as tensões da rede e da carga, uma vez que a tensão de referência da carga possui amplitude nominal e a tensão do PCC raramente alcança esse valor; e a defasagem natural causada pelos transformadores, fazendo com que essa tensão residual não esteja exatamente em fase com a corrente do srAPF no lado do conversor. Além disso, observa-se que a potência reativa medida da rede possui um pequeno valor negativo, isto explica-se devido à existência dos capacitores de filtragem de harmônicos, os quais são implementados em paralelo com o sistema para evitar as distorções de alta frequência, e acabam por fornecer uma certa parcela de potência reativa quando submetidos a uma tensão de frequência fundamental.

Em $t = 1,2\text{ s}$, o algoritmo do PAC variável é ativado com a potência $\bar{q}_{sr}^* = 0,5 \cdot \bar{q}_l$. É possível verificar que rapidamente as potências reativas fornecidas pelos conversores sofrem uma variação, sendo a potência \bar{q}_{sh} reduzida e \bar{q}_{sr} é aumentada. Contudo, essas potências não atingem o equilíbrio, devido ao erro do algoritmo causado pela não consideração das perdas. Assim, o APF série passa a fornecer uma parcela de potência reativa maior do que o APF shunt.

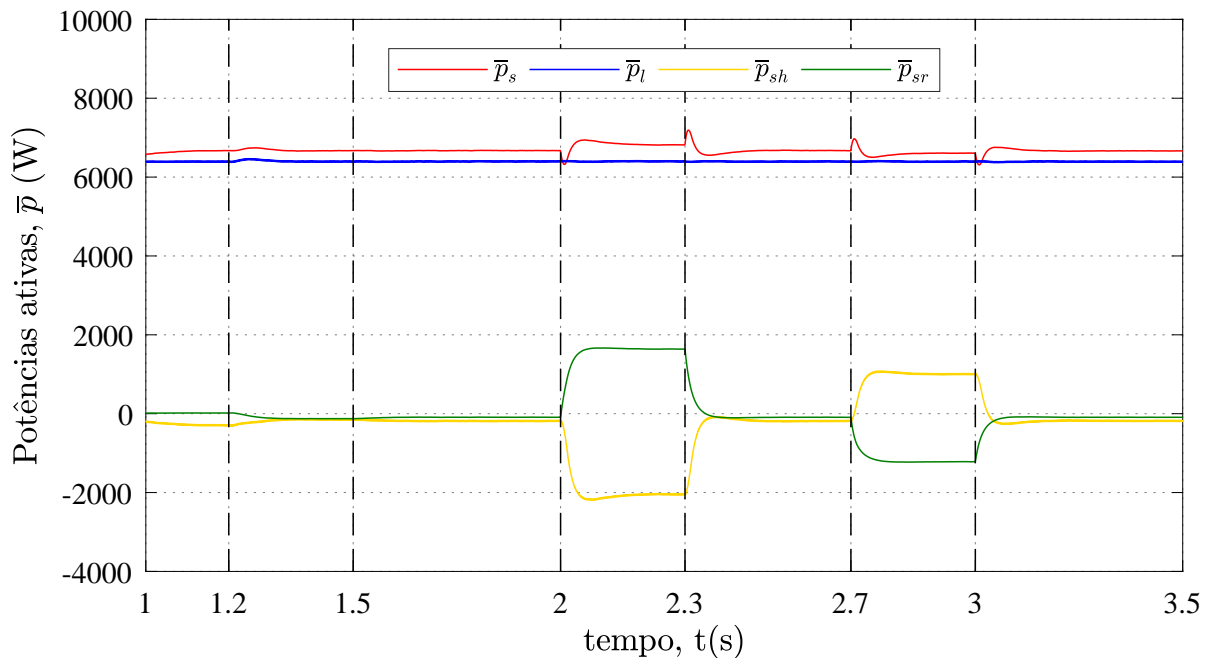
Em seguida, no instante $t = 1,5\text{ s}$, a malha de controle integral é habilitada, fazendo com que as potências reativas fornecidas pelos conversores atinjam rapidamente o equilíbrio. Assim, metade da potência reativa de carga é fornecida por cada um dos APFs.

No instante $t = 2\text{ s}$, ocorre um afundamento trifásico na tensão da rede cuja magnitude cai para $0,8\text{ p.u.}$ durante um intervalo $0,3\text{ s}$. Como pode ser observado, as potências reativas dos conversores oscilam um pouco mas alcançam o equilíbrio rapidamente. Em $t = 2,3\text{ s}$ esse afundamento é cessado e a tensão do sistema retorna ao seu valor de pré-falta. Posteriormente, no instante $t = 2,7\text{ s}$, a rede elétrica é submetida a uma elevação da tensão a um valor de $1,2\text{ p.u.}$ durante um intervalo de $0,3\text{ s}$. Novamente pode-se constatar, novamente, uma leve oscilação nas potências reativas, as quais convergem ao ponto equilíbrio em poucos instantes. Por fim, em $t = 3\text{ s}$, a tensão da rede retorna ao seu valor de pré-distúrbio e o sistema novamente alcança o ponto de operação desejado.

Durante toda a operação, pode-se observar que ambos os conversores apenas processaram uma parcela significativa de potência ativa durante a ocorrência dos distúrbios. Na ocorrência do afundamento, o conversor série passou a fornecer uma parcela de potência para a compensação. Esta mesma parcela de potência, somada à parcela de potência necessária para a regulação do barramento CC foi absorvida pelo shAPF durante toda a duração do distúrbio. Além disso, pode-se verificar também, que o mesmo efeito ocorreu durante a elevação. Contudo, o fluxo de potência tomou o caminho contrário, uma vez que o srAPF passou a absorver potência ativa para compensar o distúrbio na tensão.

O perfil de variação do ângulo δ durante toda a operação do sistema é apresentado na Figura 54.

Figura 52 – Simulação - Potências ativas de operação do iUPQC-S.



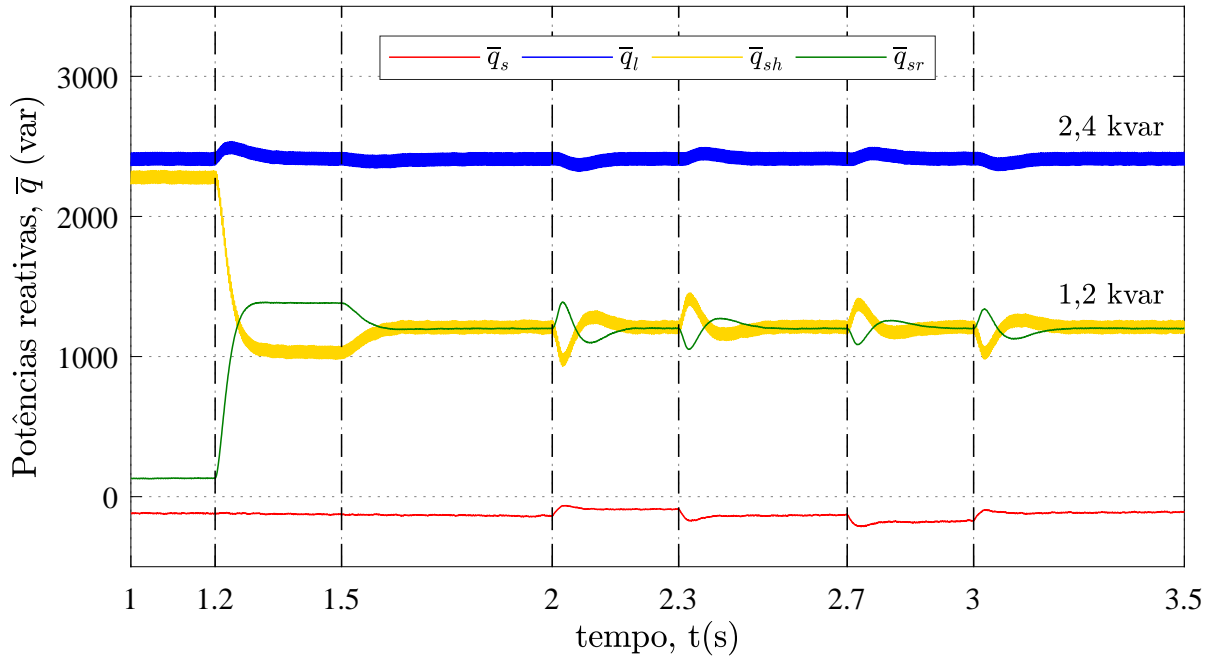
Fonte: Elaborada pelo autor.

5.6 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO PV-UPQC-S

Por fim, foi realizada a simulação de um PV-UPQC-S também com estratégia de controle dual, o qual será doravante chamado de PV-iUPQC-S. Todos os parâmetros de circuito e controle, bem como *setup* de cargas utilizados nessa simulação são idênticos aos da simulação do iUPQC-S apresentada na seção 5.5. A diferença entre os sistemas simulados reside apenas na imposição do comportamento do arranjo fotovoltaico.

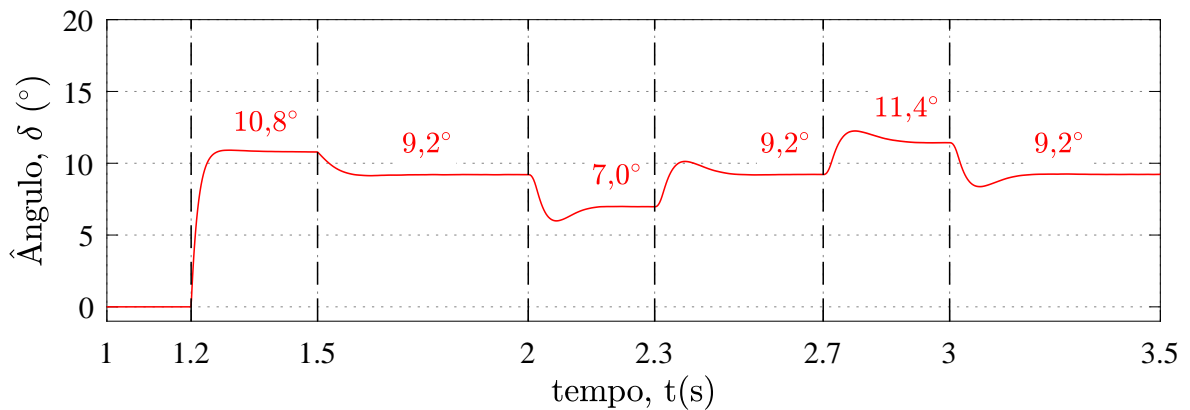
Uma vez que a modelagem dinâmica aprofundada do arranjo fotovoltaico não faz parte do escopo de estudo desse trabalho, foi utilizada na simulação uma fonte de corrente controlada para

Figura 53 – Simulação - Potências reativas de operação do iUPQC-S.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 54 – Simulação - Ângulo δ de operação do iUPQC-S.



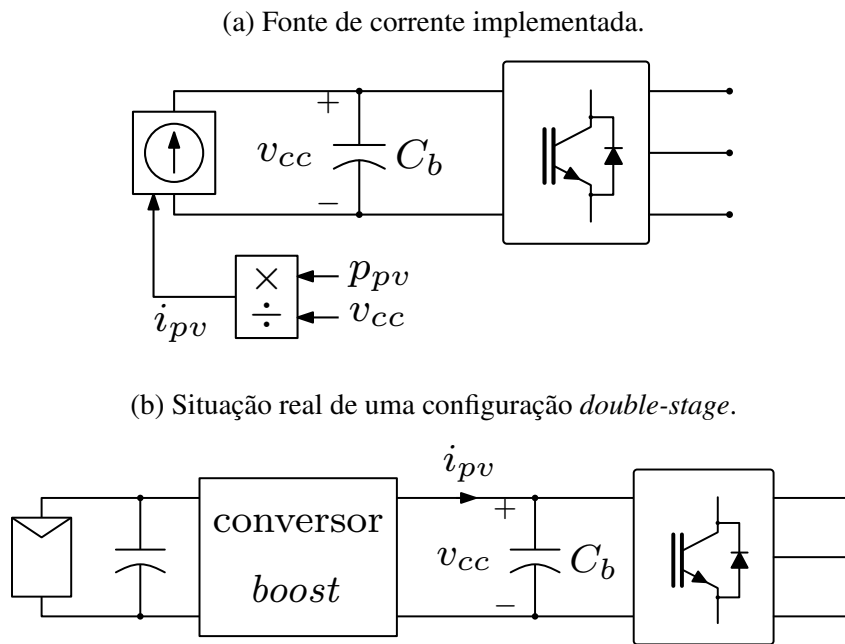
Fonte: Elaborada pelo autor.

emular o comportamento do sistema solar. A corrente de referência dessa fonte é estabelecida com base na razão entre a potência ativa do arranjo, em um determinado ponto de operação, e a tensão do barramento CC. Na prática, essa corrente injetada representa a corrente de saída de um conversor *boost* controlado, cuja tensão de entrada seria governada por um algoritmo de MPPT e a tensão de saída seria o valor desejado para o barramento CC do iUPQC. Assim, não houve a necessidade de se implementar efetivamente um algoritmo de MPPT. Além disso, uma pequena

adaptação ao controle da tensão v_{cc} foi realizada para incluir a potência proveniente do arranjo PV garantindo uma tensão controlada.

Os cenários de implementação descritos acima são apresentados na Figura 55. A simplificação com a fonte de corrente é exposta na Figura 55a, enquanto o esquema convencional com o conversor *boost* é representado na Figura 55b.

Figura 55 – Implementação de um arranjo fotovoltaico ao barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

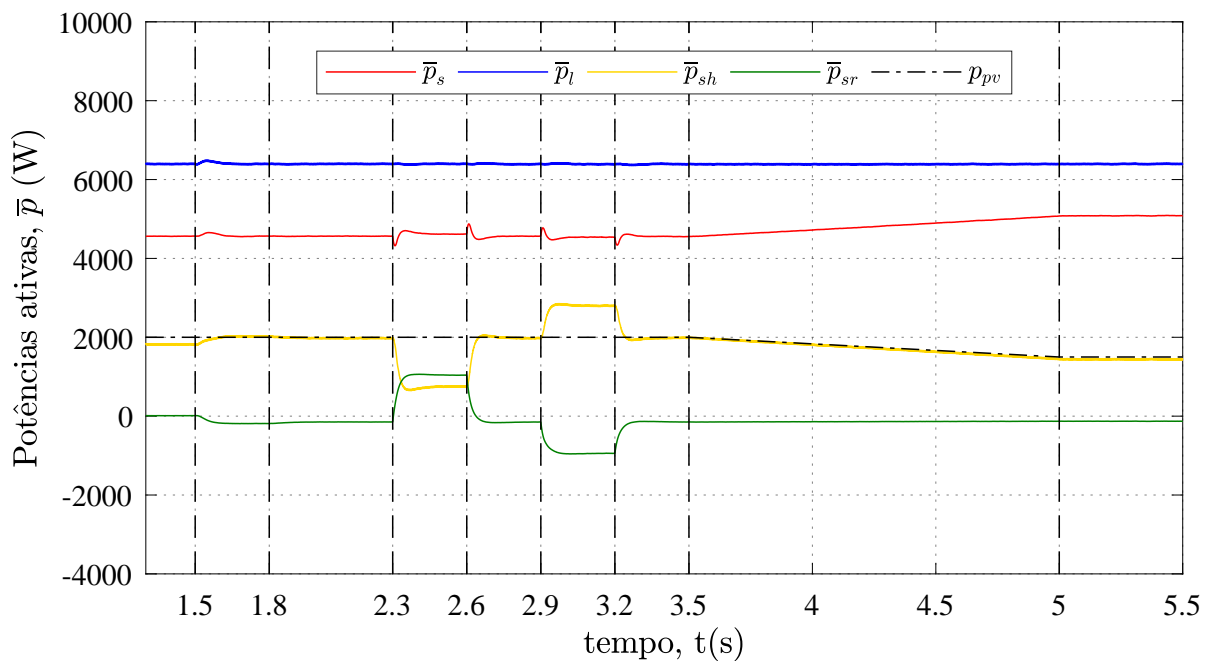
Inicialmente, a potência de operação escolhida para o arranjo fotovoltaico foi $p_{pv} = 2000W$. A fonte de corrente controle foi diretamente conectada ao capacitor do barramento CC do condicionador, possibilitando, assim, a injeção de potência ativa na rede.

Nas Figuras 56 e 57 são apresentadas as curvas de potência ativa e reativa que fluem pelo circuito do iUPQC. Conforme pode ser observado, as potências ativas da rede, \bar{p}_s , e do arranjo fotovoltaico, p_{pv} se complementam no fornecimento da potência ativa de carga e no suprimento das perdas durante todo o tempo de operação.

O sistema encontrava-se em equilíbrio até o instante $t = 1,5 s$, quando o algoritmo convencional do PAC para o PV-UPQC-S, descrito na subseção 2.6.1, é habilitado com $\bar{q}_{sr}^* = 0,5 \cdot \bar{q}_l$. Verifica-se, assim como nos testes anteriores, que as potências reativas fornecidas pelos conversores não atingem a situação de equilíbrio apenas com a técnica convencional. Em $t = 1,8 s$, a malha integral é habilitada e a distribuição de potências alcança a proporção desejada. Nos intervalos $\Delta t_1 = (2,3 s; 2,6 s)$ e $\Delta t_2 = (2,9 s; 3,2 s)$, um afundamento e uma elavação, ambos trifásicos, são aplicados a tensão da rede, e, como esperado, as potências reativas \bar{q}_{sr} e \bar{q}_{sh} convergem para a distribuição igualitária.

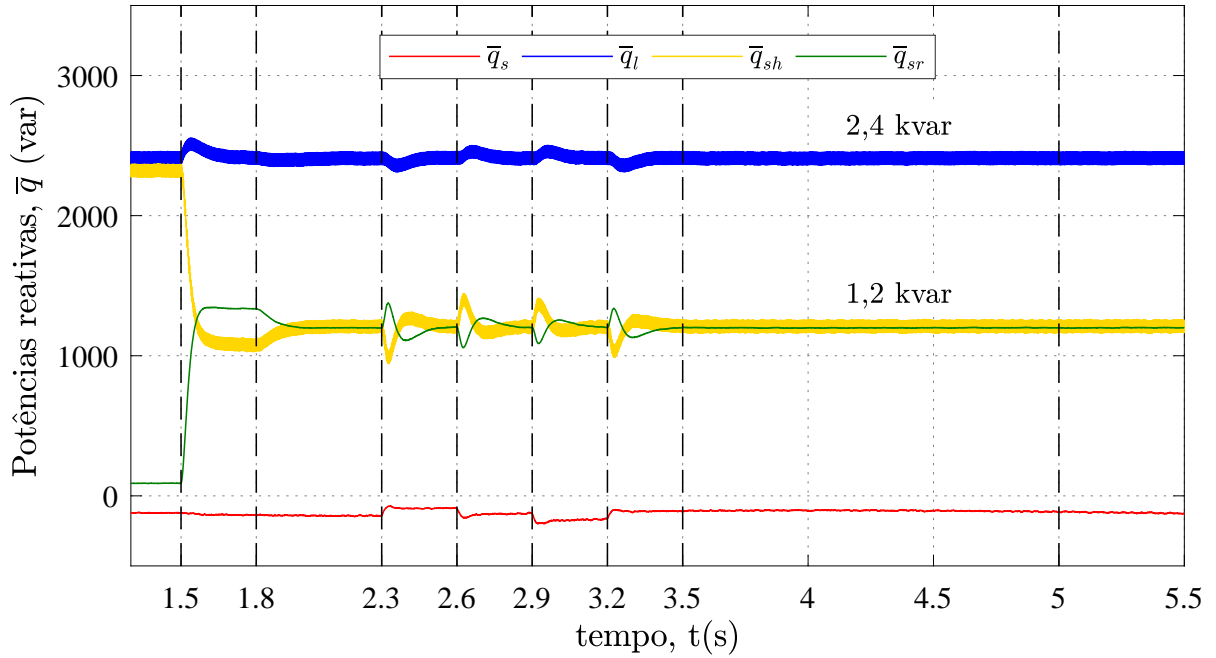
A partir do instante $t = 3,5\text{ s}$, uma variação suave de irradiância é emulada ao sistema. Isto é feito ao impor uma variação em rampa na potência de operação do arranjo, que se reflete no nível da corrente injetada. Essa variação ocorre de forma bastante lenta com o intuito de reproduzir efetivamente uma situação de sombreamento gradual. É possível observar que a potência ativa da rede cresce na mesma medida que a potência do arranjo fotovoltaico decresce, mantendo a potência ativa de carga inalterada. Além disso, verifica-se que as potências reativas dos conversores mantém-se inalteradas, uma vez que o ângulo δ , apresentado na Figura 58, varia durante o mesmo intervalo de forma a manter o processamento de reativos na condição de referência.

Figura 56 – Simulação - Potências ativas de operação do PV-iUPQC-S.



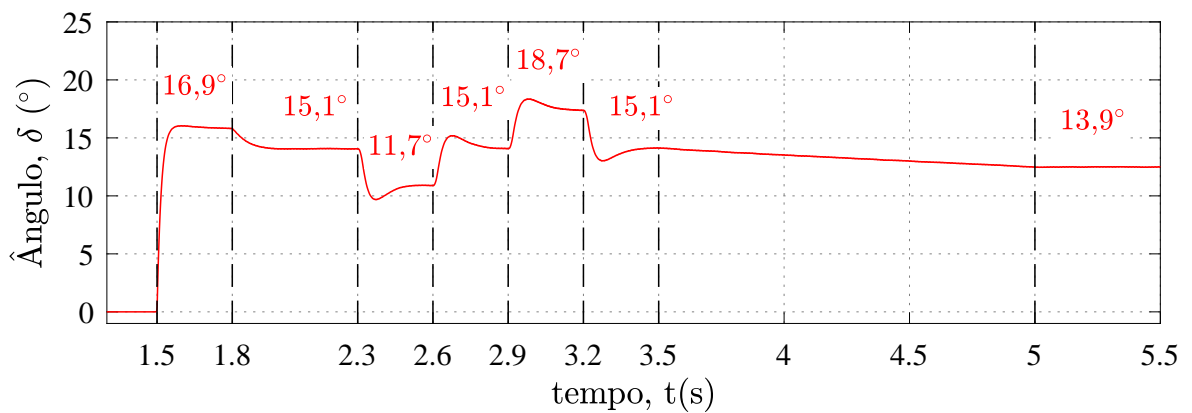
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 57 – Simulação - Potências reativas de operação do PV-iUPQC-S.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 58 – Simulação - Ângulo δ de operação do PV-iUPQC-S.



Fonte: Elaborada pelo autor.

6 Conclusão

O estudo de estratégias para realizar o controle do processamento de potência em condicionadores universais foi o objetivo geral desse trabalho. Algumas das mais relevantes que têm essa funcionalidade como objetivo foram analisadas e discutidas. O enfoque principal do trabalho foi dado a técnica *power angle control*, inicialmente apresentada por (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008), a qual possibilita que o fornecimento da potência reativa de carga seja compartilhado por ambos os conversores em regime permanente. Os detalhes do PAC inicial, bem como das suas variantes nas estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S, e seus efeitos no fluxo de potência foram explorados e analisados.

Através de um desenvolvimento matemático das potências processadas, percebeu-se que a utilização das técnicas convencionais do PAC causa um erro em regime permanente na distribuição desejada de potências reativas. Conforme foi apresentado, esse erro se deve a não consideração das perdas nos conversores no algoritmo de cálculo do ângulo δ . Assim, uma extensão aos algoritmos convencionais foi proposta nesse trabalho com o objetivo de suprir essa deficiência e, assim, melhorar o desempenho operacional. Além de ter sua fundamentação teórica apresentada, o algoritmo melhorado foi modelado matematicamente de forma a possibilitar a definição de seus parâmetros de forma mais precisa.

A modelagem de cada etapa da implementação foi realizada com o intuito de possibilitar o projeto adequado do sistema de controle. Estratégias de geração das grandezas de referência para o controle de ambos os APFs foram apresentadas. Além disso, a estratégia de controle individual de cada um dos conversores foi discutida de forma aprofundada, e controladores foram cuidadosamente escolhidos de forma a proporcionar os melhores desempenhos operacionais possíveis para os parâmetros do condicionador.

Com a modelagem e o sistema de controle devidamente estabelecidos, testes computacionais e experimentais foram realizados não só para verificar o desempenho do controle projetado, como também para validar a extensão proposta e analisar comparativamente o seu desempenho com os algoritmos convencionais. Através dos resultados experimentais foi possível verificar o ótimo desempenho do controle projetado, tanto em simulação quanto na operação do protótipo. Correntes da rede e tensões de carga com baixas taxas de THD puderam ser observadas, mesmo com tensões da rede distorcidas e cargas altamente não lineares utilizadas. Em outros testes, foi possível verificar também a capacidade do iUPQC em compensar, de forma bastante natural, distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede.

Para verificar a eficiência da adaptação desenvolvida, um teste experimental da operação convencional do iUPQC, sem a incidência de distúrbios de frequência fundamental na tensão da rede, foi realizado. Ao observar as curvas de potência reativa obtidas, foi possível notar que

apenas quando a extensão proposta foi aplicada é que alcançou-se a distribuição desejada de potências reativas. Além disso, mais dois testes computacionais foram realizados.

No primeiro deles, objetivou-se verificar o comportamento da técnica proposta na operação de um iUPQC-S. Para isso, um afundamento e uma elevação trifásica foram aplicados na tensão da rede. Observou-se que, durante esses distúrbios transitórios, as potências reativas oscilaram, mas rapidamente retornaram para os seus valores de referência.

No segundo, a operação de um PV-iUPQC com o PAC foi simulada. Para isso, um sistema fotovoltaico foi representado de forma simplificada através de uma fonte de corrente controlada conectada em paralelo com o barramento CC do iUPQC. Nesse teste, verificou-se a operação do sistema com a injeção da potência ativa proveniente do sistema fotovoltaico, o que reduziu a potência ativa demandada da rede elétrica. Além disso, foi possível observar, mais uma vez, que o PAC proposto foi capaz de garantir a condição desejada, até mesmo na situação em que simulou-se uma variação de irradiância no sistema.

Diante de todas as análises realizadas e dos resultados obtidos, pode-se concluir que o algoritmo do PAC desenvolvido nesse trabalho é capaz de garantir erro nulo em regime permanente na distribuição desejada das potências reativas. Essa funcionalidade é alcançada tanto no algoritmo convencional, quanto nas versões adaptadas das estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S, corroborando ainda mais com a eficácia da técnica proposta.

6.1 CONTRIBUIÇÕES DO AUTOR

- A proposta de um algoritmo do *power angle control* capaz de garantir erro nulo de regime permanente na distribuição desejada das potências reativas em um condicionador universal de qualidade de energia.
- A análise matemática das potências processadas pelos conversores do UPQC através da teoria de potências instantâneas utilizando a abordagem de vetores espaciais.
- Aplicação da técnica proposta para as estratégias UPQC-S e PV-UPQC-S.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Tendo em vista a estratégia de controle desenvolvida para cada um dos conversores. Sugere-se verificar o desempenho do iUPQC a técnica de controle direto de tensão para o controle do conversor paralelo.

Quanto à técnica proposta, sugere-se aplicá-la a um condicionador universal operando como um UPQC convencional. Devido à necessidade de se calcular as referências de tensão do srAPF e de corrente do shAPF, a imposição do ângulo δ determinado pelo algoritmo não ocorrerá de maneira instantânea. Assim, uma análise mais aprofundada para avaliar não só o

comportamento da técnica, como o efeito desse atraso, inerente ao UPQC, na imposição do ângulo, é de sobremaneira bem vinda.

Além disso, sugere-se realizar uma modelagem mais aprofundada da dinâmica da malha integral, para garantir um modelo mais preciso do sistema e possibilitar, assim, o projeto mais preciso do ganho integral da ação.

6.3 PUBLICAÇÕES RESULTANTES DO MESTRADO

Ao longo do tempo dedicado ao mestrado, diversas pesquisas foram realizadas sobre a temática da dissertação, resultando no seguinte artigo submetido para publicação em periódicos:

1. FAGUNDES, S. M.; STANGLER, E. V.; CARDOSO, F. L.; NEVES, F. A. S.; MEZARROBA, M. *A Mathematical Approach for the Power Flow Control of the Dual Unified Power Quality Conditioner (iUPQC)*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

Situação: *Under review*.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 3, p. 263–268, Maio 1994. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 14.
- AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, Nov 1996. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 14.
- AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219. Citado na página 11.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: *IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 1983. p. 1375–1386. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.
- AMBATI, B. B.; KHADKIKAR, V. Optimal sizing of upqc considering va loading and maximum utilization of power-electronic converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 3, p. 1490–1498, June 2014. ISSN 0885-8977. Citado na página 17.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST. Módulo 8: Qualidade de Energia Elétrica.* [S.l.], 2016. Citado na página 12.
- AREDES, M.; FERNANDES, R. M. A dual topology of unified power quality conditioner: The iupqc. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications.* [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 17.
- AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 2, p. 311–318, March 1997. ISSN 0885-8993. Citado na página 14.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. A new voltage reference generator for dynamic voltage restorer. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE).* [S.l.: s.n.], 2015. p. 1366–1371. ISSN 2163-5145. Citado na página 61.
- BASU, M.; DAS, S. P.; DUBEY, G. K. Performance study of upqc-q for load compensation and voltage sag mitigation. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02.* [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 698–703 vol.1. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 22.
- BASU, M.; DAS, S. P.; DUBEY, G. K. Investigation on the performance of upqc-q for voltage sag mitigation and power quality improvement at a critical load point. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 2, n. 3, p. 414–423, May 2008. ISSN 1751-8687. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- BOJOI, R. I. 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. Citado na página 54.

BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. ; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Jan 1988. ISSN 0093-9994. Citado na página 43.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. 2nd. ed. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 44, 61, 66, 68 e 69.

CAVALCANTI, M. C. et al. A photovoltaic generation system with unified power quality conditioner function. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005., Raleigh, NC.* [S.l.: s.n.], 2005. v. 6. Citado na página 28.

CAVALCANTI, M. C. et al. A grid connected photovoltaic generation system with compensation of current harmonics and voltage sags. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 11, p. 93–101, 2006. Citado na página 28.

DEVASSY, S.; SINGH, B. Enhancement of power quality using solar pv integrated upqc. In: *39th National Systems Conference (NSC), Noida, 2015.* [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 28.

DEVASSY, S.; SINGH, B. Modifiedpq-theory-based control of solar-pv-integrated upqc-s. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 5, p. 5031–5040, Sept 2017. ISSN 0093-9994. Citado na página 29.

DIAS, J. *Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com controle digital*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Dezembro 2009. Citado 3 vezes nas páginas 11, 14 e 16.

DIXON, J. W.; GARCIA, J. J.; MORAN, L. Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 6, p. 636–641, Dec 1995. ISSN 0278-0046. Citado na página 14.

DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003. Citado na página 11.

FAGUNDES, S. M.; MEZARROBA, M. Reactive power flow control of a dual unified power quality conditioner. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1156–1161. Citado na página 18.

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, Mar 1998. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 17.

GOLNARAGHI, F.; KUO, B. C. *Automatic Control Systems*. 9th. ed. [S.l.]: Wiley Publishing, 2009. ISBN 0470048964, 9780470048962. Citado na página 68.

GYUGYI, L.; STRYKULA, E. C. Active ac power filter. In: *Proceedings in IEEE/IAS Annual Meeting.* [S.l.: s.n.], 1976. p. 529–535. Citado na página 13.

HARMONICS, P. S. Power system harmonics: An overview. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102, n. 8, p. 2455–2460, Aug 1983. ISSN 0018-9510. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 12.

IEC. Electromagnetic compatibility (emc) - part 3-4: Limits - limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 a. *IEC Std 61000-3-4*, p. 1–29, Out 1998. Citado na página 12.

IEC. Electromagnetic compatibility (emc) - part 3-2: Limits - limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16 a per phase). *IEC Std 61000-3-2*, p. 1–72, Jan 2018. Citado na página 12.

IEEE. Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Std 519-1992*, p. 1–112, April 1993. Citado 3 vezes nas páginas 12, 77 e 80.

JESUS, D. M. F. de. *Avaliação de Desempenho do Restaurador Dinâmico de Tensão Frente aos Afundamentos e Elevações de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, UFU, Uberlândia, Brasil, 2006. Citado na página 14.

JUNIOR, R. C. de S. *Modelagem, Controle e Avaliação de Desempenho de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, UFPE, Pernambuco, Brasil, Fevereiro 2011. Citado na página 14.

KHADKIKAR, V. Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, May 2012. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.

KHADKIKAR, V. Fixed and variable power angle control methods for unified power quality conditioner: operation, control and impact assessment on shunt and series inverter kva loadings. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 7, p. 1299–1307, August 2013. ISSN 1755-4535. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 30.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. A new control philosophy for a unified power quality conditioner (upqc) to coordinate load-reactive power demand between shunt and series inverters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 4, p. 2522–2534, Oct 2008. ISSN 0885-8977. Citado 10 vezes nas páginas 18, 23, 24, 25, 26, 29, 31, 35, 94 e 103.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. Upqc-s: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of upqc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 9, p. 2414–2425, Sept 2011. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 18, 26 e 27.

KHADKIKAR, V. et al. Steady state power flow analysis of unified power quality conditioner (upqc). In: *2005 International Conference on Industrial Electronics and Control Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–6. Citado na página 17.

KHADKIKAR, V. et al. Conceptual study of unified power quality conditioner (upqc). In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1088–1093. ISSN 2163-5137. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.

KOLHATKAR, Y. Y.; DAS, S. P. Experimental investigation of a single-phase upqc with minimum va loading. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 373–380, Jan 2007. ISSN 0885-8977. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 23.

LIMONGI, L. R. *Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 11, 12 e 14.

- MONTEIRO, L. F. C.; AREDES, M.; NETO, J. A. M. A control strategy for unified power quality conditioner. In: *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 391–396. Citado na página 16.
- MORAN, L. A.; DIXON, J. W.; WALLACE, R. R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 4, p. 402–408, Aug 1995. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 11, 12 e 14.
- NETO, R. C. *Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC Aplicado a Filtro Ativo de Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2018. Citado na página 46.
- NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, Jul. 2010. Citado na página 47.
- NIELSEN, J. G.; BLAABJERG, F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1272–1280, Sept 2005. ISSN 0093-9994. Citado na página 14.
- OGATA, K. *Discrete-time Control Systems (2nd Ed.)*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 57.
- ORTMANN, M. S. *Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Março 2008. Citado na página 14.
- PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 6, p. 983–990, Nov 1990. ISSN 0093-9994. Citado na página 14.
- RIBEIRO, E. R. *Filtros ativos série para a compensação de harmônicas de tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 14.
- SADIGH, A. K.; SMEDLEY, K. M. Review of voltage compensation methods in dynamic voltage restorer (dvr). In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. ISSN 1932-5517. Citado 3 vezes nas páginas 14, 17 e 18.
- SANTOS, R. J. M. dos. *Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual com controle simplificado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Fevereiro 2012. Citado na página 12.
- SANTOS, V. da S. *Controle GDSC aplicado a um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, UFPE, Pernambuco, Brasil, Fevereiro 2015. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 14.
- SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation—considerations on basic design. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90, n. 5, p. 2009–2019, Setembro 1971. Citado na página 13.

SEIXAS, P. F. *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée*. Tese (Doutorado) — Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse, 1988. Citado na página 43.

SILVA, S. A. O. da. *Sistemas de Energia Ininterrupta Line interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro 2001. Citado 5 vezes nas páginas 11, 12, 17, 45 e 62.

SILVA, S. M. *Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG, Minas Gerais, Brasil, Agosto 1999. Citado na página 14.

SILVA, S. M. *Análise e implementação de um restaurador dinâmico de tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro 2003. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 14.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 960–971, Oct 1999. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 13, 14 e 15.

SOUZA, H. E. P. de. *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, UFPE, Pernambuco, Brasil, 2012. Citado na página 48.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners. In: *10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.02EX630)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 595–600 vol.2. Citado na página 14.

YE, J.; GOOI, H. B.; WU, F. Optimization of the size of upqc system based on data-driven control design. *IEEE Transactions on Smart Grid*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 1949-3053. Citado na página 17.

YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, July 2010. ISSN 0885-8993. Citado na página 55.

YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, Nov 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 54.

YEPES, A. G. et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 563–576, Feb 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 54.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 55.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Desenvolvimento Matemático do PAC

A formulação matemática do PAC, desenvolvida por Khadkikar e Chandra (2008), embasa-se na análise trigonométrica dos diagramas fasoriais de tensão e corrente do UPQC para a obtenção das grandezas de referências para o controle dos APFs. Essa análise é de grande importância para a correta implementação do PAC no UPQC, uma vez que não basta apenas obter o ângulo δ de operação. Além disso, os autores ainda definem um valor limite para o ângulo δ , com base nos índices de potência nominal dos conversores, garantindo assim uma operação segura para o condicionador. Essas análises e suas importantes definições são apresentadas adiante.

A.1 REFERÊNCIA DE TENSÃO DO FILTRO ATIVO SÉRIE

O desenvolvimento será feito com base no diagrama fasorial apresentado na Figura 59. Do triângulo $\triangle OCB$ tem-se que

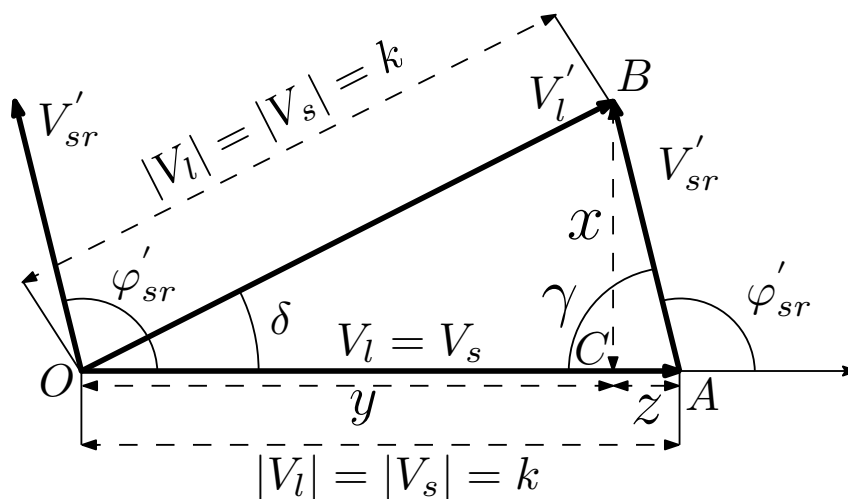
$$x = k \cdot \sin(\delta), \quad (\text{A.1})$$

$$y = k \cdot \cos(\delta). \quad (\text{A.2})$$

Do triângulo $\triangle OAB$:

$$k = y + z. \quad (\text{A.3})$$

Figura 59 – Diagrama fasorial para a obtenção de V'_{sr}



Fonte: Elaborada pelo autor.

Substituindo (A.2) em (A.3) e isolando em função de z , obtém-se que

$$z = k \cdot (1 - \cos(\delta)). \quad (\text{A.4})$$

Do triângulo $\triangle ABC$:

$$|V'_{sr}| = \sqrt{x^2 + z^2}. \quad (\text{A.5})$$

Substituindo as Equações (A.1) e (A.4) na Equação (A.5) e realizando algumas manipulações algébricas chega-se à expressão do módulo do fasor tensão do srAPF:

$$\begin{aligned} |V'_{sr}| &= \sqrt{k^2 \cdot \sin^2(\delta) + k^2 \cdot (1 - \cos(\delta))^2}, \\ &= k \cdot \sqrt{\sin^2(\delta) - 2 \cdot \cos(\delta) + \cos^2(\delta)}, \\ &= k \cdot \sqrt{2 - 2 \cdot \cos(\delta)}, \\ |V'_{sr}| &= k \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 - \cos(\delta)}; \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

A definição do ângulo φ'_{sr} do fasor é feita a partir do ângulo $\angle C\hat{A}B$ o qual é obtido da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \angle C\hat{A}B &= \gamma = \tan^{-1} \left(\frac{x}{z} \right), \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{k \cdot \sin(\delta)}{k \cdot (1 - \cos(\delta))} \right), \\ \gamma &= \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\delta)}{1 - \cos(\delta)} \right); \end{aligned}$$

logo, o ângulo φ'_{sr} é dado por:

$$\varphi'_{sr} = 180^\circ - \gamma. \quad (\text{A.7})$$

Na prática, a Equação (A.6) determina o valor RMS da tensão que deve ser imposta pelo APF Série. Pode-se observar que, se a tensão da rede se mantiver constante (premissa adotada para o desenvolvimento matemático), tanto o módulo quanto o ângulo da tensão imposta dependerão unicamente do ângulo δ calculado para proporcionar a distribuição de potência reativa desejada entre os conversores.

A.2 REFERÊNCIA DE CORRENTE DO FILTRO ATIVO PARALELO

Na Figura 60 é apresentado o diagrama fasorial simplificado das correntes com a implementação do PAC. De acordo com o que foi dito anteriormente, a injeção de uma tensão no srAPF com componente em fase com a corrente da rede provocaria o aumento da potência ativa demandada do sistema, pois o FAS absorveria esta parcela de potência. Desta forma, a corrente do shAPF deve ser estrategicamente calculada, de forma a garantir que a corrente da rede, e logo a potência ativa fornecida, se mantenha inalterada em regime permanente.

Do triângulo $\triangle OGF$ tem-se que

$$c = |I'_l| \cdot \cos(\beta), \quad (\text{A.8})$$

$$d = |I'_l| \cdot \sin(\beta). \quad (\text{A.9})$$

O lado e é dado por

$$e = c - b; \quad (\text{A.10})$$

substituindo a A.8 na Equação A.10 e definindo o valor de b de acordo com a Figura 60, obtém-se o seguinte

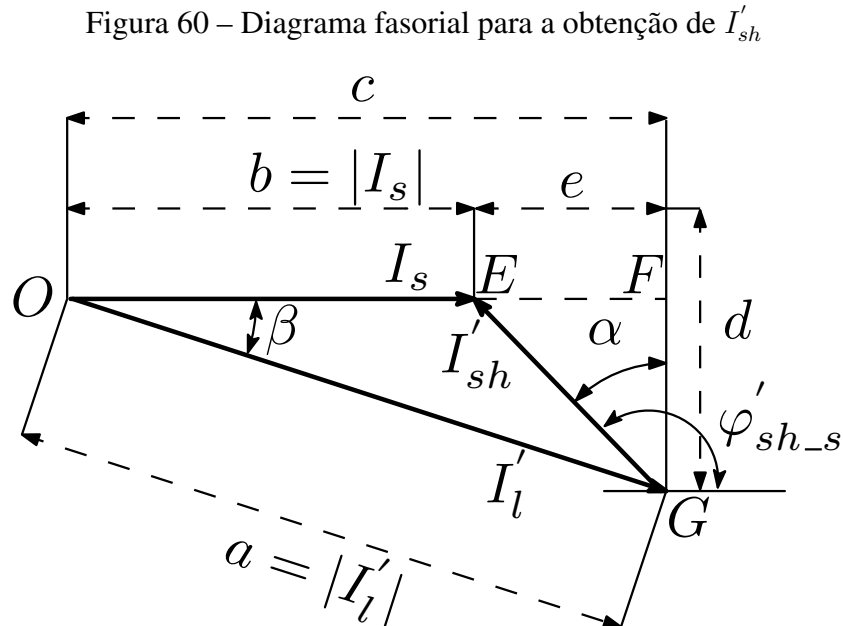
$$e = |I'_l| \cdot \cos(\beta) - |I_s|. \quad (\text{A.11})$$

Pela Figura 7, pode-se obter a seguinte relação

$$|I_s| = |I_l| \cdot \cos(\varphi_l). \quad (\text{A.12})$$

Como considera-se que a carga se mantém inalterada durante os instantes anterior e posterior à implementação do PAC, as I_l e I'_l possuem o mesmo módulo, logo tomando como base esta afirmação, substituindo a Equação A.12 na Equação A.11 e realizando uma pequena manipulação algébrica, chega-se a

$$\begin{aligned} e &= |I'_l| \cdot \cos(\beta) - |I_l| \cdot \cos(\varphi_l), \\ e &= |I'_l| \cdot (\cos(\beta) - \cos(\varphi_l)). \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$



Fonte: Elaborada pelo autor.

Do triângulo $\triangle EFG$ tem-se que

$$|I'_{sh}| = \sqrt{e^2 + d^2}; \quad (\text{A.14})$$

substituindo as Equações A.9 e A.13 na Equação A.14 e realizando algumas manipulações algébricas, chega-se a seguinte expressão para $|I'_{sh}|$

$$\begin{aligned}
|I'_{sh}| &= \sqrt{\left[|I'_l| \cdot (\cos(\beta) - \cos(\varphi_l))\right]^2 + \left[|I'_l| \cdot \sin(\beta)\right]^2}, \\
&= |I'_l| \cdot \sqrt{\cos^2(\beta) - 2 \cdot \cos(\beta) \cdot \cos(\varphi_l) + \cos^2(\varphi_l) + \sin^2(\beta)}, \\
|I'_{sh}| &= |I'_l| \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \cos(\beta) \cdot \cos(\varphi_l) + \cos^2(\varphi_l)}.
\end{aligned} \tag{A.15}$$

O ângulo da corrente I'_{sh} com relação a tensão da rede V_s ($\varphi'_{sh,s}$) é diretamente determinado pelo ângulo α , o qual pode ser obtido através da seguinte Equação

$$\tan(\alpha) = \frac{e}{d}. \tag{A.16}$$

Substituindo as Equações A.9 e A.13 na Equação A.16 e realizando uma pequena manipulação algébrica chega-se a

$$\begin{aligned}
\tan(\alpha) &= \frac{|I'_l| \cdot (\cos(\beta) - \cos(\varphi_l))}{|I'_l| \cdot \sin(\beta)}, \\
\alpha &= \tan^{-1} \left(\frac{|I'_l| \cdot (\cos(\beta) - \cos(\varphi_l))}{|I'_l| \cdot \sin(\beta)} \right), \\
\alpha &= \tan^{-1} \left(\frac{\cos(\beta) - \cos(\varphi_l)}{\sin(\beta)} \right);
\end{aligned} \tag{A.17}$$

Logo $\varphi'_{sh,s}$ é dado por

$$\varphi'_{sh,s} = 90^\circ + \alpha. \tag{A.18}$$

Pode-se obter também o ângulo entre a corrente I'_{sh} e a tensão de carga V'_l ($\varphi'_{sh,l}$) o qual é necessário para o cálculo das potências ativa e reativa fornecidas pelo FAP. Através de uma rápida análise da Figura 7, pode-se verificar que $\varphi'_{sh,l}$ é dado por

$$\varphi'_{sh,l} = \varphi'_{sh,s} - \delta. \tag{A.19}$$

A.3 DEFINIÇÃO DO ÂNGULO $\delta_{máx}$

Com a implantação do PAC, o filtro ativo série passa a processar tanto potência ativa quanto reativa em regime permanente. Para analisar a influência do PAC no processamento de potência, pode-se utilizar a expressão aparente no FAS, dada por

$$S_{sr} = |V'_{sr}| \cdot |I_s|. \tag{A.20}$$

Substituindo a Equação A.6 na Equação A.20, chega-se a seguinte expressão:

$$S_{sr} = k \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 - \cos(\delta)} \cdot |I_s|. \tag{A.21}$$

Pode-se observar que a potência aparente processada pelo FAS é diretamente proporcional ao valor do ângulo δ de defasagem que se deseja impor entre as tensões V_s e V_l . Assim, para

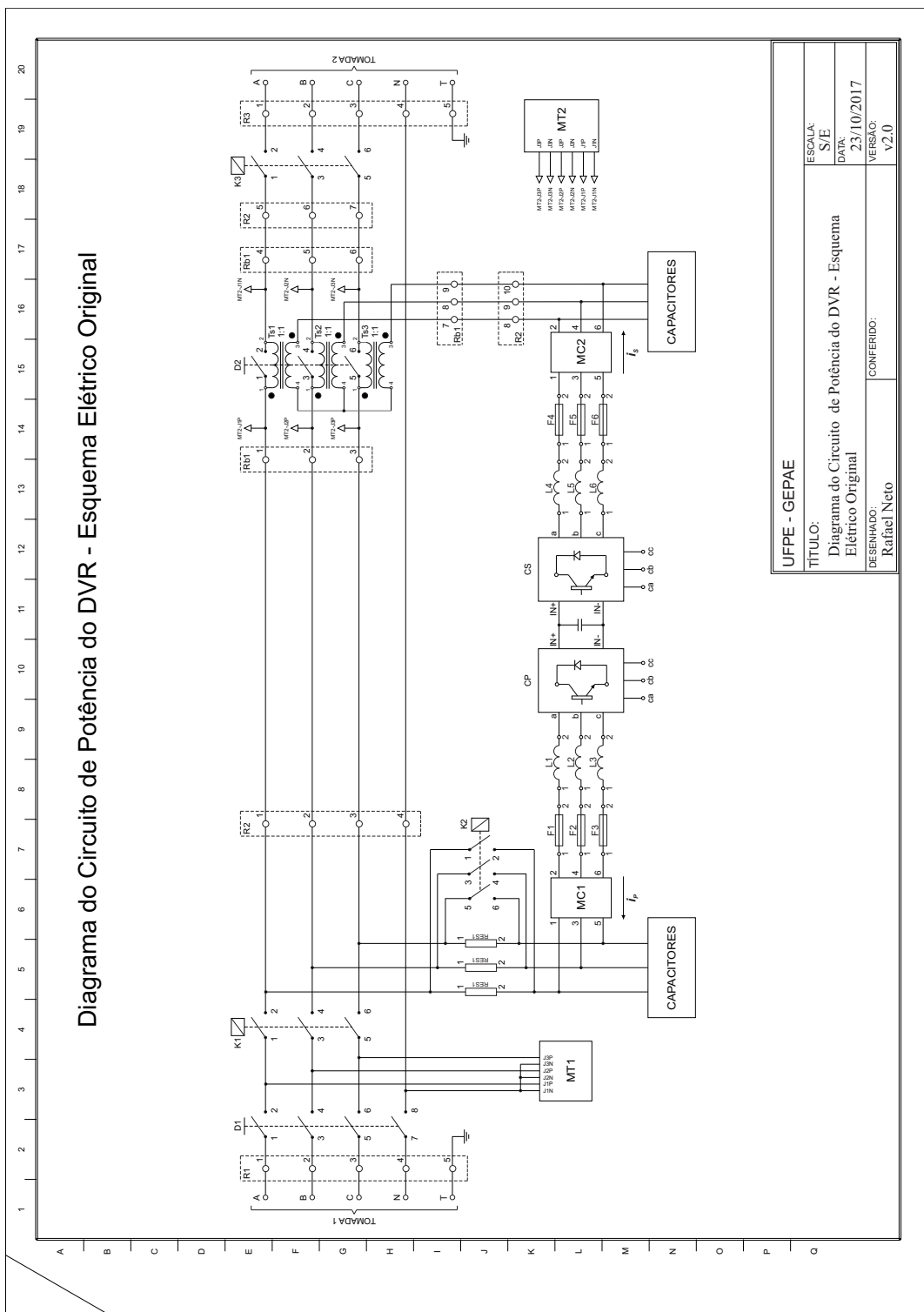
a implantação segura da técnica, deve-se estabelecer um valor limite de δ ($\delta_{m\acute{a}x}$) para que a potência aparente processada não supere a potência nominal no conversor série.

Em via de regra, a potência do conversor série de um condicionador universal de energia é definida pela severidade do afundamento de tensão que se deseja compensar, uma vez que a corrente é unicamente definida pela carga. Assim, estipula-se o afundamento máximo percentual que se deseja compensar e, conseqüentemente, o maior nível de tensão a ser imposto pelo conversor ($|V_{sr,m\acute{a}x}|$). Desta forma, o ângulo $\delta_{m\acute{a}x}$ pode ser definido em função de $|V_{sr,m\acute{a}x}|$ como apresentado a seguir

$$\begin{aligned}
 |V_{sr,m\acute{a}x}| &= k \cdot \sqrt{2} \sqrt{1 - \cos(\delta_{m\acute{a}x})}, \\
 |V_{sr,m\acute{a}x}|^2 &= 2 \cdot k^2 \cdot (1 - \cos(\delta_{m\acute{a}x})), \\
 \frac{|V_{sr,m\acute{a}x}|^2}{2 \cdot k^2} &= 1 - \cos(\delta_{m\acute{a}x}), \\
 \cos(\delta_{m\acute{a}x}) &= 1 - \frac{|V_{sr,m\acute{a}x}|^2}{2 \cdot k^2}, \\
 \delta_{m\acute{a}x} &= \cos^{-1} \left(1 - \frac{|V_{sr,m\acute{a}x}|^2}{2 \cdot k^2} \right). \tag{A.22}
 \end{aligned}$$

APÊNDICE B – DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PAINEL ELÉTRICO

Figura 61 – Diagrama do circuito de potência do esquema elétrico original.



Fonte: Elaborada pelo autor.