



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TAYNÁ MARIA DE ANDRADE GOMES

CONTROLADOR RST DIGITAL APLICADO AO FILTRO ATIVO *SHUNT*

FORTALEZA

2021

TAYNÁ MARIA DE ANDRADE GOMES

CONTROLADOR RST DIGITAL APLICADO AO FILTRO ATIVO *SHUNT*

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de A. Lima

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício G. Nogueira

FORTALEZA

2021

TAYNÁ MARIA DE ANDRADE GOMES

CONTROLADOR RST DIGITAL APLICADO AO FILTRO ATIVO *SHUNT*

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Aprovada em: 30/11/2021

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Kleber de A. Lima (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fabrício G. Nogueira (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Morais
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Domenico Sgrò
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

G618c Gomes, Tayna.
CONTROLADOR RST DIGITAL APLICADO AO FILTRO ATIVO SHUNT / Tayna Gomes. – 2021.
87 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.

Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araujo Lima.

Coorientação: Prof. Dr. Fabrício Nogueira.

1. Qualidade de energia. 2. Controlador digital RST. 3. Filtragem ativa. 4. Teoria pq. I. Título.

CDD 621.3

À minha família, meu esposo e amigos.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente à Deus, pela força e coragem durante toda esta longa caminhada. Sem fé, eu nada seria.

À minha eterna gratidão aos meus pais, e meu irmão, Thiago, que sempre me apoiaram com muito carinho, e não mediram esforços para que fosse possível chegar até esta etapa de minha vida.

Agradeço ao meu esposo, Valdenir Júnior, que esteve sempre presente nos melhores e piores momentos durante esses anos de curso.

Aos professores do departamento, em especial ao meu orientador Prof. Dr. Francisco Kleber de A. Lima, e ao meu coorientador Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira, pela paciência na orientação e incentivo que tornaram possível a conclusão deste trabalho.

Agradeço aos Professores Ernande Eugenio Campelo Moraes, Domenico Sgrò e Wilkley Bezerra Correia, por participarem da banca examinadora.

Agradeço à todos os membros do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração de Sistemas de Energia (LAPIS), pelo companheirismo, discussões e troca de conhecimento sobre os mais diversos temas.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro prestado durante dois anos deste mestrado, que foram fundamentais para que me dedicasse exclusivamente à pesquisa.

Agradeço à todos aqueles que indiretamente ou diretamente fizeram parte da minha formação.

“São as nossas escolhas as que melhor definem o
que somos, muito mais que nossas habilidades.”

(JK Rowling)

RESUMO

Devido à crescente demanda de cargas não lineares seja por unidades consumidoras (UC) residenciais, seja através de consumidores industriais, existe uma crescente preocupação não só com fornecimento de energia, mas também com a qualidade da energia nos pontos de conexão. A filtragem para compensação de correntes harmônicas é um tema bastante atual, e muitos trabalhos abordam este assunto. Desta maneira, esta dissertação tem como objetivo contribuir também para este tema. O Filtro Ativo *Shunt* (FAS) abordado neste trabalho utiliza como estratégia de controle a Teoria das Potências Ativa e Reativa Instantâneas ou, simplesmente, *Teoria pq*. A qual, normalmente, faz uso de controlador Proporcional-Integral (PI). Contudo, neste trabalho optou-se em utilizar o controlador digital de estrutura R-S-T a fim de comparar o nível das filtragens proporcionadas por estes dois controladores. O projeto do controlador digital R-S-T de dois graus de liberdade foi realizado por meio da identificação da planta. Em seguida, foi desenvolvido um modelo de simulação computacional em ambiente PSCAD/EMTDC, a fim de se obter os resultados de simulações para ambos os controles. Também foi montada uma bancada experimental para validação da teoria apresentada, a partir da plataforma *Hardware-in-the-Loop* (HIL) DSPACE 1103 para a implementação do Filtro Ativo trifásico. Uma interface Homem-Máquina foi desenvolvida com o auxílio da interface gráfica *Control Desk*. Os resultados experimentais foram comparados e mostraram que o controlador digital RST pode ser utilizado no controle de filtros ativos *shunt* para se compensar adequadamente correntes harmônicas e potência reativa.

Palavras-chave: Qualidade de energia, Compensação de harmônicos, Filtragem ativa, Teoria pq, Controlador digital RST.

ABSTRACT

Due to the growing demand for non-linear loads is for residential consumer (RC) units, either through industrial consumers, there is a growing concern not only with energy supply but also with the power quality at the point of connections. Filtering for compensation of harmonic currents is a fairly current theme, and many works address this subject. In this way, this dissertation aims to contribute also to this topic. Shunt active filter (SAF) addressed in this work uses as a strategy of control the theory of instantaneous active and reactive powers or simply, pq Theory. Which usually makes use of proportional-integral (PI) controller. However, in this work we chose to use the Digital RST structure controller in order to compare the level of filtering provided by these two controllers. The project of the two-degrees-of-freedom R-S-T digital controller was performed by identifying the plant. Then, the computational simulation model was developed in PSCAD/ EMTDC environment, in order to obtain the results of simulations for both controllers. An experimental setup was also build for validation of the presented theory, from the hardware-in-the-loop (HIL) DSPACE 1103 platform for the implementation of the three-phase active filter. A Human Machine Interface (HMI) was developed with the help of the Control Desk graphics interface. The experimental results were compared and shown that the R-S-T Digital Controller can be used in Control of Shunt Active Filters to compensate harmonic currents and reactive power properly.

Keywords: Power quality, Harmonic compensation, Active filtering, pq Theory, R-S-T digital controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos com o princípio de funcionamento um filtro ativo paralelo.	17
Figura 2 – Filtro Passivo Série.	32
Figura 3 – Filtro Passivo Paralelo de Sintonia.	33
Figura 4 – Filtro Passivo Paralelo Amortecido.	34
Figura 5 – Diagrama esquemático dos filtros passivos. (a) primeira ordem; (b) segunda ordem; (c) terceira ordem;	35
Figura 6 – Topologias do Filtro Ativo.	36
Figura 7 – Topologia do Filtro Ativo Série.	37
Figura 8 – Topologia do filtro ativo <i>shunt</i> .	38
Figura 9 – Topologia do filtro ativo <i>shunt</i> a 3 Fios.	38
Figura 10 – Topologia do filtro ativo <i>shunt</i> a 4 Fios.	39
Figura 11 – Diagrama de blocos com a estratégia de controle do filtro ativo <i>shunt</i>	42
Figura 12 – Controle do chaveamento do conversor utilizando a modulação por histerese.	44
Figura 13 – Controle do chaveamento do conversor utilizando a modulação por histerese.	45
Figura 14 – Metodologia para a identificação do sistema.	49
Figura 15 – Diagrama de bloco do modelo ARX.	49
Figura 16 – Diagrama de blocos de um controlador geral de dois graus de liberdade.	53
Figura 17 – Modelo do filtro ativo utilizado neste trabalho.	56
Figura 18 – Sinal da onda quadrada inserido	57
Figura 19 – Sinal da onda quadrada inserido	58
Figura 20 – Sinal antes e depois do filtro passa baixa.	59
Figura 21 – Seleção de dados para validar o sistema.	59
Figura 22 – Modelos identificados.	60
Figura 23 – Filtro Ativo simulado no PSCAD/EMTDC.	64
Figura 24 – Tensão no elo CC com o controlador PI.	65
Figura 25 – Tensão no elo CC com o controlador digital com estrutura RST.	66
Figura 26 – Corrente da rede distorcida.	66
Figura 27 – Corrente da rede na fase A antes e após a inserção do filtro com o controlador PI.	67
Figura 28 – Corrente da rede na fase A antes e após a inserção do filtro com o controlador digital com estrutura RST.	67

Figura 29 – THD da corrente da rede utilizando o controlador PI.	68
Figura 30 – THD da corrente da rede na fase A utilizando o controlador digital com estrutura RST.	68
Figura 31 – Potência Reativa no PCC utilizando o controlador digital com estrutura PI. . .	69
Figura 32 – Potência Reativa no PCC utilizando o controlador digital com estrutura RST.	70
Figura 33 – Potência Instantânea Real com o controle PI.	70
Figura 34 – Potência Instantânea Real com o controle de estrutura RST.	71
Figura 35 – Bancada Experimental.	72
Figura 36 – Bancada Experimental.	73
Figura 37 – Regulação no Elo CC utilizando o controle PI	74
Figura 38 – Regulação no Elo CC utilizando o controle RST	74
Figura 39 – Retificador trifásico não controlado por 6 Pulsos	75
Figura 40 – Corrente da Carga	75
Figura 41 – THD da Corrente da Carga	76
Figura 42 – A corrente da rede após a inserção do filtro ativo com o controlador PI . . .	76
Figura 43 – THD da corrente da rede com o filtro ativo usando o controlador PI	77
Figura 44 – Corrente da rede após a inserção do filtro ativo com o controle RST	77
Figura 45 – THD da corrente da rede com o Filtro Ativo usando o Controlador RST . . .	78
Figura 46 – Potência Real Instantânea (\bar{p}) com o controle PI.	78
Figura 47 – Potência Real Instantânea (\bar{p}) com o controle RST.	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Terminologia.	25
Tabela 2 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental). . .	26
Tabela 3 – Classificação dos equipamentos de acordo com a IEC-61000-3-2.	26
Tabela 4 – Limites para as Harmônicas de Corrente	27
Tabela 5 – Limites para as Harmônicas de Corrente - Harmônicas Impares	28
Tabela 6 – Parâmetros para determinar ganhos do controlador PI.	47
Tabela 7 – Parâmetros estimados para o controlador no filtro ativo em bancada experi- mental.	61
Tabela 8 – Parâmetros estimados para o controlador no filtro ativo em simulação compu- tacional.	62
Tabela 9 – Parâmetros da Simulação.	65
Tabela 10 – Características da Bancada	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
FAH	filtro ativo híbrido
FAP	ailtro ativo paralelo
FAPS	Filtros Ativos de Potência Shunt
FAS	filtro ativo série
Hz	Hertz
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LAPIS	Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração de Sistemas de Potência
PCC	Ponto de Conexão Comum
PPGEE	Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	qualidade de energia elétrica
SEB	Setor Elétrico Brasileiro
SV-PWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
VTCD	Variações de tensão de curta duração

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Identificação do Problema	15
1.2	Objetivos	18
1.2.1	<i>Objetivos Gerais</i>	18
1.2.2	<i>Objetivos Específicos</i>	18
1.3	Estrutura da dissertação	18
1.4	Lista de Trabalhos aceitos ou publicados	19
2	QUALIDADE DE ENERGIA	20
2.1	Cargas Não lineares	21
2.2	Distorções Harmônicas	21
2.2.1	<i>Algumas Considerações sobre ordem e sequências dos Harmônicos no Sistema Elétrico</i>	23
2.3	Normas e Recomendações para Controle de Harmônicos na Rede	24
2.3.1	<i>PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica-ANEEL</i>	24
2.3.2	<i>Norma IEC 61000-3-2: Limites para emissão de harmônicas de corrente (<16 A por fase)</i>	26
2.3.3	<i>IEEE-519: Recomendação para práticas e requisitos para controle de harmônicas no sistema elétrico de potência</i>	27
2.4	Efeitos dos Harmônicos em Sistemas de Energia	29
2.4.1	<i>Variação de Frequência</i>	29
2.5	Tecnologias para Compensação dos Harmônicos	30
2.5.1	<i>Filtros Passivos</i>	31
2.5.2	<i>Filtros ativos</i>	35
2.5.3	<i>Filtros Híbridos</i>	39
2.6	Conclusão	40
3	FILTRO ATIVO SHUNT	41
3.1	Técnicas de Controle para Filtros Ativos	41
3.2	Modulação por histerese	43
3.3	Controlador Proporcional Integral	45
3.3.1	<i>Cálculo dos ganhos do controlador PI</i>	46

3.4	Conclusão	47
4	IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE DIGITAL	48
4.1	Introdução	48
4.2	Identificação de Sistemas	48
4.2.1	<i>Modelo autoregressivo com entradas exógenas - ARX</i>	<i>49</i>
4.2.2	<i>Método dos Mínimos Quadrados Não-recursivo</i>	<i>50</i>
4.2.3	<i>Validação de modelos</i>	<i>52</i>
4.3	Estrutura de Controle RST Digital	53
4.3.1	<i>Sintonia via Alocação de Pólos</i>	<i>54</i>
4.4	Conclusão	55
5	METODOLOGIA	56
5.1	Filtro Ativo Proposto	56
5.2	Estratégia para identificação do Sistema da Bancada Experimental	57
5.2.1	<i>Identificação de Modelo ARX</i>	<i>58</i>
5.2.2	<i>Especificações de desempenho para o sistema de malha-fechada</i>	<i>60</i>
5.2.3	<i>Controlador Digital com estrutura RST</i>	<i>61</i>
5.3	Estratégia para identificação do Sistema do Filtro Ativo em Simulação	61
5.3.1	<i>Especificações de desempenho para o sistema de malha-fechada</i>	<i>62</i>
5.4	Conclusão	62
6	RESULTADOS	64
6.1	Resultados de Simulação	64
6.2	Resultados Experimentais	70
6.2.1	<i>Características da Bancada</i>	<i>71</i>
6.2.2	<i>Regulação no elo CC</i>	<i>73</i>
6.2.3	<i>Caracterização da carga</i>	<i>74</i>
6.2.4	<i>Resultados da filtragem de corrente utilizando o Controlador Proporcional Integral - PI no controle do barramento CC</i>	<i>76</i>
6.2.5	<i>Resultados da filtragem de corrente utilizando o Controlador Digital RST no controle do barramento CC</i>	<i>77</i>
6.3	Conclusão	79
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	80
7.1	Trabalhos Futuros	81

REFERÊNCIAS	82
ANEXOS	84
ANEXO A – Teoria pq	85

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo visa contextualizar o tema deste trabalho de mestrado. Primeiramente será analisado o estudo sobre a qualidade de energia transmitida e a importância da aplicação dos filtros de potência na rede elétrica, bem como as suas respectivas vantagens e desvantagens. Em seguida, será apresentado os objetivos e as contribuições da dissertação. Posteriormente, será destacada a estrutura da dissertação e por fim, serão listados os trabalhos publicados ou aceitos durante a participação no Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

1.1 Identificação do Problema

O fornecimento da Energia Elétrica alcança diversos setores antes de chegar ao consumidor final propriamente dito. Assim, as empresas geradoras, transmissoras e distribuidoras de energia elétrica, bem como diversos outros propulsores, contribuem para que o setor elétrico desempenhe uma função estratégica como prestador de um serviço essencial à população e influenciador no desenvolvimento econômico do país (ANEEL, Brasília, 2006).

A utilização de equipamentos eletrônicos que consomem e/ou processam energia elétrica vem se tornando cada vez mais comum. Muitos deles são alimentados diretamente pela rede elétrica e mais de 50% possuem um conversor estático de potência que pode distorcer a corrente drenada da rede elétrica, aumentando consideravelmente o seu conteúdo harmônico. Esta deformação provocada na corrente diminui a qualidade da energia elétrica da rede, ao mesmo tempo em que pode afetar diretamente equipamentos conectados a esta, especialmente àqueles sensíveis.

A maior parte da matriz elétrica (nacional ou mundial) provê energia elétrica produzida de forma senoidal e uma grande parte das cargas conectadas a rede elétrica solicitam correntes senoidais, ou seja, trabalham em Corrente Alternada (CA), essas são chamadas de cargas lineares (SILVA *et al.*,). Em outras palavras, são cargas que não deformam a forma de onda da corrente solicitada da rede elétrica.

As cargas não lineares drenam, da rede elétrica, correntes distorcidas que, por vezes, prejudicam a forma de onda da tensão no ponto onde estão conectadas. Isto ocorre nos pontos da rede elétrica nos quais a potência de curto-circuito possui baixo valor, caracterizando uma rede fraca. Essas distorções são geradas a partir de correntes elétricas que possuem frequência que é

diferente da frequência fundamental (60 Hz), essas corrente são denominadas harmônicas.

Permitir que uma rede elétrica tenha um alto conteúdo harmônico, resultará em um sistema com baixa qualidade de energia e possíveis perdas adicionais no sistema de transmissão e distribuição. Dessa forma, para garantir a qualidade de energia, são estudadas estruturas de circuitos capazes de atenuar o problema de distorção de correntes e/ou tensões nos sistemas elétricos (POMILIO; DECKMANN, 2009).

Com o propósito de compensar as correntes harmônicas, reativas e de desbalanço, vários estudos têm observado diferentes topologias de condicionadores de energia e suas estratégias de compensação. Tais dispositivos são geralmente conhecidos como filtros de potência, que podem ser classificados como: Filtros Ativos, Filtros Passivos e Filtros Híbridos (AKAGI, 2006).

O Filtro Ativo é inserido em derivação com a fonte de alimentação, e injeta constantemente correntes harmônicas que correspondem exatamente às componentes harmônicas geradas pela carga em oposição de fase. O resultado é que a corrente fornecida pela fonte de alimentação permanece senoidal.

O Filtro Passivo é a solução de menor custo, mas possui vários pontos desfavoráveis para sua aplicação, como baixo ganho e perdas significativas por consequência da inserção do indutor, além do risco de ressonância para o sistema (SANTOS *et al.*, 2019).

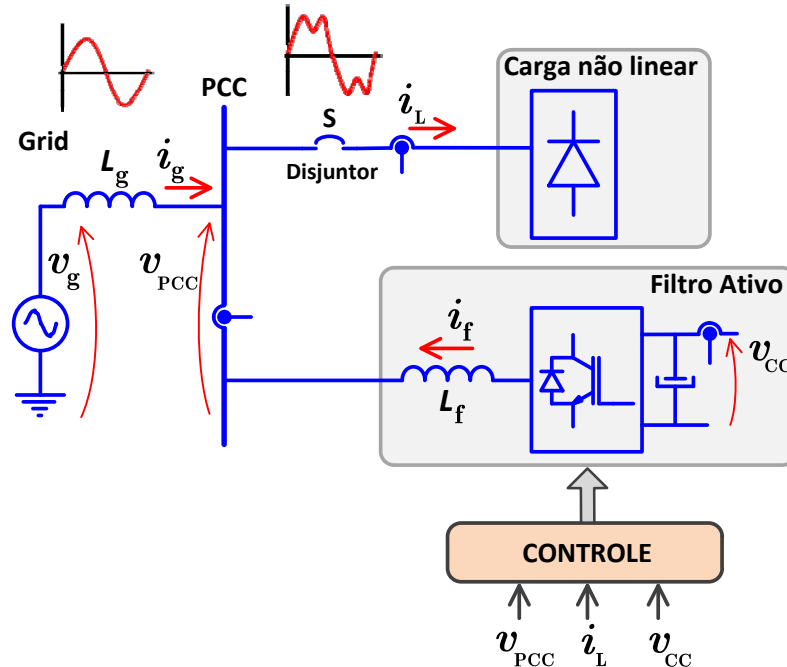
Os Filtro Híbrido consistem numa associação entre os filtros ativo e passivo. Desta maneira, a parte ativa do filtro híbrido é usada para filtrar harmônicos de ordens mais altas, enquanto a sua parte passiva é utilizada para a filtragem daquelas ordens mais baixas, sendo projetados, geralmente, para uma ou duas frequências particulares de sintonia (LIMA *et al.*, 2013).

Este trabalho pretende destacar os Filtros Ativos *shunt*, tecnologia essa que se desenvolveu bastante nos últimos anos para a área de qualidade de energia. Algumas de suas aplicações dizem respeito à compensação de correntes harmônicas, regulação da tensão terminal, e regulação de potência reativa. Para cada uma dessas aplicações, deve ser ponderada uma estratégia de controle que melhor se adéque ao sistema.

A Figura 1 apresenta o princípio de operação da compensação ativa paralela (*shunt*). Nesta figura, pode-se observar a rede elétrica, representada por uma fonte de tensão por trás de uma impedância, Ponto de Conexão Comum (PCC), o filtro ativo (*shunt*) e uma carga não linear. A ideia é que o filtro possa ler as correntes harmônicas demandadas pela carga e que este possa gerar referências de correntes em completa oposição de fase às correntes harmônicas da

carga. Desta maneira, é possível a efetiva compensação das componentes harmônicas da corrente drenada da rede elétrica, possibilitando que a rede possa fornecer corrente senoidal para a carga.

Figura 1 – Diagrama de blocos com o princípio de funcionamento um filtro ativo paralelo.



Fonte: Próprio Autor

Este filtro funciona com modulação da corrente de referência através da implementação de banda de histerese. O filtro usa a teoria pq que provê a compensação das potências: real oscilante, imaginária oscilante e imaginária contínua. Assim, estando o controle funcionando adequadamente, as correntes drenadas da rede deixam de ter formato distorcido e, após a atuação do filtro, passam a ter formato senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica no ponto de conexão.

Os desafios das empresas do setor elétrico, compreendem as demandas da sociedade por melhorias na qualidade do fornecimento de energia elétrica, e no uso eficiente desta, além de outras como a atenuação dos impactos ambientais. O atual modelo institucional do Setor Elétrico Brasileiro (SEB), caracterizado por um ambiente híbrido, onde coexistem empresas públicas e privadas, também impõe a necessidade de otimizar investimentos, aumentar a confiabilidade e reduzir custos operacionais do sistema elétrico (JUNIOR *et al.*, 2010).

1.2 Objetivos

Neste tópico será apresentado o objetivo geral e os objetivos específicos, a fim de orientar os rumos deste trabalho.

1.2.1 *Objetivos Gerais*

Propor a implementação do controlador RST utilizando a técnica de alocação de pólos, como alternativa de estratégia de controle para aplicação dos Filtros Ativos de Potência *Shunt*.

1.2.2 *Objetivos Específicos*

- Controlar a tensão no barramento CC do conversor.
- Compensar a potência reativa do sistema;
- Obter uma técnica de controle alternativa para os Filtros Ativos de Potência.
- Implementar um controlador com uma resposta com pequeno sobressinal.
- Implementar um controlador com menor erro em regime permanente e com um rápido tempo de acomodação.

1.3 Estrutura da dissertação

O capítulo inicial está sistematizado com uma apresentação geral do projeto de mestrado, nele contém uma contextualização da problemática envolvida no tema do trabalho. Em seguida é apresentada a motivação da realização do trabalho, bem como os objetivos traçados para serem executados nessa dissertação.

No capítulo 2 é abordado o embasamento teórico de alguns assuntos fundamentais para o compreensão desta pesquisa. Expõe-se a parte técnica de alguns pontos como: qualidade de energia e os distúrbios envolvidos; as normas para controle desses distúrbios e os filtros tradicionalmente utilizados para a qualidade de energia como filtros passivos, ativos e híbridos.

No capítulo 3 é destacado os Filtros Ativos de Potência Shunt (FAPS), apresentando o funcionamento da estratégia de controle utilizada. Neste capítulo abordamos mais detalhadamente a forma em que os filtros ativos trabalham e qual a importância da estratégia e controle escolhida para a topologia do filtro que será aplicado.

No capítulo 4 apresenta uma pequena definição sobre o que é e as etapas de uma identificação de sistema e após a identificação, é destacado como o projeto do controle digital ocorre, destacando a metodologia utilizada para projetar o controlador digital com estrutura RST.

No capítulo 5 está a metodologia utilizada neste projeto, ou seja, nele é apresentado como foi adquirido s resultados de simulação e os resultados experimentais.

O sexto capítulo revela inicialmente os resultados provenientes de simulação realizada na plataforma PSCAD/EMTDC, e em seguida os resultados do filtro ativo shunt em bancada experimental.

De posse dos resultados obtidos, o capítulo 7 traz conclusões importantes sobre esse trabalho, refletindo principalmente se os objetivos tratados inicialmente foram plenamente satisfeitos.

1.4 Lista de Trabalhos aceitos ou publicados

A colaboração do discente como aluno de mestrado e demais membros do PPGEE resultou nos seguintes trabalhos publicados/aceitos :

Júnior, Á. J. M., Silva, F. E., Martins, L. L., Gomes, T. M., & Leão, R. P. Desenvolvimento de Aplicativo para Estudo de Propagação de Afundamentos de Tensão com Base na *IEEE Std 1668-2017*. **Anais da Sociedade Brasileira de Automática (SBA)**, v. 2, n. 1, 2020.

Gomes, T. M., Lima, F. K. A, & Nogueira, F. Controle RST Digital Aplicado ao Filtro Ativo Shunt. **Conferência Brasileira Sobre Qualidade de Energia Elétrica (CBQEE)**, 2021.

Gomes, T. M., Lima, F. K. A, & Nogueira, F. Digital RST Control Applied to the Shunt Active Filter. **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)**, 2021.

2 QUALIDADE DE ENERGIA

Neste capítulo será apontado o conteúdo de embasamento teórico imprescindível para a pesquisa, facilitando a compreensão do trabalho e preenchendo as possíveis lacunas do leitor sobre o assunto de qualidade de energia. Fundamentando-se em pesquisas literárias, normativas, empíricas, acadêmicas e de casos experimentais, todos correlacionados com a qualidade da energia em sistemas interdependentes e suas interferências na eficiência energética, no que tange à distorção harmônica.

Nos últimos anos a evolução tecnológica ocorre em ritmo acelerado, principalmente na área de eletrônica de potência, e isso proporciona uma maior demanda por componentes semicondutores. Deste modo, a presença de cargas não lineares no sistema elétrico está cada vez maior, pois muitas das cargas possuem a característica de não linearidade, ou seja, degradam a rede com correntes não senoidais (AKAGI *et al.*, 2017).

Oferecer o fornecimento de energia elétrica significa uma melhora na qualidade de vida da população. Ao se instalar um sistema de distribuição de energia elétrica em uma localidade, espera-se poder usufruir do benefício, tanto de uma melhor qualidade de energia por se situar próximo a localidade, como a geração de emprego que isso vá causar.

Uma definição abrangente define qualidade de energia elétrica (QEE) como sendo uma medida de quão bem a energia elétrica pode ser usufruída pelos consumidores. Ou seja, é observado como irá ser a característica dessa energia até chegar ao consumidor final, levando em consideração os parâmetros considerados desejáveis para a operação segura, tanto do sistema supridor como das cargas elétricas (DECKMANN; POMILIO, 2017). Entre os parâmetros a considerar temos:

- Distorções;
- Transitórios rápidos;
- Afundamentos ou elevações de tensão;
- Desequilíbrio de sistemas trifásicos;
- Variações de tensão de curta duração (VTCD).

Se não houver intervenção corretiva nas adversidades operacionais, ou seja, se as falhas não forem devidamente ajustadas, poderá ocorrer ao sistema prejuízos materiais. Um exemplo é a perda de equipamentos eletrônicos sensíveis a problemas que apareçam referente a má qualidade de energia elétrica utilizada.(MEHL, 2012).

Devido à crescente demanda de clientes e indústrias que utilizam equipamentos com

cargas não lineares, o sistema elétrico não só se preocupa com fornecimento de energia, como também com a qualidade que essa energia será transmitida e distribuída.

2.1 Cargas Não lineares

As cargas não lineares são cargas que distorcem as formas de onda da corrente e da tensão, e essas distorções podem gerar ondas com frequência de oscilação diferente da fundamental, denominadas de harmônicas. De uma forma geral, todos os equipamentos que processam eletronicamente energia elétrica suprida pela rede, sem um estágio para corrigir o fator de potência, causam a degradação da qualidade de energia no ponto onde são conectados. A defasagem entre as correntes demandadas pelas cargas e as tensões de alimentação é considerado um fenômeno indesejado, uma vez que gera um fluxo de potência oscilatório entre a fonte e a carga, sem que tenha sido convertida em potência útil. Porém essa potência oscilatória ou reativa, é frequentemente necessária para excitar os campos magnéticos (efeito indutivo) ou elétricos (efeito capacitivo) da rede e de determinadas cargas (GARCIA; NAVES, 2008).

Como a utilização de cargas não lineares se tornaram mais comuns, não só em indústrias mas também nas instalações residenciais, é notório um aumento de harmônicos na rede elétrica. Assim, permitir que o sistema elétrico tenha um alto conteúdo harmônico caracteriza baixa qualidade da energia elétrica e provoca perdas adicionais na transmissão dessa energia.

Tais fontes harmônicas (cargas não lineares) estão distribuídas por toda a rede. Embora estas cargas individualmente produzam quantidades insignificantes de correntes harmônicas, o efeito conjugado de um grande número de tais cargas pode ser significativo, podendo criar uma série de perturbações para as concessionárias e para os usuários finais.

2.2 Distorções Harmônicas

Distorções harmônicas são deformações que ocorrem repetidamente em cada sequência da frequência fundamental. Deste modo, as harmônicas apresentam frequências múltiplas da fundamental. Essas deformações ocorrem geralmente por dispositivos que apresentam relação não linear entre tensão e corrente (PAREDES *et al.*, 2017)(PHIPPS *et al.*, 1994).

A frequência fundamental do sistema elétrico brasileiro é 60 Hertz (Hz). Salientando que as harmônicas são múltiplos inteiros da frequência fundamental, então a 2ª harmônica

será uma onda senoidal de 120 Hz, a 3ª harmônica será uma onda senoidal de 180 Hz e assim por diante (BOLLEN, 2003).

Uma forma de calcular e analisar a quantidade de harmônicos presentes no sistema, é calcular a *Total Harmonic Distortion* (THD), isto é, ela representa o quanto a forma de onda esta distorcida em relação a uma senoide.

Sobre a análise da THD, ela é observada para verificar o quanto o sistema foi afetado por essas harmônicas, por exemplo, quando um sistema está perfeito, com uma forma de onda de tensão ou corrente puramente senoidal, livre de distorções, sua THD será 0%, porém, caso aconteça o inverso, em situações onde a forma de onda é muito distorcida, o THD pode chegar a 100%, ou seja, sua forma de onda está bem distante de ser uma senoide. A definição do THD matematicamente está apresentada na Equação (2.1).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^k f_h^2}}{f_1} \cdot 100\%. \quad (2.1)$$

Onde,

f_1 – Módulo da grandeza na frequência fundamental,

h – Ordem harmônica,

k - último harmônico considerado,

f_n – Módulo da grandeza na frequência harmônica

A definição da frequência de uma componente harmônica (f_h) é dada por:

$$f_h = h \cdot f_f. \quad (2.2)$$

Onde (f_f) é a frequência fundamental da rede.

A fim de se estabelecer limites para as distorções harmônicas para corrente e tensão, foram elaboradas normas e recomendações pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) e *International Electrotechnical Commission* (IEC), as quais são descritas nas seções seguintes. Além das citadas, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) propõe alguns procedimentos relacionados aos limites de distorção harmônica total e individual de tensão.

2.2.1 Algumas Considerações sobre ordem e seqüências dos Harmônicos no Sistema Elétrico

Em um sistema trifásico perfeitamente equilibrado, a seqüência de fase das harmônicas podem ser determinadas multiplicando-se sua ordem h pelos fasores de seqüência positiva (DUGAN *et al.*, 2004). Definindo-se as correntes de seqüência positiva, equilibradas e defasadas de 120° tem-se:

$$\begin{aligned} I_a &= i_{a_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t), \\ I_b &= i_{b_{pico}} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}h\right), \\ I_c &= i_{c_{pico}} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}h\right). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Percebe-se em (2.3), através da substituição de h por um valor correspondente a ordem de um harmônico qualquer, que a defasagem entre as fases é função da ordem dos harmônicos presentes, assim como a seqüência de fase.

Para seqüência positiva, h sempre assumirá valores iguais a $3.k+1$, onde $k = 0,1,2,3,\dots$, para seqüência negativa $3.k+2$ e seqüência zero $3.k+3$ (BAGGINI; HANZELKA, 2008).

Quando a transformada de Park é utilizada para se obter as correntes harmônicas em eixos síncronos dq , estes sofrem uma mudança de ordem, assim como a parcela fundamental se torna contínua. Assim os harmônicos de seqüência positiva apresentarão ordem $n_{abc} - 1$, e de seqüência negativa ordem $n_{abc} + 1$, onde n_{abc} representa a ordem do harmônico no sistema de coordenadas abc . (BAGGINI; HANZELKA, 2008). Uma observação importante é que para formas de onda com simetria de meia onda, os harmônicos de ordem par não existem (COMMITTEE *et al.*, 1984).

Outro ponto importante de salientar, que, embora os conversores eletrônicos tenham a capacidade de contribuir, ou seja, reduzir e/ou melhorar as distorções harmônicas de corrente, eles são idealmente projetados para operarem com tensões senoidais e equilibradas. Todavia, quando supridos por tensões com perfil pré desequilibrado, tais dispositivos podem gerar harmônicos atípicos, denominados por não característicos (KS *et al.*, 2005).

2.3 Normas e Recomendações para Controle de Harmônicos na Rede

Existem normas e recomendações que limitam as distorções harmônicas que estão presentes no sistema elétrico. Dentre estas, temos as normas internacionais *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) - Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems 1*, e a IEC 61000-3-2 (*International Electrotechnical Commission: BS EN IEC 61000-3-2:2019+A1:2021 Electromagnetic compatibility (EMC) Limits. Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)*). Essas normas estabelecem limites de distorção harmônica de corrente no PCC, onde são conectadas as cargas e fontes de energia do sistema. Esses limites variam de acordo com o nível de tensão.

As normas consultadas relativas aos limites das distorções harmônicas de tensão e de corrente em instalações tratam de forma geral dos limites desejáveis nos pontos de acoplamento comum (PAC) e que pode ser considerado de forma aproximada como o ponto de entrega de energia da concessionária ao consumidor. Na literatura internacional este PAC é tratado como PCC.

2.3.1 PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica-ANEEL

O módulo 8 do Prodíst (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) estabelece valores bem definidos para todos os parâmetros relativos ao fornecimento ou consumo da energia elétrica, permitindo que a qualidade de energia elétrica deixe de ser apenas um conceito para se transformar em objetivo mensurável.

A Tabela 1 foi retirada do Módulo 8 do Prodíst, nela é apresentado a terminologia aplicável ao cálculo das distorções harmônicas.

As expressões para o cálculo das grandezas $DIT_h\%$, $DTT\%$, $DIT_p\%$, $DIT_i\%$ e $DIT_3\%$ são:

$$DIT_h\% = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100. \quad (2.4)$$

sendo:

h = ordem harmônica individual.

$$DIT\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \quad (2.5)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas de 2 até h_{max} .

Tabela 1 – Terminologia.

Identificação da Grandeza	Símbolo
Distorção harmônica individual de tensão de ordem h	$DIT_h \%$
Distorção harmônica total de tensão	DTT %
Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3	$DTT_p \%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3	$DTT_i \%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3	$DTT_3 \%$
Tensão harmônica de ordem h	V_h
Ordem harmônica	h
Ordem harmônica máxima	hmáx
Ordem harmônica mínima	hmin
Tensão fundamental medida	V_1
Valor do indicador DTT% que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	DTT95%
Valor do indicador $DTT_p \%$ que foi superado em apenas 5% das 1008 leituras válidas	$DTT_p 95 \%$
Valor do indicador $DTT_i \%$ que foi superado em apenas 5% das 1008 leituras válidas	$DTT_i 95 \%$
Valor do indicador $DTT_3 3\%$ que foi superado em apenas 5% das 1008 leituras válidas	$DTT_3 95 \%$

Fonte: PRODIST, Módulo 8, 2018.

hmáx = conforme a classe A ou S.

$$DIT_l \% = \frac{\sqrt{\sum_{hp}^{h=2} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \quad (2.6)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas pares, não múltiplas de 3 (h = 2, 4, 8, 10, 14, 16, 20, 22, 26, 28, 32, 34, 38, ...).

hp = máxima ordem harmônica par, não múltipla de 3

$$DIT_p \% = \frac{\sqrt{\sum_{hi}^{h=5} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \quad (2.7)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas ímpares, não múltiplas de 3 (h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, ...).

hi = máxima ordem harmônica ímpar, não múltipla de 3.

$$DIT_3 \% = \frac{\sqrt{\sum_{h3}^{h=3} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \quad (2.8)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas múltiplas de 3 (h = 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 33, 36, 39, ...)

h3 = máxima ordem harmônica múltipla de 3.

De acordo com o Módulo 8 do Prodist, os limites para as distorções harmônicas totais constam na Tabela 2 (ANEEL, 2018).

Tabela 2 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental).

INDICADOR	Tensão Nominal		
	$V_n \leq 1,0\text{kV}$	$1,0\text{kV} < V_n < 69,0 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230,0\text{kV}$
DTT95%	10,0 %	8,0%	5,0 %
$DTT_p95\%$	2,5 %	2,0%	1,0 %
$DTT_l95\%$	7,5 %	6,0%	4,0 %
$DTT_395\%$	6,5 %	5,0%	3,0 %

Fonte: PRODIST, Módulo 8, 2018.

Os limites descrito nessa tabela, referem-se ao máximo valor tolerável no sistema de distribuição. E quando as medições forem operadas com TPs com conexão do tipo V ou delta aberto, os limites permitidos para o indicador $DTT_395\%$ deverão corresponder a 50% dos respectivos valores indicados na Tabela Tabela 2 (ANEEL, 2018) .

2.3.2 Norma IEC 61000-3-2: Limites para emissão de harmônicas de corrente (<16 A por fase)

Outra norma que menciona a limitação de injeção de correntes harmônicas no sistema elétrico é a IEC-61000-3-2. Sendo uma norma destinada a equipamentos elétricos e eletrônicos que possuam uma corrente máxima de 16 A por fase, que esteja conectado na rede pública de Baixa Tensão (BT), com uma tensão de 220-240V e com uma frequência de 50 ou 60 Hz (IEC1000-3-2, 2021). Esses equipamentos são classificados em 4 classes distintas, como mostra a Tabela 3:

Tabela 3 – Classificação dos equipamentos de acordo com a IEC-61000-3-2.

Classe A	Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.
Classe B	Ferramentas portáteis.
Classe C	Dispositivos de Iluminação
Classe D	- Até 2005: Equipamentos com forma de onda especial da corrente de entrada ($75\text{W} < P < 600 \text{ W}$) - Depois de 2005: Tv, Computador, monitor ($(75\text{W} < P < 600 \text{ W})$)

Fonte: Adaptado da IEC 61000-3-2

Quando um equipamento for enquadrado nas classe B ou C, independente da forma de onda, ele não será considerado da classe D. Essa observação também é válida quando se trata de aparelhos que contenham motor CA nos quais se faça ajuste de velocidade por controle de fase.

A Tabela 4 indica os valores máximos para as harmônicas de corrente, com o equipamento operando em regime permanente. Para o regime transitório, as correntes harmônicas

que surgem na partida de um aparelho e que tenham duração inferior a 10 s não devem ser consideradas.

Uma observação, é que para as harmônicas pares que estejam entre a 2ª e a 10ª harmônicas e as ímpares que estejam entre a 3ª e a 19ª, são admissíveis valores de até 1,5x maior do que os indicados na Tabela 4, desde que em um período de 2,5 minutos, ela apareça no máximo durante 15s.

Tabela 4 – Limites para as Harmônicas de Corrente

	Classe A Máxima Corrente[A]	Classe B Máxima Corrente[A]	Classe C (>25W) %da fundamental	Classe D (>10W<300) [mA/W]	Classe D [A]
Ordem das Harmônica (Harmônicas Impares)					
3	2,30	3,45	30 FP	3,4	2,3
5	1,14	1,71	10	1,9	1,14
7	0,77	1,155	7	1,0	0,77
9	0,40	0,60	5	0,5	0,40
11	0,33	0,495	3	0,35	0,33<h
13	0,21	0,315	3	0,296	0,21
15<h<39	$0,15 \cdot \frac{15}{h}$	$0,225 \cdot \frac{15}{h}$	3	3,85/h	2,225/h
Ordem das Harmônica (Harmônicas Pares)					
2	1,08	1,62	2	-	-
4	0,43	0,645	-	-	-
6	0,3	0,45	-	-	-
8<h<40	$0,23 \cdot \frac{8}{h}$	$0,35 \cdot \frac{8}{h}$	-	-	-

Fonte: Adaptado da IEC 61000-3-2

2.3.3 IEEE-519: Recomendação para práticas e requisitos para controle de harmônicas no sistema elétrico de potência

A IEEE-519 trata diretamente dos fenômenos causados por distorções harmônicas, ela recomenda o método de medição e os limites aceitáveis de distorção harmônica para o sistema. Diferente da norma citada anteriormente da IEC, seus limites se dão pelos valores medidos no PCC, e não individualmente para cada especificação de equipamento. O intuito dessa recomendação é que não importa o que irá acontecer na parte interna da instalação, mas sim o que ela vai refletir no sistema elétrico, ou seja, se eles vão causar danos a outros consumidores que estejam conectados nesse mesmo sistema (IEEE-519, 2014).

Os limites de distorção serão diferentes, isso dependerá do nível de tensão a qual o sistema irá funcionar. Quanto mais elevada for a corrente de curto-circuito (I_{cc}) em relação à corrente de carga, maior será a tolerância para a distorção da corrente, uma vez que elas

distorcerão em menor intensidade a tensão no PCC.

Então, pela IEEE 519-2014, os limites de harmônicas individuais da corrente com relação ao nível de curto circuito no PCC e a tensão do sistema, estão apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Limites para as Harmônicas de Corrente - Harmônicas Ímpares

Ordem individual das harmônicas (Harmônicas Ímpares)						
$V_n \leq 69kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq$	TDD
<20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	2,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$V_n > 161kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq$	TDD
<50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Fonte: Adaptado de IEEE-519,2014

I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente na frequência fundamental) no PCC em condições normais de operação de carga.

I_{SC} é definida como a máxima corrente de curto circuito no PAC.

I_h = valor eficaz das componentes harmônicas de correntes individuais;

h = ordem da harmônica; Independente da relação I_{SC}/I_L , todos os equipamentos de geração de energia são limitados a estes valores de distorção de corrente. E os Harmônicos pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.

O parâmetro *Total Demand Distortion* (TDD) é definido como a distorção total da corrente demandada (15 ou 30 minutos no pico de consumo), devendo portanto ser medida no pico de consumo, sendo dado por (2.9),

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}. \quad (2.9)$$

2.4 Efeitos dos Harmônicos em Sistemas de Energia

Basicamente são quatro perturbações que podem ocorrer numa tensão ou corrente fornecidas que venham a ser afetadas por Harmônicos no Sistema de Energia:

- Variações de amplitude da tensão (afundamentos, sobre e subtensão, flutuações de tensão e outras).
- Perturbações da frequência (alterações de seu valor nominal).
- Desequilíbrios de tensão ou corrente em sistemas trifásicos.
- Alterações nas formas de onda – são as perturbações harmônicas que, quando aumentou a intensidade do uso de equipamentos eletrônicos, passou a ter uma importância especial (ANTUNES *et al.*, 2014).

E essas perturbações podem acarretar uma série de efeitos indesejados, como aumento de perdas por histerese e correntes parasitas em núcleos de motores, transformadores, reatores, e etc, circuitos com lâmpadas de descarga com reatores ferromagnéticos ou circuitos retificadores monofásicos podem provocar correntes de neutro maiores que as de linha, devido às harmônicas de sequência zero e entre vários outros efeitos que podem ocorrer, mais alguns exemplos generalizados são listados a seguir (ALMONTE; ASHLEY, 1995):

- Interferências e ruídos eletromagnéticos.
- Aparecimento de vibrações e ruído.
- Sobreaquecimento de núcleos ferromagnéticos.
- Erro de atuação da proteção.
- Sobreaquecimento de capacitores.
- Erro de controle de conversores.
- Excitação de correntes ou tensões ressonantes entre indutâncias e capacitâncias.
- Sobrecorrente de neutro.
- Erro de medição de grandezas elétricas.

2.4.1 Variação de Frequência

O Sistema Elétrico Brasileiro convencionalmente trabalha com CA, e no seu funcionamento é sempre desejado que a única frequência que tenha no sistema é a frequência fundamental, (no caso do Brasil, a frequência é de 60 Hz). A presença de outras frequências, ou seja, de componentes espectrais, principalmente acima da componente fundamental, pode

acarretar uma série de efeitos indesejados no sistema elétrico.

A frequência é uma variável de extrema importância no Sistema de Potência, um exemplo é um compressor que foi programado para trabalhar a 60 Hz e foi ligado a uma Frequência de 50 Hz, ele não irá funcionar corretamente. Essa diferença de 10 Hz, fará com que sua velocidade seja comprometida. Falando matematicamente, se um compressor a 60 Hz gira 3.600 rpm, em 50 Hz ele irá girar apenas a 3000 rpm, parece uma diferença pequena, mas o uso de um modelo inadequado pode causar problemas sérios, pois em 50 HZ exigirá uma capacidade maior, que o compressor não tem como suprir (ANTUNES *et al.*, 2014).

Essas ondas de frequência diferente da fundamental, causam vários danos ao sistema, entre os quais podemos destacar :

- Aumento das perdas nos estatores e rotores de máquinas rotativas, causando superaquecimento danoso às máquinas;
- O fluxo de harmônicas nos elementos de ligação de uma rede leva a perdas adicionais causadas pelo aumento do valor RMS da corrente, além do surgimento de quedas de tensão harmônicas nas várias impedâncias do circuito. No caso dos cabos há um aumento de fadiga dos dielétricos, diminuindo sua vida útil e aumentando os custos de manutenção. O aumento das perdas e o desgaste precoce das isolações também podem afetar os transformadores do sistema elétrico;
 - Distorção das características de atuação de relés de proteção;
 - Aumento do erro em instrumentos de medição de energia, que estão calibrados para medir ondas senoidais puras;
 - Interferência em equipamentos de comunicação, aquecimento em reatores de lâmpadas fluorescentes, interferência na operação de computadores e em equipamentos para variação de velocidade de motores, etc;
 - Aparecimento de ressonâncias entre capacitores para correção de fator de potência e o restante do sistema, causando sobretensões e sobrecorrentes que podem causar sérios danos ao sistema.

2.5 Tecnologias para Compensação dos Harmônicos

Com o finalidade de compensar as correntes harmônicas, reativas e de desbalanço, estudos têm observado diferentes topologias de condicionadores de potência (AKAGI, 2006) e suas estratégias de compensação. Tais dispositivos são geralmente conhecidos como filtros de

potência.

Pode-se perceber a significativa evolução dos compensadores estáticos e o grau de importância que adquiriram, em função do desempenho e dos níveis elevados de potencia em que podem atuar. Entretanto, dentre suas características de atuação, duas delas limitam algumas aplicações: a produção de harmônicos e a velocidade de resposta nem sempre satisfatória.

Os filtros são equipamentos que possuem a função de reduzir os harmônicos que circulam na rede elétrica, ou seja, reduzindo as distorções de tensão no barramento. Atualmente os filtros mais desenvolvidos na eletrônica de potência são os filtros passivos e os filtro ativos. Ambas as aplicações estão descritas na sequência.

2.5.1 Filtros Passivos

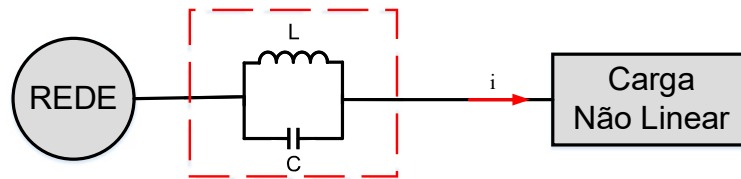
Os elementos que compõe um filtro passivo são os resistores, indutores e capacitores, e o filtro é obtido a partir da associação desses elementos. Sendo uma tecnologia mais usual para compensação de harmônicos, pois possuem um custo menor quando comparado a outros tipos de filtros e são mais simples de serem desenvolvidos (PIRES, 2010). No entanto, os filtros passivos são menos flexíveis que os filtros ativos, pois mitigam apenas as componentes harmônicas a qual eles foram projetados. Eles podem provocar o surgimento da ressonância com a rede elétrica (PETERSON *et al.*, 2008).

Os filtros passivos podem ser classificados como filtros sintonizados e filtros amortecidos, e quanto sua conexão, eles podem ser conectados em série ou em paralelo com a rede elétrica. Os filtros de sintonia simples são formados por indutor de indutância L em série com um capacitor de capacitância C . A aplicação de filtros passivos é uma maneira prática tradicional considerada na redução da amplitude de tensões e correntes com frequências harmônicas.

Filtros Passivos Série

O filtro passivo série é o filtro que é conectado em série com a rede, a Figura 2 está representando a conexão do filtro série a rede. Essa topologia bloqueia frequências específicas ou uma faixa de frequências que são indesejáveis para um equipamento ou para a rede elétrica. Na Figura 2 é possível observar que ele é formado por uma bobina e um capacitor em paralelo, funcionando como uma bobina de bloqueio. Apresenta custo elevado pelo fato de que toda a corrente do sistema no ponto de sua instalação (o PCC) passar por ele, tornando necessário que os componentes passivos sejam mais robustos.

Figura 2 – Filtro Passivo Série.



Fonte: Próprio Autor

Filtros Passivos Paralelo

O filtro passivo paralelo, é o filtro conectado em paralelo com a rede. Uma das vantagens do filtro paralelo, é que caso ocorra algum problema de funcionamento no filtro, ele não fará com que o sistema seja desligado. Outra vantagem dele ser o circuito mais utilizado é que por ele ser em paralelo, ele fornece um caminho de baixa impedância para correntes harmônicas, evitando que elas circulem por determinada parte o sistema elétrico. O filtro passivo paralelo também ajuda a diminuir a distorção de tensão no seu barramento terminal de conexão, pois ao diminuir as correntes harmônicas que fluem nas impedâncias dos cabos, haverá menor queda de tensão.

Essa configuração de filtro, é dividida em duas categorias, os filtros passivos paralelo sintonizados e os filtros passivos paralelo amortecidos. Uma característica comum desses dois tipos de filtro é a sua capacidade de operar como compensadores de potência reativa na frequência fundamental, pois, para frequências abaixo da ressonância, apresentam a característica de um circuito capacitivo (LEÃO *et al.*, 2014).

Filtro Passivo Paralelo de Sintonia

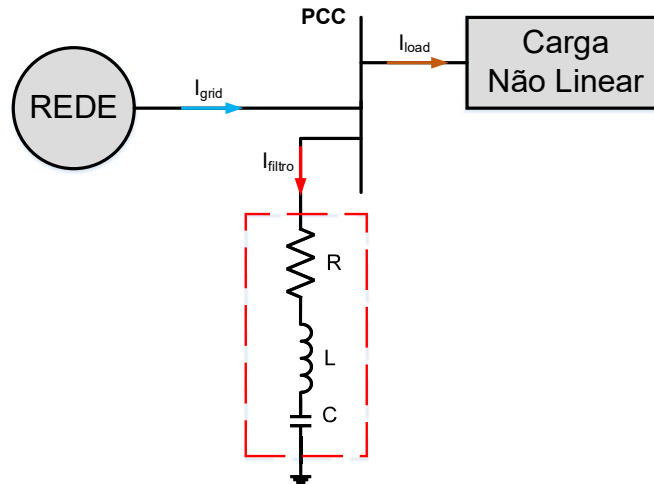
O filtro paralelo sintonizado da Figura 3 é um circuito RLC série que, para uma dada frequência de sintonia, apresenta baixa impedância. É mais conhecido por filtro passa baixa ou passa-banda e é o mais indicado quando se deseja eliminar uma harmônica específica e instensa (LEÃO *et al.*, 2014).

A frequência de sintonia de um filtro passivo pode ser calculada por:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.10)$$

sendo: f_n a frequência de sintonia; L a indutância; e C a capacitância. Na frequência de sintonia, a impedância do filtro é puramente resistiva.

Figura 3 – Filtro Passivo Paralelo de Sintonia.



Fonte: Próprio Autor

Para frequências maiores que a de sintonia, a impedância do filtro é indutiva, e para frequências menores que a de sintonia, a impedância do filtro é capacitiva. Observe o cálculo das reatâncias capacitiva em (2.11) e indutiva em (2.12) (LEÃO *et al.*, 2014).

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}, \quad (2.11)$$

$$X_L = 2\pi fL. \quad (2.12)$$

Para frequências maiores que a de sintonia o capacitor diminui sua impedância até tornar-se um curto-circuito e o indutor tem sua impedância aumentada até tornar-se um circuito aberto. Para frequências menores que a de sintonia, a impedância do filtro é capacitiva, pois, o indutor diminui sua impedância até tornar-se um curto-circuito e o capacitor tem sua impedância aumentada até tornar-se um circuito aberto.

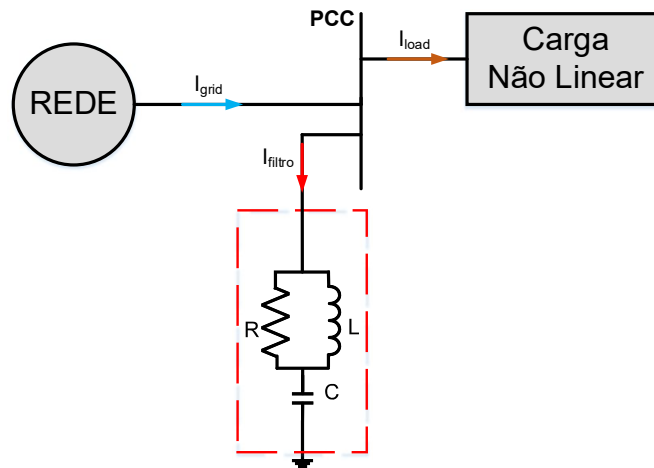
A aplicação mais comum dos filtro paralelo ressonante é na filtragem de harmônicos de baixa ordem de frequência, pois eles têm maiores amplitudes no espectro. Uma desvantagem desse filtro é o alto valor de ressonância paralela com a rede para frequências abaixo da de sintonia.

Filtro Passivo Paralelo Amortecido

O filtro amortecido mais utilizado comercialmente é o filtro de 2ª ordem, como o que está indicado na Figura 4. Nesta Figura 4 esta apresentando um filtro com uma estrutura de

um indutor em paralelo com um resistor, que estão em série com um capacitor, essa configuração fornece um caminho de baixa impedância para uma ampla faixa de correntes. É usado para eliminar harmônicos maiores que a frequência de sintonia. Devido o fato de o resistor do circuito consumir considerável potência da fundamental, esse filtro não é aplicado para eliminar harmônicos menores ou iguais à 5ª ordem (LEÃO *et al.*, 2014).

Figura 4 – Filtro Passivo Paralelo Amortecido.

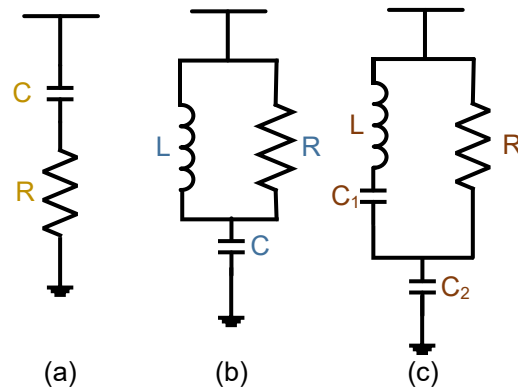


Fonte: Próprio Autor

A Figura 5 (a) mostra a estrutura de um filtro de 1ª ordem, é possível observar que no filtro de primeira ordem, possui apenas um componente armazenador de energia (capacitor e/ou indutor), eles são mais usuais na eletrônica básica e em conversores de potência. Já na Figura 5 (b), mostra a estrutura do filtro de 2ª ordem já falado anteriormente, e a Figura 5 (c) mostra o filtro de terceira ordem, onde possui 3 componentes armazenadores de energia, ele é um filtro mais complexo que o filtro de 2ª ordem por apresentar um segundo capacitor, o que ajuda a reduzir as perdas na frequência fundamental, porém é um filtro de alto custo, e normalmente é aplicado na mitigação de harmônicos de baixa frequência devido a sua complexidade.

De forma geral, as principais vantagens dos filtros passivos são sua robustez, facilidade de instalação e boa eficiência. Entretanto, como desvantagens, pode-se citar a compensação fixa, ou seja, esses filtros não podem adaptar-se a mudanças da carga, além de possuírem grande volume físico devido os componentes passivos (indutores e capacitores) e problemas de ressonância. Para resolver esses problemas, passou-se a estudar e desenvolver os filtros ativos.

Figura 5 – Diagrama esquemático dos filtros passivos. (a) primeira ordem; (b) segunda ordem; (c) terceira ordem;



Fonte: Adaptado de (LEÃO et al., 2014).

2.5.2 Filtros ativos

Os Filtros Ativos de Potência (FAP's), segundo (AKAGI, 2006), quando comparados a filtros passivos, são considerados melhores em termos de atuação nas filtragens, eles são auto-sintonizáveis, seletivos na execução da filtragem e são fisicamente menores. Contudo ele apresenta um custo mais elevado devido a sua eletrônica embarcada, tanto de potência quanto para o controle, quando comparado para a uma mesma faixa de potência com os filtros passivos.

O filtro ativo é composto por elementos ativos que fornecem o conteúdo harmônico necessário a uma carga não-linear, limpando a rede da circulação destes harmônicos.

Com a finalidade de manter a corrente/tensão da rede sempre senoidal, a utilização de filtros ativos em sistemas de potência é visto como uma alternativa vantajosa para o sistema pois o filtro ativo é uma ferramenta que possui o intuito de manter a corrente/tensão senoidais e balanceadas. A função é fazer com que se produza uma corrente/tensão que siga uma dada referência, a qual está relacionada com as componentes da corrente (ou tensão) que se quer compensar.

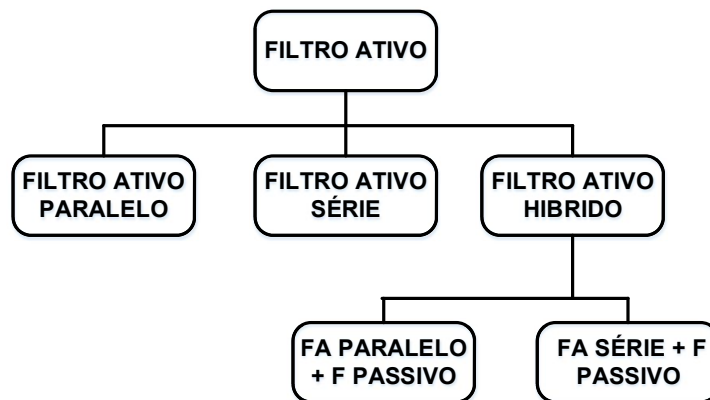
Eles também podem ser utilizados no balanceamento de cargas. Podem ser utilizados em sistemas de distribuição, próximo das cargas geradoras de harmônicos, as quais podem afetar cargas sensíveis que estão conectadas no mesmo PCC. Diferente dos filtros passivos, os filtros ativos podem ser controlados, uma vez que são constituídos por semicondutores de potência (AKAGI, 2006).

No caso das topologias ativas, é possível utilizar a própria eletrônica de potência para atuar na qualidade da energia. Filtros ativos baseados em conversores eletrônicos controlados

podem ser projetados para mitigar problemas de distorção harmônica e também para auxiliar no controle de circulação de potência reativa e restauração de tensão (DEVASSY; SINGH, 2017).

Os filtros ativos são aplicados como solução para mitigar harmônicos de corrente no sistema elétrico. Eles podem ser classificados de acordo com os diversos critérios e características que apresentam. Uma primeira divisão classifica os filtros ativos segundo a sua forma de conexão com a rede elétrica, em série ou paralelo (comumente referenciado como shunt), ou seja, dentre as topologias possíveis dos filtros, tem-se: o filtro ativo série (FAS), o filtro ativo paralelo (FAP) e o filtro ativo híbrido (FAH), que é uma combinação dos filtros ativos e passivos. A Figura 6 mostra o Diagrama da Topologias possíveis dos Filtros Ativos.

Figura 6 – Topologias do Filtro Ativo.



Fonte: Próprio Autor

Com a associação das configurações ativas e passivas obtém-se o filtro ativo híbrido. Este atua de forma que cada configuração disponibiliza a correção em uma faixa diferente de frequência.

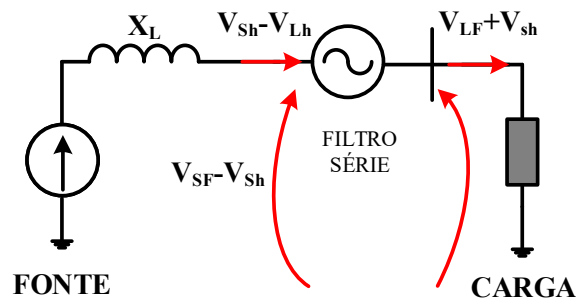
Os filtros ativos podem ser aplicados em sistemas de dois fios (monofásico), três fios (trifásico sem neutro) e quatro fios (trifásico com neutro). Devido as diversas aplicações a quais os filtros ativos podem ser utilizados, existem várias configurações que para serão definidas dependendo da aplicação a qual o filtro irá atuar (ORTMANN *et al.*, 2008).

Os filtros ativos a três fios são principalmente utilizados em sistemas de transmissão, distribuição e em sistemas que possuem presença de carga trifásica a três fios. Os filtros ativos a quatro fios, por outro lado, são mais utilizados em aplicações na indústria e no comércio, pois nesses lugares há a presença de cargas monofásicas que são supridas com o condutor neutro

Filtro Ativo série

O filtro ativo série atua como fonte de tensão, e como o próprio nome sugere, o filtro é conectado em série com a rede elétrica, tendo assim a função de atenuar os harmônicos de tensão da rede, sendo aplicado em situações que possuem cargas sensíveis a variação de tensão (FUJITA; AKAGI, 1991).

Figura 7 – Topologia do Filtro Ativo Série.



Fonte: Próprio Autor

Existem duas maneiras em que o filtro ativo série opera, como uma impedância variável, que bloqueia as correntes harmônicas com alta impedância e permite a passagem da corrente fundamental com baixa impedância; ou ele pode também operar como uma fonte variável de tensão, resultando uma tensão na carga puramente senoidal (FILHO *et al.*, 2008).

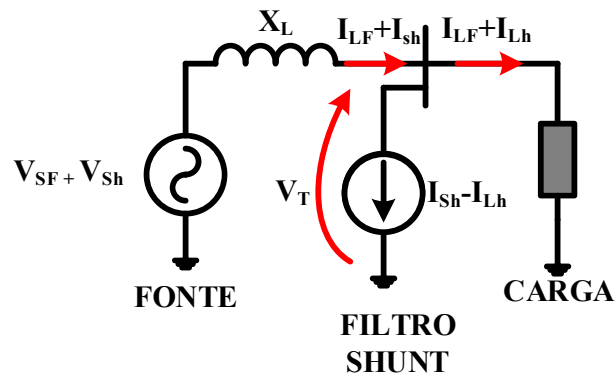
Como já citado, o filtro ativo série se comporta como uma fonte de tensão controlada, apresentando, como característica, uma alta impedância para harmônicos de corrente. Contudo, em se tratando de compensação de harmônicos de corrente, o filtro série possui um poder de ação inferior ao *shunt*.

Filtro Ativo Shunt

Como está representado na Figura 8, o filtro ativo *shunt* é conectado em paralelo com a carga no PCC. Seu principal objetivo é a compensação de correntes harmônicas, de tal forma que a corrente drenada pela rede seja senoidal (AKAGI, 2006).

O Filtro ativo *shunt* opera em paralelo com a carga, pode ser modelado como uma fonte de corrente controlada, esse controle é feito através de dispositivos semicondutores de potência que realizarão as comutações em alta-frequência. A principal vantagem desta topologia

Figura 8 – Topologia do filtro ativo *shunt*.



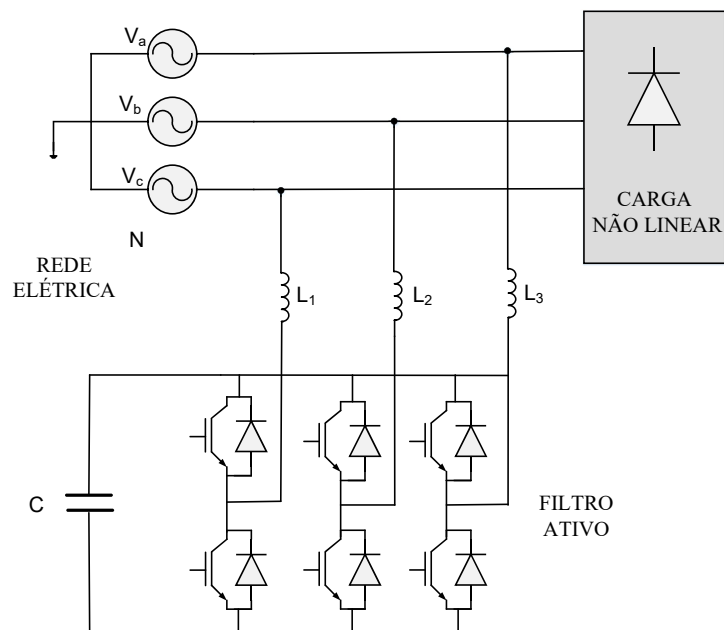
Fonte: Próprio Autor

é que o sistema continue em operação, caso haja alguma falha interna no filtro.

Topologia a Três fios

Na Figura 9 está representado a estrutura dessa topologia, é possível observar que sua estrutura contém seis chaves distribuídas nos três braços dos inversores trifásico de ponte completa, um barramento CC e um controle de tensão para regular o barramento CC.

Figura 9 – Topologia do filtro ativo *shunt* a 3 Fios.



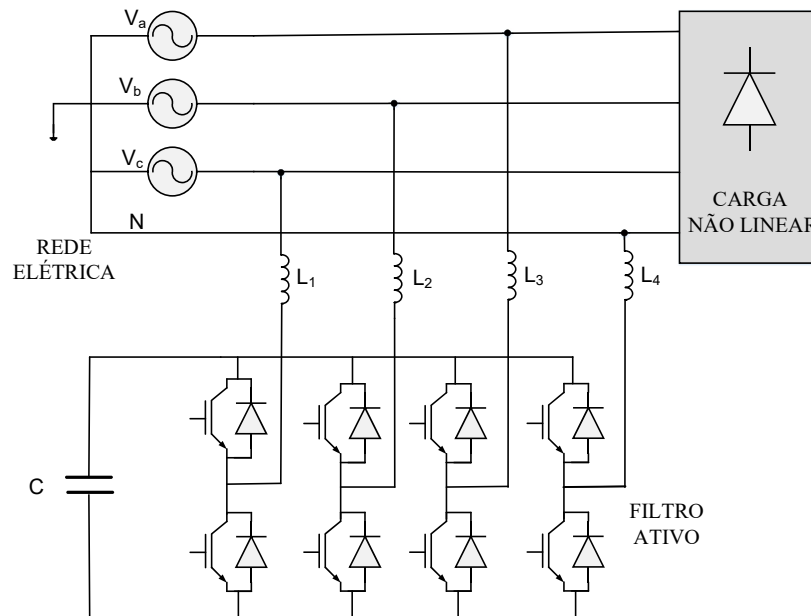
Fonte: Próprio Autor

Topologia a Quatro fios

Para aplicações em sistemas a quatro fios, quatro são as topologias principais de conversores: quatro braços, capacitor em derivação, *neutral point clamped* e três pontes completas monofásicas. A Figura 10 mostra um exemplo de um filtro ativo trifásico com neutro e conversor com quatro braços, sendo três conectados às fases e um ao neutro, portanto, oito chaves, e um barramento CC simples.

Um grande atrativo dessa topologia é a possibilidade de se controlar a corrente de neutro, porém, possui duas chaves de potência a mais que a topologia do capacitor em derivação. A sua capacitância e o nível de tensão no barramento CC são menores quando comparadas aos valores apresentados pela configuração do capacitor em derivação (CAMPANHOL, 2012).

Figura 10 – Topologia do filtro ativo *shunt* a 4 Fios.



Fonte: Próprio Autor

2.5.3 Filtros Híbridos

Existe também os filtros híbridos, que tentam reduzir o custo elevado do filtro ativo e as falhas do filtro passivo, sendo uma combinação entre os dois. Ele reduz consideravelmente a potência nominal do conversor (malha ativa do filtro híbrido), sem interferir no seu desempenho de filtragem.

Os filtros híbridos são uma associação entre os filtros ativo e passivo. Um exemplo

de aplicação é que em um filtro híbrido, sua parte ativa é usada para filtrar harmônicos de alta ordem, e sua parte passiva é utilizada para a filtragem daqueles de ordem mais baixa, sendo projetado para uma frequência particular (SANTOS *et al.*, 2019).

2.6 Conclusão

Um tema muito abordado para quem trabalha com sistemas de energia, é a qualidade de energia, sendo uma questão de grande importância nos dias atuais. A busca para manter padrões de tensão e corrente definidos em normas visam economia financeira e reduzir impactos ambientais decorrentes da produção de energia elétrica.

Neste capítulo foi apresentado alguns conceitos teóricos e definições relacionados a qualidade de energia e harmônicos na rede elétrica. Foi destacado as normas e recomendações que limitam os harmônicos na rede, de forma que os mesmos não venham afetar a distribuição de energia no sistema.

Em seguida foi demonstrado os principais equipamentos utilizados para compensação de harmônicos, mais especificamente, as topologias de filtros de potência mais utilizados na eletrônica atualmente. Sendo assim, é apresentado as configurações básicas dos filtros de potências, e mostrado a diferença entre as possíveis topologias e suas aplicações.

3 FILTRO ATIVO *SHUNT*

O filtro ativo *shunt* foi o escolhido nesse trabalho para se reduzir o conteúdo harmônico nas correntes de sistemas elétricos, compensando a corrente demandada pela carga para que as correntes da rede possam obedecer o padrão de comportamento.

O grande desafio em seu projeto está na determinação instantânea das referências da corrente a serem impostas no inversor. Com a utilização de métodos eficientes para separar as componentes harmônicas da fundamental, a utilização do filtro ativo *shunt* se torna bastante viável. Outra vantagem que pode ser conseguida ao se utilizar um filtro ativo paralelo é a compensação de potência reativa.

Convencionalmente, o controlador de um filtro ativo é dividido em duas partes: a geração de corrente de referência e a modulação. A modulação utilizada foi a modulação por histerese, já a geração da corrente de referência foi obtida de duas formas, por duas estratégias de controle diferentes, uma utilizando o controlador PI e a outra pelo controlador digital RST projetado para o filtro ativo proposto.

3.1 Técnicas de Controle para Filtros Ativos

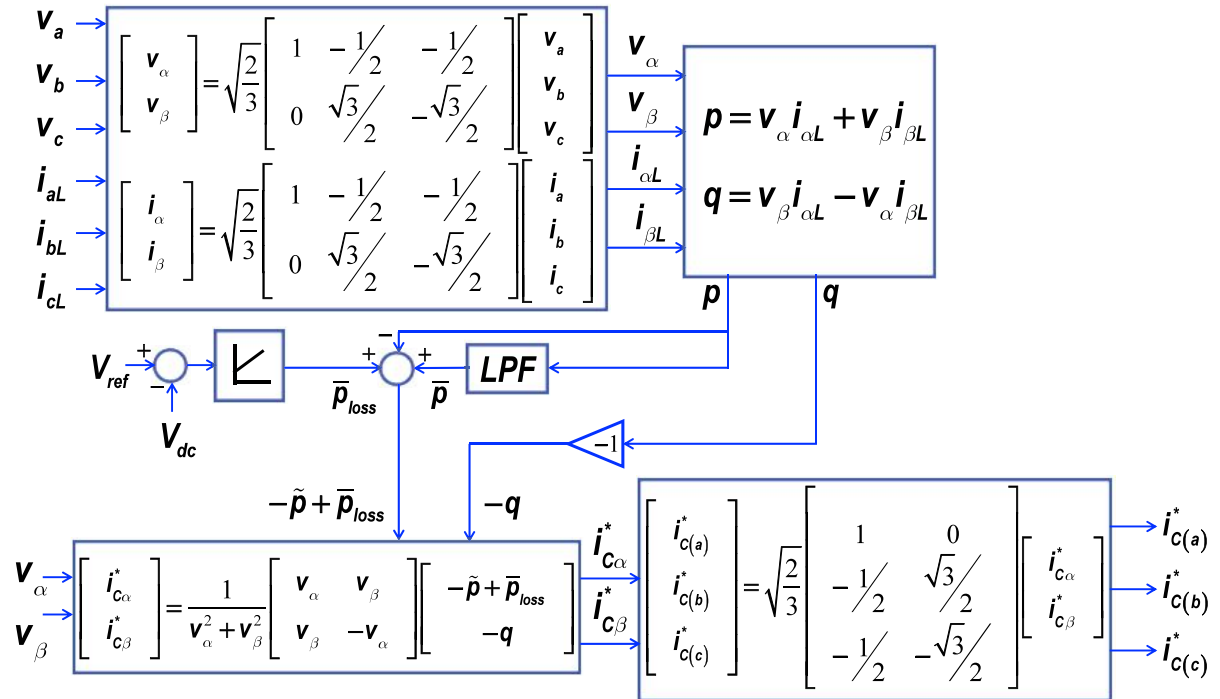
A aplicação de diferentes técnicas que permitem projetar o controle dos filtros ativos a partir do uso de controles digitais vem sendo cada vez mais proposta. Esses progressos possibilitaram utilizar diferentes algoritmos de controle. Como citado anteriormente, o controlador de um filtro ativo é dividido em duas partes: a geração de corrente de referência e a modulação.

O modulador, que pode ser *Pulse Width Modulation* (PWM), *Space Vector Pulse Width Modulation* (SV-PWM), banda de histerese, entre outros, é usado para fornecer os gatilhos para os interruptores do conversor de potência que compõe o filtro ativo. A geração das correntes de referência, por sua vez, pode empregar diversas técnicas, a fim de gerar as ordens de referência capazes de realizar, efetivamente, as compensações a que o filtro se propõe.

A Figura 11 apresenta o princípio de operação da compensação ativa paralela (*shunt*). Nesta figura, pode-se observar o sistema trifásico, representado pela rede, o filtro ativo e seu controle. A ideia é que o filtro possa ler as correntes harmônicas demandadas pela carga e que este possa gerar referências de correntes em completa oposição de fase às correntes harmônicas da carga. Desta maneira, é possível a efetiva compensação das componentes harmônicas da corrente drenada da rede elétrica, possibilitando que a rede possa fornecer corrente senoidal para

a carga.

Figura 11 – Diagrama de blocos com a estratégia de controle do filtro ativo *shunt*



Fonte: Adaptado de Lima, 2009.

A Figura 11 representa o delineamento do controle fundamentado na *Teoria pq* (AKAGI, 2006), detalhada no Anexo A. Nele está mostrado o esquema de controle empregado para as correntes de compensação do filtro ativo.

Inicialmente as tensões V_{abc} e as correntes de carga $I_{L(abc)}$ são convertidas para as coordenadas $\alpha\beta 0$, essa transformação é dada pela transformada de Clarke que está representada por (3.1), a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Como a topologia do filtro ativo *shunt* utilizado neste projeto não tem na sua aplicação a presença do condutor neutro. Não é necessário usar a corrente de sequência zero. Portanto, tem-se que a potência p_0 é nula no ponto de vista da estratégia de controle, pois a potência p_0 só depende da componente de sequência zero.

Em seguida, são determinadas as potências real ($p = \bar{p} + \tilde{p}$) e imaginária ($q = \bar{q} + \tilde{q}$) instantâneas, considerando como entradas a tensão no PCC e a corrente de carga. E, através da

estratégia mostrada no diagrama de blocos da Figura 11 são geradas as correntes de compensação de acordo com as parcelas dessas mesmas potências que se deseja compensar. O mais comum é a compensação da parcela oscilante da potência real, e compensação de toda a potência imaginária, para o caso em que se deseja compensar harmônicos e reativos. Neste caso, a especificação de potência para o conversor do filtro ativo será maximizada. Por outro lado, caso se deseja compensar apenas harmônicos, é suficiente que o sistema de controle compense apenas as componentes oscilantes das potências real e imaginária instantâneas. Assim, o filtro será especificado para um valor menor de potência quando comparado ao primeiro caso.

Para o controle desenhado no diagrama da Figura 11 o filtro ativo compensará tanto harmônicos quanto reativos. O bloco FPB é um filtro passa-baixa utilizado para bloquear a componente oscilante da potência real instantânea.

Já o controle da tensão no barramento CC do conversor foi realizado de duas maneiras, o controlador Proporcional-Integral (PI) e o controlador digital RST. O p_{perda} foi utilizado no cálculo das correntes de compensação de referência nas duas estratégias, com o intuito de reduzir as oscilações de tensão no barramento CC do conversor.

O $I^*_{C(a)}$, $I^*_{C(b)}$ e $I^*_{C(c)}$ são as correntes de compensação, que foi mudado o referencial utilizando a transformada inversa de Clarke que está representado em (3.2) para voltar para as coordenadas abc, que servirão de referências para as correntes que o filtro ativo injetará na rede.

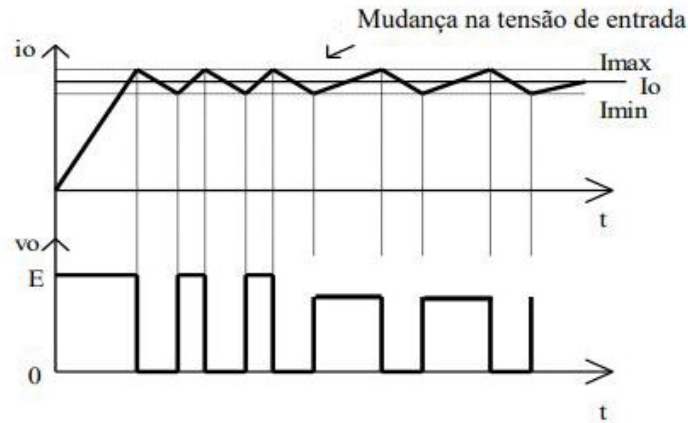
$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Através da modulação por histerese, será possível fazer com que o conversor sintetize as correntes de referência obtidas pelas estratégias de controle.

3.2 Modulação por histerese

Quando se trabalha com a modulação por histerese, são estabelecidos os limites máximo e/ou mínimo da corrente em que se deseja operar. Sendo assim, o chaveamento ocorrerá sempre que os valores extremos (máximos e mínimos determinados) forem atingidos, como está representada na Figura 12. O valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido sempre dentro dos limites estabelecidos e o conversor comporta-se como uma fonte de corrente.

Figura 12 – Controle do chaveamento do conversor utilizando a modulação por histerese.



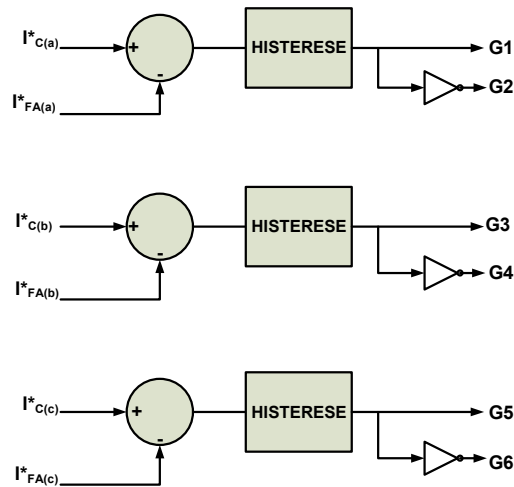
Fonte: Pomilio,1995

Modulação por histerese tem a função de fazer com que o conversor sintetize e injete na rede, correntes de referências calculadas na estratégia de controle. O tempo de condução das chaves do conversor depende dos limites da banda de histerese, ou seja, sempre que atingir um dos limites da banda de histerese (i_{max} e i_{min}), uma chave fecha para a outra abrir. Concluindo, o que vai definir a comutação será os parâmetros do sistema. Sendo assim, a frequência de comutação será variável.

O sistema se torna sensível por ter uma necessidade de realimentação do valor instantâneo da corrente. E uma forma de evitar os chaveamentos indesejados, é necessário a utilização de filtros na realimentação da corrente. O dimensionamento do filtro de saída é feito com base nas condições do pior caso, isto é, a sua menor frequência em funcionamento, e quando ela for superior a este valor, a ondulação da tensão de saída se reduzirá (POMILIO, 1995).

O princípio do controle por histerese usado neste trabalho, está representado na Figura 13, onde $I^*C(a)$, $I^*C(b)$ e $I^*C(c)$ são as correntes da saída do bloco de controle representado na Figura 11; e as correntes $I^*FA(a)$, $I^*FA(b)$, $I^*FA(c)$ são as correntes de fase do sistema. Essa estratégia poderia ser aplicada diretamente à tensão de saída, no entanto isto poderia causar correntes excessivas em situações transitórias. Por exemplo, partindo de condições iniciais nulas, o transistor somente seria desligado quando o capacitor de saída atingisse a tensão desejada. Isto demandaria um longo intervalo de tempo, ocasionando um crescimento excessivo da corrente pelo transistor (POMILIO, 1995).

Figura 13 – Controle do chaveamento do conversor utilizando a modulação por histerese.



Fonte: Próprio Autor

3.3 Controlador Proporcional Integral

Diferentes abordagens têm sido propostas para o atual controle da rede conectada à conversores fonte de tensão. Controladores de histerese são implementados por meio de circuitos analógicos simples, mas, como desvantagem, o espectro da corrente de saída não é localizado, o que complica a concepção do filtro de saída. Controladores PI têm sido amplamente aplicados.

Um dos controladores utilizados neste trabalho é o controlador clássico Proporcional Integral (PI). Como o seu nome sugere, o controlador em questão, tem duas componentes em sua atuação de controle, uma proporcional ao erro e outra proporcional à integral do erro (LOURENÇO, 1997):

Na ação de controle proporcional, a saída do controlador é diretamente proporcional ao erro atuante oriundo do elemento de medição. Sua saída depende apenas da amplitude do erro em um instante de tempo, sendo o controlador simplesmente um amplificador com um ganho constante, em que um erro elevado em algum instante de tempo acarreta um valor alto na saída do controlador nesse instante de tempo. Seja $u(t)$ o sinal de saída do controlador mediante ao erro $e(t)$ atuante. A equação 3.3 representa a parcela proporcional do controlador, onde k_p é o ganho proporcional do controlador:

$$u(t) = K_p e(t). \quad (3.3)$$

Note que ao aumentarmos o ganho k_p , diminui-se o erro em regime permanente, ou seja, melhora a precisão do sistema em malha fechada, embora nunca seja possível anular

completamente este erro. Por outro lado, quanto maior o ganho, mais oscilatório tende a ficar o comportamento transitório do sistema em malha fechada.

Analogamente a ação proporcional, a ação integral age em equilíbrio com a integral do erro do sistema. Seu objetivo é garantir um erro nulo em regime permanente para entradas em degrau quando o sistema em malha fechada for internamente estável e rejeitar perturbações na entrada da planta iguais ao degrau.

A saída do controle integral é dada pela equação 3.4:

$$u(t) = \frac{1}{T_i} K_i \int e(t) dt. \quad (3.4)$$

É pouco usual trabalhar somente com o controle integral, pois o mesmo tende a dificultar a estabilização do sistema visto que, para a variável de controle atinja o valor desejado, e necessário que o erro continue atuando por um certo intervalo de tempo. Como visto anteriormente, o controle proporcional atua simultaneamente com a ocorrência de um erro. Por este motivo, o controle integral normalmente é utilizado em conjunto com o proporcional, o que nos leva a construção de um novo tipo de controlador, o proporcional integral ou, simplesmente, o controlador PI. A equação que descreve o controlador PI está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_i} K_i \int e(t) dt. \quad (3.5)$$

Através do controlador PI, a tensão do elo CC é controlada de maneira que o sinal de saída deste controlador é proporcional ao valor da potência ativa que será dissipada pelo conversor neste processo (p_{perda}). Os valores de referências das correntes de compensação são determinadas a partir de (A.5).

O controle da tensão nos capacitores do elo CC é realizado através de controlador PI ($k_p + k_i/s$), que está representado na Figura 11.

3.3.1 Cálculo dos ganhos do controlador PI

Como apresentado na equação 3.5 o controlador PI depende das duas variáveis, K_p e K_i . Uma forma de adquirir os ganhos K_p e K_i para obter uma resposta ideal em um sistema de controle é chamado ajuste. Existem diferentes métodos de ajuste, o método de tentativa e erro (ou em inglês “*guess and check*”), e o método de Ziegler Nichols serão discutidos.

Os ganhos de um controlador PI podem ser obtidos pelo método de tentativa e erro, uma vez que se entenda o significado e aplicação de cada parâmetro do controle. Neste método,

o termo I é definido para zero e o ganho proporcional é aumentado até a saída do loop começar a oscilar. Quando se aumenta o ganho proporcional, o sistema torna-se mais rápido, mas deve-se tomar cuidado para não torná-lo instável. Uma vez que P foi definido para obter uma resposta rápida desejada, o termo integral é aumentado a fim de parar as oscilações. O termo integral reduz o erro de estado estacionário, mas aumenta o *overshoot*. Um certo valor de *overshoot* é sempre necessário para um sistema rápido de modo que possa responder às mudanças imediatamente. O termo integral é novamente ajustado para atingir um mínimo erro de *steady state*. Uma vez que o P e I foram definidos para que o sistema de controle seja rápido com o *steady state* mínimo e constante (REIS, 2007).

O método de Ziegler-Nichols é um outro método usual para o ajuste de um controlador PI. Sendo um método muito análogo ao de tentativa e erro, onde o I é definido como zero e P é aumentado até que o ciclo começa a oscilar. Uma vez iniciada a oscilação, o ganho crítico K_c e o período de oscilações P_c são anotados. O P e o I são então ajustados de acordo com a tabela mostrada abaixo (GOODWIN *et al.*, 2001).

Tabela 6 – Parâmetros para determinar ganhos do controlador PI.

Controle	P	Ti
P	$0,5k_c$	-
PI	$0,45k_c$	$P_c/1,2$

Adaptado de Goodwin, 2001.

3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado algumas conceitos teóricos e definições sobre o Filtro Ativo *Shunt* destacado neste trabalho. Também foi apresentada a estratégia de controle para gerar as correntes de referência e a modulação para enviar os sinais às chaves de potência do conversor do filtro ativo paralelo. Para a geração das correntes de referências, foi utilizado a estratégia da teoria de potência instantânea, pois ela permite que correntes de referência sejam calculadas com objetivo de controlar o filtro ativo.

Em seguida foi apresentado a modulação por histerese, que foi a técnica utilizada para comandar o chaveamento das chaves do conversor. E para o controle do barramento CC, foi apresentada uma das estratégias de controle utilizadas nesse projeto, o controlador proporcional integral.

4 IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE DIGITAL

4.1 Introdução

A área de identificação de sistemas consiste em uma coletânea de métodos, algoritmos e ferramentas matemáticas a partir das quais é possível obter modelos dinâmicos através de dados coletados experimentalmente.

Existem diversas maneiras de representar um sistema matematicamente. Eles podem ser representados por funções de transferências ou modelos em espaço de estados, por exemplo. Estas representações descrevem a relação dinâmica entre entradas e saídas.

4.2 Identificação de Sistemas

A identificação de sistemas tem como finalidade obter um modelo matemático que descreva o comportamento de um sistema dinâmico a partir de medições. Na Figura 14 está representado as etapas a serem seguidas quando é desejado realizar a identificação de sistemas.

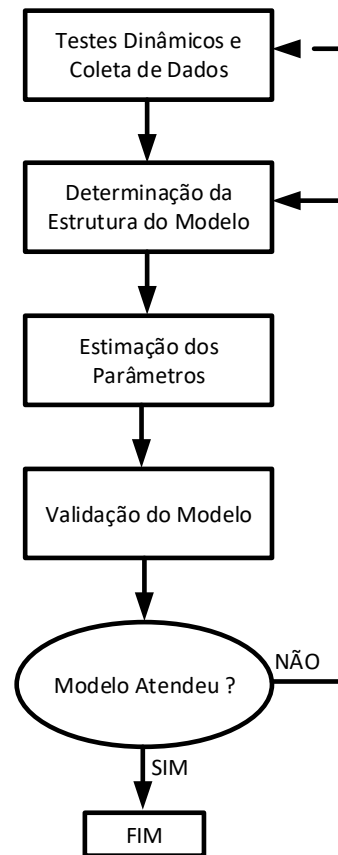
A primeira etapa para realizar a identificação de um sistema é a aquisição de dados. Essa aquisição é feita através de uma análise dos dados de entrada e de saída. O sinal de excitação utilizado durante a aquisição de dados de entrada e saída deve ter potência espectral uniforme em uma determinada faixa de frequências entre o modo dominante de uma faixa finita de frequência do sistema.

Em seguida, após a aquisição dos dados e já possuído um conhecimento breve do sistema, é necessário realizar a escolha da estrutura do modelo. Existem diversos modelos que podem representar um sistema de maneiras diferentes, dependendo da perspectiva a ser considerada. Alguns dos modelos utilizados, para modelar sistemas lineares são os modelos autoregressivos, como o modelo autoregressivo com entradas exógenas (ARX).

Foi utilizado também o método dos mínimos quadrados não recursivos, com a função de determinar melhor o ajuste do modelo aos dados experimentais a partir da minimização do erro.

Por fim, a última etapa da identificação do sistema é a validação do modelo, ou seja, após identificar, precisa verificar o desempenho do modelo estimado. O método de validação utilizado para validar foi a comparação da simulação do modelo com os dados obtidos.

Figura 14 – Metodologia para a identificação do sistema.

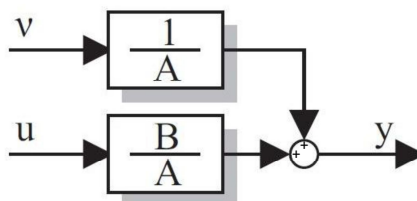


Fonte: Adaptado de Barbosa, 2010.

4.2.1 Modelo autoregressivo com entradas exógenas - ARX

A identificação paramétrica consiste em ajustar os valores dos parâmetros de um modelo até que sua resposta se aproxime da resposta de um sistema real. Pode-se utilizar um modelo linear discreto, tal como o modelo auto-regressivo com entradas externas (ARX, do inglês *AutoRegressive with eXogenous inputs*), representado pelo diagrama de blocos da Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de bloco do modelo ARX.



Fonte: Adaptado de Aguirre, 2014.

O modelo pode ser representado pela equação 4.1 expresso no domínio do tempo discreto na forma (AGUIRRE, 2014):

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})[u(k) + v(k)]. \quad (4.1)$$

onde q^{-1} é o operador de atraso unitário discreto, $A(q)y(k)$ é parte autoregressiva, $B(q)u(k)$ a parte exógena, $y(k)$ é a saída, $u(k)$ é a entrada do processo e $v(k)$ são perturbações. Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ podem ser escritos na forma:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na}, \\ B(q^{-1}) &= b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

onde a_i e b_j para $i = 1, \dots, na$ e $j = 1, \dots, nb$ são os parâmetros do modelo a serem identificados e na e nb as constantes que definem respectivamente a ordem dos polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$.

4.2.2 Método dos Mínimos Quadrados Não-recursivo

O Algoritmo dos Mínimos Quadrados encontra a curva que melhor se ajusta aos dados, minimizando uma função custo representada pela soma dos quadrados das diferenças entre o valor estimado e os dados observados (ROWELL, 2007). Ou seja, toma como melhor estimativa os parâmetros da planta estimada que minimizam a soma dos quadrados dos erros entre a saída real e a saída do modelo proposto.

Sejam $y(k)$ e $u(k)$ sinais medidos de um processo dinâmico aplicados a uma equação com parâmetros de processo estimados no tempo $k-1$ sendo $b_0 = 0$. A partir disso, pode-se construir a equação de diferenças que possui o seguinte formato:

$$\begin{aligned} y(k) + \hat{a}_1(k-1)y(k-1) + \dots + \hat{a}_m(k-1)y(k-m) + \hat{b}_1(k-1)u(k-1-d) + \dots \\ + \hat{b}_m(k-1)u(k-d-m) = e(k). \end{aligned} \quad (4.3)$$

O erro surge na saída $y(k)$ que está afetado com o ruído e com parâmetros mal calculados. Os valores de $u(k-n)$ e $y(k-n)$ são referentes aos instantes das entradas e saídas respectivamente, a_n e b_n são os parâmetros a serem identificados.

A Equação 4.4 demonstra o termo $\hat{y}(k|k-1)$, que pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} \hat{y}(k|k-1) = & -\hat{a}_1(k-1)y(k-1) - \dots - \hat{a}_m(k-1)y(k-m) + \hat{b}_1(k-1)u(k-d-1) + \dots \\ & + \hat{b}_m(k-1)u(k-d-m) = \Psi^T(k)\hat{\theta}(k-1). \end{aligned} \quad (4.4)$$

onde:

$$\Psi^T(k) = [-y(k-1)\dots -y(k-m)u(k-d-1)\dots u(k-d-m)], \quad (4.5)$$

é o vetor dos dados e

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{a}_1\dots\hat{a}_m\hat{b}_1\dots\hat{b}_m]. \quad (4.6)$$

o vetor de parâmetros.

Na Equação 4.7 está mostrando a equação do erro:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k|k-1). \quad (4.7)$$

Entradas e saída são medidas para $k = 1, 2, \dots, m+d+N$. Então $N+1$ equações da forma:

$$y(k) = \Psi^T(k)\hat{\theta}(k-1) + e(k). \quad (4.8)$$

Podem ser representadas como uma equação vetorial:

$$y(m+d+N) = \Psi^T(m+d+N)\hat{\theta}(m+d+N-1) + e(m+d+N). \quad (4.9)$$

Onde:

$$y^T(m+d+N) = [y(m+d)y(m+d+1)\dots y(m+d+N)], \quad (4.10)$$

e

$$\Psi(m+d+N) = \begin{bmatrix} -y(m+d-1) & -y(m+d-2) & \dots & -y(d) & u(m-1) & \dots & u(0) \\ -y(m+d) & -y(m+d-1) & \dots & -y(1+d) & u(m) & \dots & u(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(m+d+N-1) & -y(m+d+N-2) & \dots & -y(N+d) & u(m+N-1) & \dots & u(N) \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

$$e^T(m+d+N) = [e(m+d)e(m+d+1)\dots e(m+d+N)]. \quad (4.12)$$

Minimizando a função, tem-se:

$$V = e^T(m+d+N)e(m+d+N) = \sum_{k=m+d}^{m+d+N} e^2(k). \quad (4.13)$$

O ponto do valor mínimo na função custo é determinado quando se faz o gradiente em relação aos parâmetros estimados ser igual a zero. Portanto:

$$\left. \frac{dV}{d\theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0. \quad (4.14)$$

Substituindo

$$P(m+d+N) = [\psi^T(m+d+N)\psi(m+d+N)]^l - 1]. \quad (4.15)$$

No estimador, obtêm-se

$$\theta(m+d+N-1) = P(m+d+N)\psi^T(m+d+N)y(m+d+N). \quad (4.16)$$

Por fim, este será o estimador paramétrico não recursivo para todo $N \geq 2m$. Os parâmetros são estimados somente depois da armazenagem de todos os sinais medidos (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013).

4.2.3 Validação de modelos

A validação por simulação, segundo Aguirre (2007) além de relativamente mais simples, permite observar se o modelo reproduz, ao longo do tempo, o comportamento realizado a princípio, garantindo assim que ele tenha capacidade de explicar outra família de dados observados, ou seja, sua capacidade de generalização do modelo.

Para garantir a qualidade da identificação, segundo Coelho (2014) durante a validação é pertinente que não seja utilizado os mesmos dados da identificação para validação, como também é essencial que se realize sob condições de operação semelhantes às utilizadas para modelagem. Assim, será validada a dinâmica do sistema em torno de um ponto de operação e os resíduos serão mais facilmente identificados, sejam eles aleatórios ou não, e o sistema poderá ser utilizado para outro conjunto de dados.

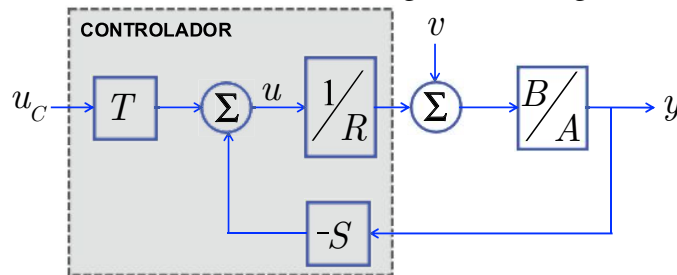
Com os testes de simulação realizados, passa-se a avaliar então o vetor de resíduos, que nada mais são do que parte dos dados que o modelo não conseguiu estimar. Segundo

Nogueira (2008) se, ao verificar que o vetor de resíduos apresenta comportamento de ruído branco, ou seja, aleatório, pode-se desconsiderar que há qualquer informação relevante para identificação do sistema. Em contrapartida, na ocorrência de ruídos com um determinado padrão, é possível que haja alguma informação substancial para identificação do sistema. Um vetor de erros é linearmente variante se sua função de autocorrelação for nula em todos os valores com atraso maior ou igual a um, sendo assim, $r_{\varepsilon\varepsilon}(k) = 0, \forall k \neq 0$ estes de resíduos estão mais voltados ao desempenho estatístico do que para desempenho dinâmico do modelo.

4.3 Estrutura de Controle RST Digital

O controlador RST com estrutura canônica é representado na Figura 16. É possível observar que esta estrutura possui dois graus de liberdade, assim, dois filtros $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ são projetados com base na resposta de regulação e rejeição dos distúrbios, enquanto o terceiro filtro $T(q^{-1})$ é projetado de acordo com o rastreamento da referência desejado (LANDAU, 1998).

Figura 16 – Diagrama de blocos de um controlador geral de dois graus de liberdade.



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 16 o sinal de referência está representado por u_c , o sinal de controle por u e o sinal de saída por y . A primeira etapa do projeto consiste em encontrar os polinômios S e R , de tal maneira que a função de transferência de malha fechada do sinal de referência para o sinal medido de saída seja igual a uma função de transferência imposta que caracterize os desempenhos desejados (COELHO; COELHO, 2004).

A lei de controle RST é dada por:

$$R(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})u_c(k) - S(q^{-1})y(k), \quad (4.17)$$

onde os polinômios $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ podem ser escritos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= 1 + r_1 q^{-1} + \dots + r_{nr} q^{-nr}, \\ S(q^{-1}) &= s_0 + s_1 q^{-1} + \dots + s_{ns} q^{-ns}, \\ T(q^{-1}) &= 1 + t_1 q^{-1} + \dots + t_{nt} q^{-nt}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

4.3.1 Sintonia via Alocação de Pólos

O objetivo da técnica de controle via alocação de polos é ajustar a dinâmica em malha fechada do sistema em um comportamento previamente especificado (LANDAU, 1998).

A sintonia do controlador foi realizada via técnica de alocação de pólos no domínio z . Dada a função de transferência pulsada de malha fechada entre a referência e a saída controlada, como:

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} u_c(k), \quad (4.19)$$

O método consiste em alocar os pólos do polinômio característico em posições especificadas em um polinômio alvo $P(q^{-1})$, conforme:

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1}) = P(q^{-1}). \quad (4.20)$$

O polinômio $P(q^{-1})$ será especificado de modo a satisfazer os requisitos do projeto, como sobressinal e tempo de acomodação. A fim de garantir rejeição de perturbações constantes e erro de regime nulo para referências constantes, o filtro $S(q^{-1})$ é decomposto em dois fatores:

$$S(q^{-1}) = H_s(q^{-1})S'(q^{-1}). \quad (4.21)$$

onde $H_s(q^{-1}) = (1 - q^{-1})$ é uma parte pré fixada do controlador que representa a inclusão de ação integral no controlador e $S'(q^{-1})$ é calculado através da solução do problema de alocação de pólos.

Conhecendo-se os polinômios A , B e P , pode-se montar a chamada equação Diofantina. Esse tipo de equação sempre tem solução se os polinômios A e B não tem fatores em comum. Resolvendo essas equações achamos os coeficientes dos polinômios R e S . O polinômio $T(q^{-1}) = R(0)$ a fim de obter ganho unitário em regime permanente (LANDAU; GIANLUCA, 2006).

4.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado a teoria sobre a identificação de sistemas e como calcular e projetar um controlador digital.

Foram destacados os quatro pontos importante para a identificação do sistema, o primeiro que é a coleta de dados, o segundo que é a determinação do modelo onde foi usado o modelo ARX, o terceiro que é a estimação dos parâmetros, onde foi destacado o método dos mínimos quadrados não recursivos, e por ultimo a validação do modelo, e o método utilizado para validar foi o método de comparação, entre a simulação e o modelo com os dados obtidos.

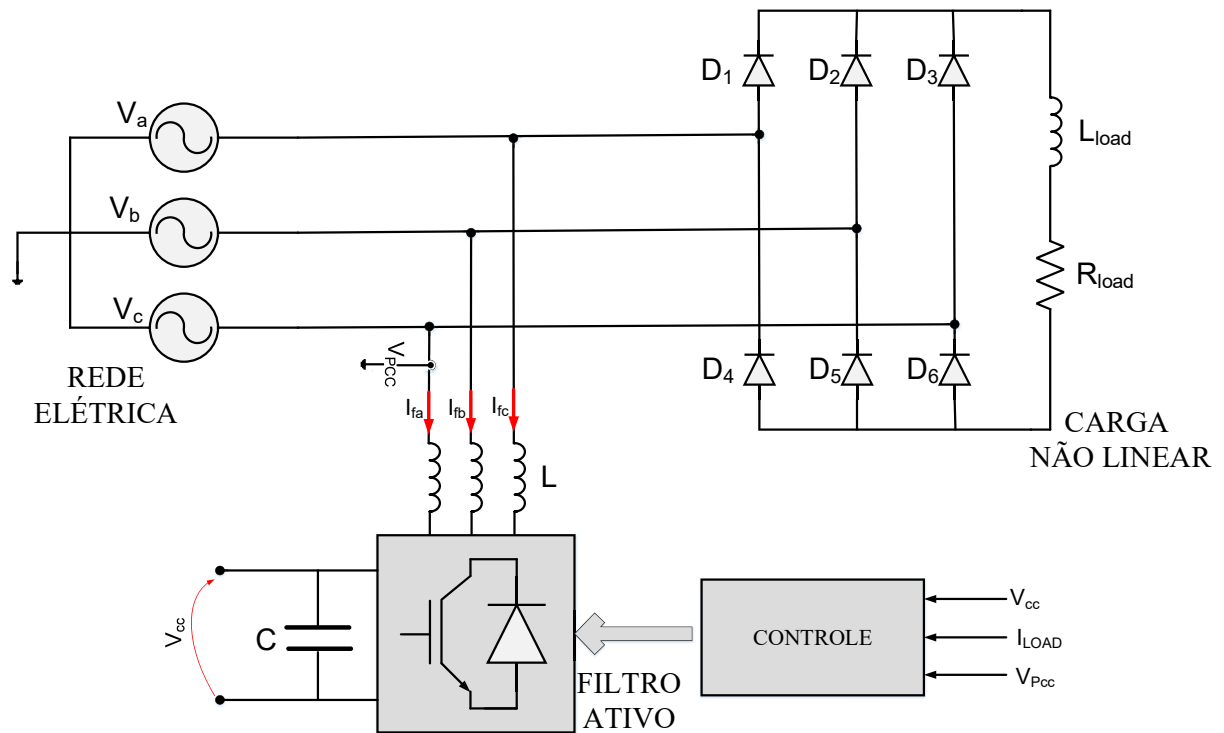
Após o sistema ter sido identificado, foi apresentado a estrutura do controle RST digital, que foi aplicado neste trabalho.

5 METODOLOGIA

5.1 Filtro Ativo Proposto

A topologia de filtro ativo *shunt* utilizada nesse trabalho, foi testada em dois situações distintas: a primeira foi utilizando a estratégia de controle com o controlador proporcional integral, a outra foi com o controlador digital RST. Esses dois cenários foram submetidos tanto em simulações computacionais quanto em bancada experimental. O sistema trabalhado está representado na Figura 17:

Figura 17 – Modelo do filtro ativo utilizado neste trabalho.



Fonte: Próprio Autor

O bloco de CONTROLE representado na Figura 17 é o que vai sofrer a alteração, para dar início a identificação do sistema, tanto em simulação, quanto em bancada experimental. Após encontrado a identificação e projetado o controlador RST, serão feitas análises com o controlador PI, e na segunda etapa de testes, com o controlador digital de estrutura RST.

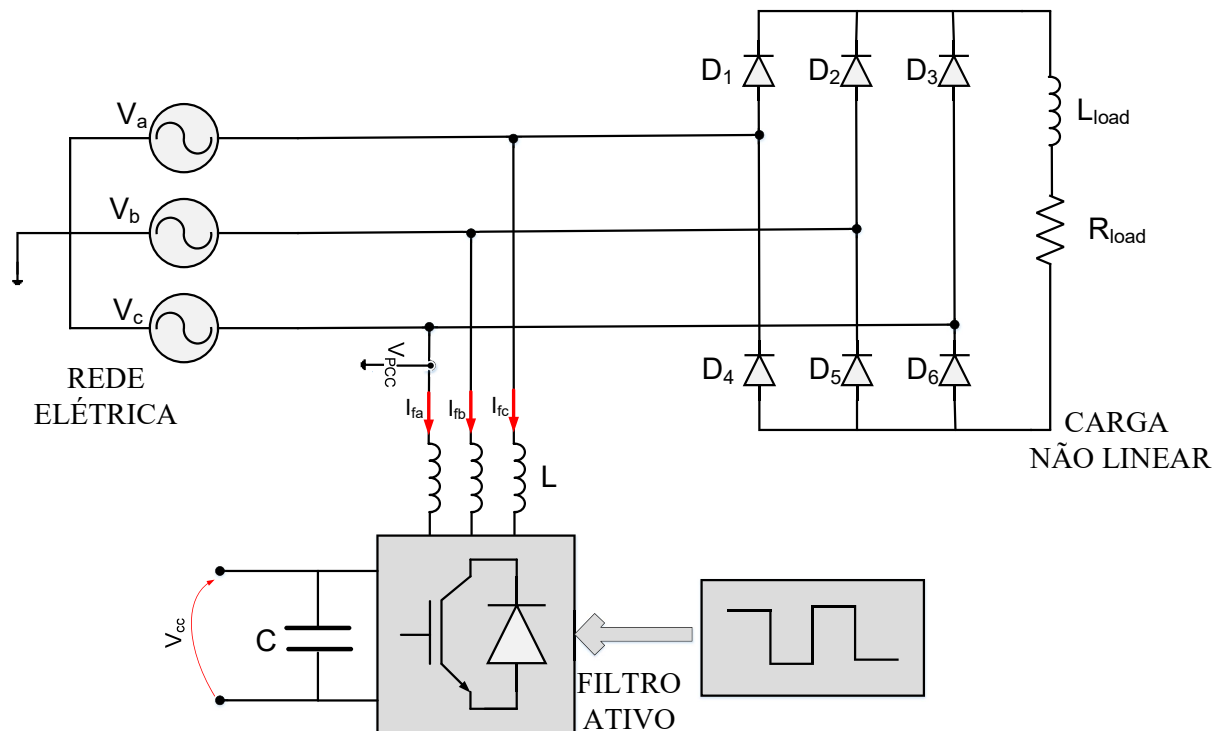
O modelo trabalhado nesse projeto consistia em um FAP que, inicialmente, utilizava a controlador PI em seu sistema de controle para controlar a tensão no elo CC. Uma vez testada esta estratégia e considerada de resultado satisfatório, foram iniciados os testes para identificar os parâmetros para a implementação do controlador digital com estrutura RST.

5.2 Estratégia para identificação do Sistema da Bancada Experimental

Como foi citado no capítulo anterior, e apresentado na Figura 14 a metodologia para a identificação do sistema é dividida em algumas etapas.

A primeira etapa é a aquisição de dados, e para isso foi necessário fazer alguns testes. Inicialmente foi desabilitado o bloco de controle do elo CC do filtro da bancada, e aplicado um sinal de onda quadrada, como está representado na Figura 18.

Figura 18 – Sinal da onda quadrada inserido

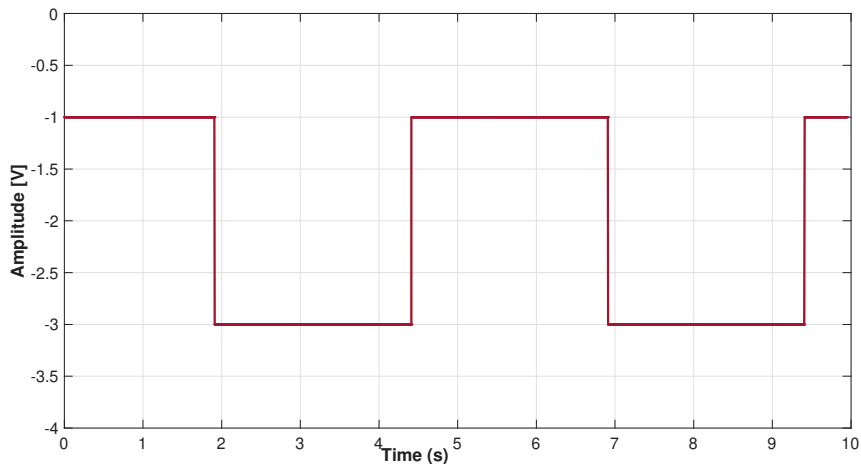


Fonte: Próprio Autor

A Figura 19 está apresentando os parâmetros do sinal da onda quadrada que foi inserido substituindo o bloco de controle. Em seguida, foram coletados os dados gerados pelo sistema (com o Controle desabilitado e com a inserção da onda quadrada na entrada do controle).

Podemos observar na A Figura 19 que o sinal de onda quadrada inicia em -1, isso ocorreu porque nos testes experimentais, o sistema de proteção da bancada não permitiu zerar as

Figura 19 – Sinal da onda quadrada inserido



Fonte: Próprio Autor

referências do controlador.

Após a inserção da onda quadrada, foi observado a resposta do sistema, e para a identificação foi necessário filtrar o sinal de saída para atenuar os efeitos de chaveamento. Então foi projetado um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte igual a $20kHz$. O filtro passa baixa projetado foi ($T_s = 24kHz$):

$$A_f = [1.0000 \quad -0.9948]$$

$$B_f = [0.0000 \quad 0.0052]$$

Na Equação (5.1) está representado a aplicação desses valores na função de transferência ($T_s = 24kHz$):

$$Filtro_{PB} = \frac{0,0052z^{-1}}{1 - 0,9948z^{-1}}. \quad (5.1)$$

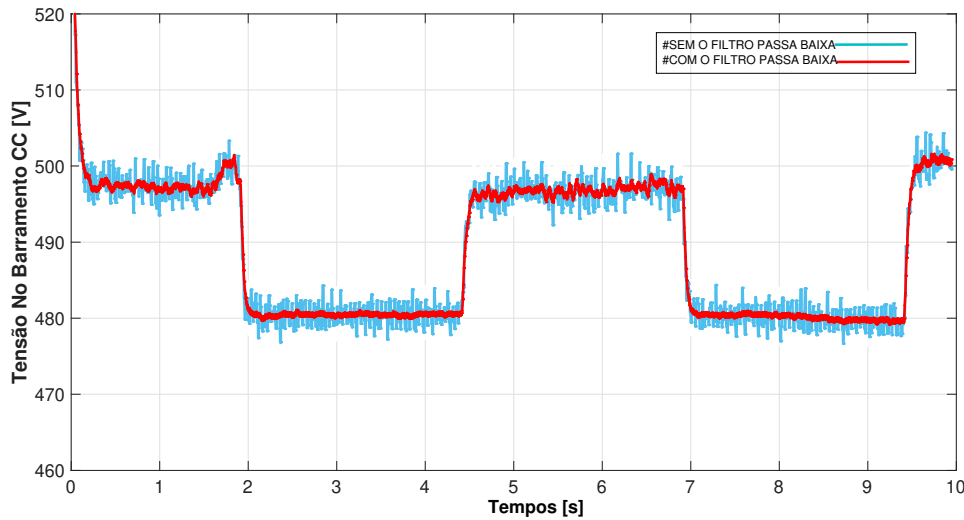
Na Figura 20 exibe a resposta do sistema com a inserção da onda quadrada, os dados estão representados antes e depois do filtro passa baixa.

5.2.1 Identificação de Modelo ARX

Após os dados coletados, foi analisado a resposta do sistema a uma geração de sinais aleatórios (no caso deste trabalho, foi usado o bloco de gerador de sinais de onda quadrada), e como o sistema iria responder. Após essa análise, foi feito através da ferramenta *IDENT* do MATLAB a identificação do sistema, e foi encontrado então o modelo ARX do sistema simulado.

Para isso, foi escolhido um intervalo de tempo dos dados coletados para fazer uma identificação, e um outro intervalo para fazer a validação, desta maneira seria possível determinar

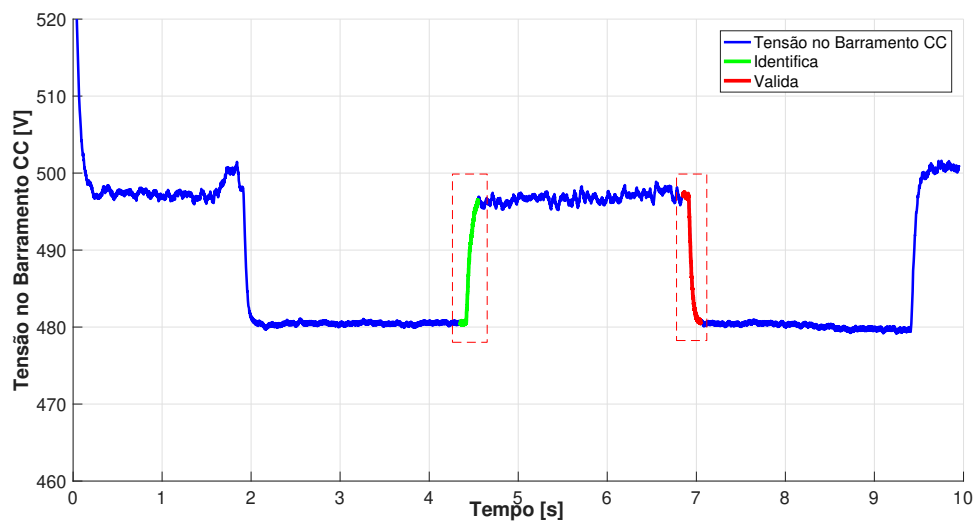
Figura 20 – Sinal antes e depois do filtro passa baixa.



Fonte: Próprio Autor

o modelo ARX com maior precisão. A Figura 21 mostra como foi feito para seleccionar um dos dados para identificar o sistema.

Figura 21 – Seleção de dados para validar o sistema.

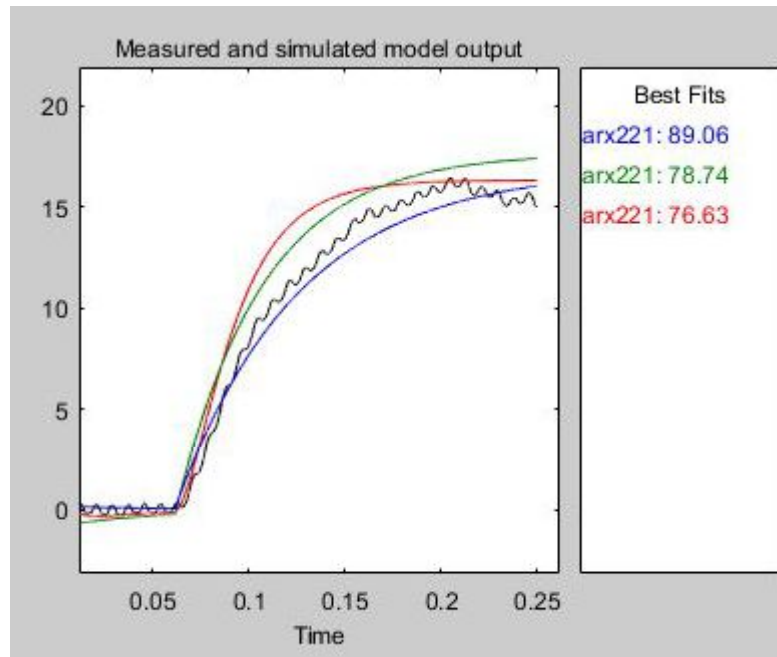


Fonte: Próprio Autor

Na Figura 22 está mostrando a curva identificada do sistema, cada linha representa um modelo que foi identificado. A linha preta está representando o dado seleccionado para realizar a identificação, e a linha vermelha, verde e azul mostram os modelos que foram encontrados, onde a diferença entre elas está no tempo de subida, o modelo escolhido foi o representado pela linha azul, que chega a uma aproximação com mais de 89% com um tempo de subida de $T_r = 0.01(10ms)$.

A planta identificada foi ($T_s = 24kHz$):

Figura 22 – Modelos identificados.



Fonte: Próprio Autor

$$A = [1.0000 \quad -1.4462 \quad 0.4467];$$

$$B = [0 \quad -0.0022 \quad 0.0067];$$

Na Equação (5.2) está representado a aplicação desses valores na função de transferência ($T_s = 24kHz$):

$$H(z) = \frac{-0,0022z^{-1} + 0,0067z^{-2}}{1 - 1,4462z^{-1} + 0,4467z^{-2}}. \quad (5.2)$$

5.2.2 Especificações de desempenho para o sistema de malha-fechada

Para este projeto, os seguintes critérios de desempenho foram escolhidos: tempo de assentamento $T_s(2\%) < 5s$ e ultrapassagem percentual máxima $UP\% < 25\%$.

Considerando $T_r = 0,01 s$ e sobressinal $UP\% = 0,0\%$, chegou-se a: $\zeta = 0,9375$ e $\omega_o = 309,467$.

Para estas especificações, os pólos auxiliares de malha fechada desejados são: $[0.0 \ 0.1]$ e o polos dominantes são: $[0,988 + j0,443 \ 0,988 - j0,443]$

Os quais geram o seguinte polinômio desejado:

$$P(q^{-1}) = 1 - 2,0759q^{-1} + 1,1737q^{-2} - 0,0976q^{-3} \quad (5.3)$$

5.2.3 Controlador Digital com estrutura RST

No projeto do controlador RST, foi analisado o modelo ARX do filtro ativo identificado, sendo esse um polinômio de segundo grau, ele está representado em (5.4).

$$u(k) = -s_1u(k-1) - s_2u(k-2) + t_0r(k) - r_0y(k) - r_1y(k-1) - r_2y(k-2). \quad (5.4)$$

Determinação dos parâmetros RST:

Os parâmetros do controlador RST encontrados para o FAP em bancada experimental estão apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros estimados para o controlador no filtro ativo em bancada experimental.

Termos $R(Z^{-1})$	Termos $S(Z^{-1})$	Termos $R(T^{-1})$
$r_0 = 34,4395$	$s_0 = 1,0000$	$t=0.0329$
$r_1 = -64,1435$	$s_1 = -0,5540$	
$r_2 = 29,7369$	$s_2 = -0,4460$	

Fonte: Próprio Autor

5.3 Estratégia para identificação do Sistema do Filtro Ativo em Simulação

Do mesmo modo que foi feito a coleta de dados da bancada experimental, foi feito o da simulação, A planta identificada foi:

$$A = [1.0000 \quad -0.0856 \quad -0.5583 \quad -0.3082];$$

$$B = [0 \quad -0.1226 \quad -0.0245 \quad 0.0108];$$

Na Equação (5.5) está representado a aplicação desses valores na função de transferência:

$$H(z) = \frac{-0,1226z^{-1} - 0.0245z^{-2} + 0.0108z^{-3}}{1 - 0,0856z^{-1} - 0.5583z^{-2} - 0.3082z^{-3}}. \quad (5.5)$$

Como o modelo ARX do filtro ativo na simulação foi um polinômio de terceiro grau, o controlador digital de estrutura RST para a simulação, está representado em (5.7) .

$$U(k) = -s_1u(k-1) - s_2u(k-2) - s_3u(k-3) + T_0r(k) - r_0y(k) - r_1y(k-1) - r_2y(k-2) - r_3y(k-3). \quad (5.6)$$

5.3.1 Especificações de desempenho para o sistema de malha-fechada

Para este projeto, os seguintes critérios de desempenho foram escolhidos: tempo de assentamento $T_s(2\%) < 5s$ e ultrapassagem percentual máxima $UP\% < 25\%$.

Considerando $T_r = 0,01 s$ e sobressinal $UP\% = 0,0\%$, chegou-se a: $\zeta = 0,9375$ e $\omega_o = 309,467$.

Para estas especificações, os pólos Auxiliares de malha fechada desejados são: $[0,2 \ 0,1 \ 0,01 \ 0]$ e o polos dominantes são: $[0,2 \ 0,1 \ 0,026 + j0,0484 \ 0,026 - j0,0484]$

Os quais geram o seguinte polinômio desejado:

$$P(q^{-1}) = 1 - 0,3621q^{-1} + 0,0422q^{-2} - 0,0023q^{-3} + 0,0001q^{-4} \quad (5.7)$$

Determinação dos parâmetros RST:

Os Parâmetros RST encontrados para o FAP na simulação estão representados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros estimados para o controlador no filtro ativo em simulação computacional.

Termos $R(Z^{-1})$	Termos $S(Z^{-1})$	Termos $R(T^{-1})$
$r_0 = -4,8791$	$s_0 = 1,0000$	$t = -4,9730$
$r_1 = -4,9231$	$s_1 = -0,8747$	
$r_2 = 2,7691$	$s_2 = -0,1975$	
$r_3 = 2,0602$	$s_3 = -0,0722$	

Fonte: Próprio Autor

Após a determinação dos parâmetros, foram aplicados esses valores no diagrama de blocos demonstrado na Figura 16 e inserido no bloco de controle do FAP.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o filtro ativo *shunt* utilizado nos testes deste trabalho. Após a apresentação da estrutura do Filtro trabalhado, foi apresentado as etapas seguintes para conseguir fazer a identificação do sistema e encontrar sua função de transferência.

Primeiramente, foi desabilitado o controle e inserido um gerador de sinais para realizar a etapa de aquisição de dados do sistema. Esses dados mostram como o sistema reagiu sem o controle, e com um sinal aleatório. Em seguida, foi analisado esses dados coletados e os mesmos foram utilizados para fazer a identificação.

A identificação do sistema foi feita através do modelo ARX, para isso, foi utilizado a ferramenta IDENT do MATLAB.

Após encontrado a função de transferência do sistema, foi determinado as especificações de desempenho do projeto e em seguida foi projetado o controlador Digital com estrutura RST. Esse teste foi realizado em duas etapas, uma com os dados do filtro simulado e a outra com os dados do filtro da bancada experimental.

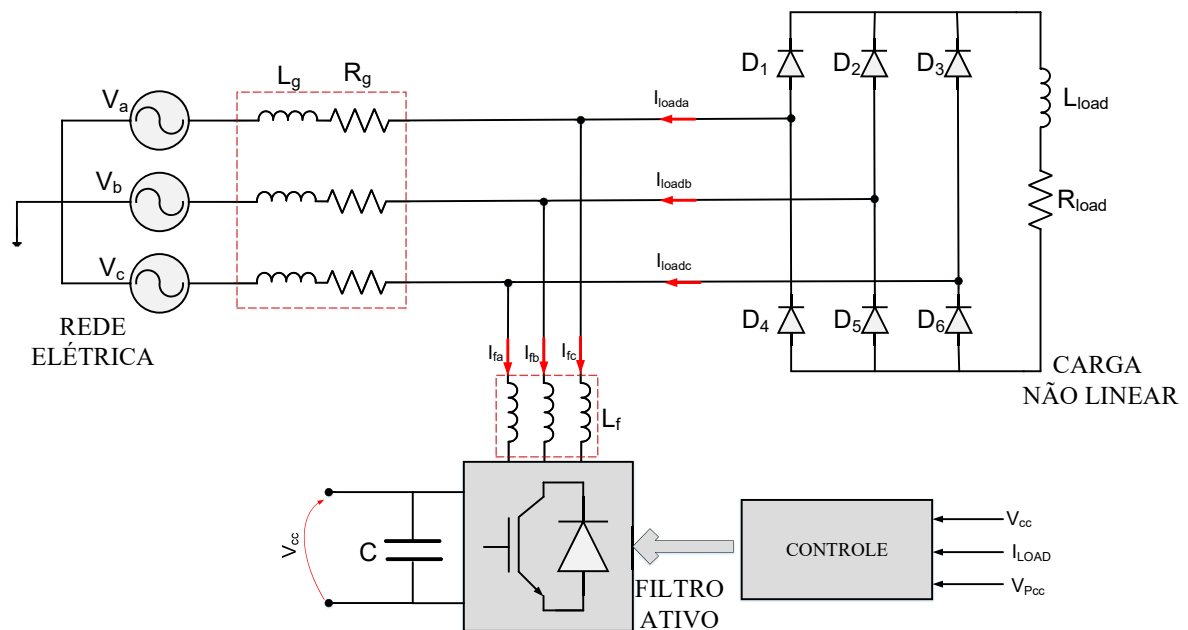
6 RESULTADOS

Nesta secção serão apresentados os resultados obtidos em simulação e em bancada experimental. Os resultados de simulação foram obtidos via plataforma PSCAD/EMTDC. Já os resultados experimentais foram obtidos através da plataforma DSPACE 1103 do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração a Sistemas de Energia (LAPIS), localizado na UFC, bloco 705. A topologia proposta foi testada com cargas resistivas, tanto em simulação como em bancada.

6.1 Resultados de Simulação

A Figura 23 mostra o modelo computacional do sistema desenvolvido em plataforma PSCAD/EMTDC. Os parâmetros utilizados durante a simulação realizada no software PSCAD/EMTDC está resumido na Tabela 9.

Figura 23 – Filtro Ativo simulado no PSCAD/EMTDC.



Fonte: Próprio Autor

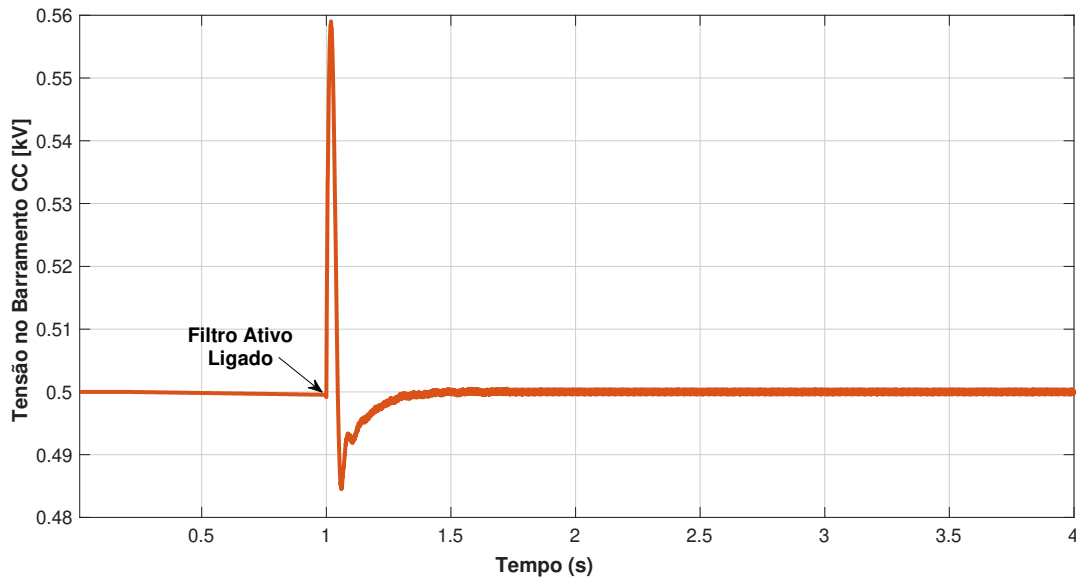
Tabela 9 – Parâmetros da Simulação.

Parâmetros	Valores
Tensão de linha	380 V
Frequência da rede	60 Hz
Tensão no Elo CC (V_{cc})	500 V
Resistência da rede (R_g)	0,1 m Ω
Indutância da Rede (L_g)	0,01 mH
Indutância do Filtro de Saída (L_f)	0,3 mH
Capacitância no Barramento CC	4700 μF
Indutância da Carga (L_{load})	0,6 mH
Resistência da Carga (R_{load})	3,0 Ω

Após obter as duas simulações, uma com o controlador PI e a outra com o controlador RST, como foi mostrado na topologia proposta, foram realizadas algumas comparações para comprovar o funcionamento do controlador RST em filtros ativos *shunt*.

A Figura 24 mostra a forma de onda da tensão no elo CC com a simulação executada com o controlador PI, e a Figura 25 mostra a mesma forma de onda, com a simulação executada com o controlador digital com estrutura RST.

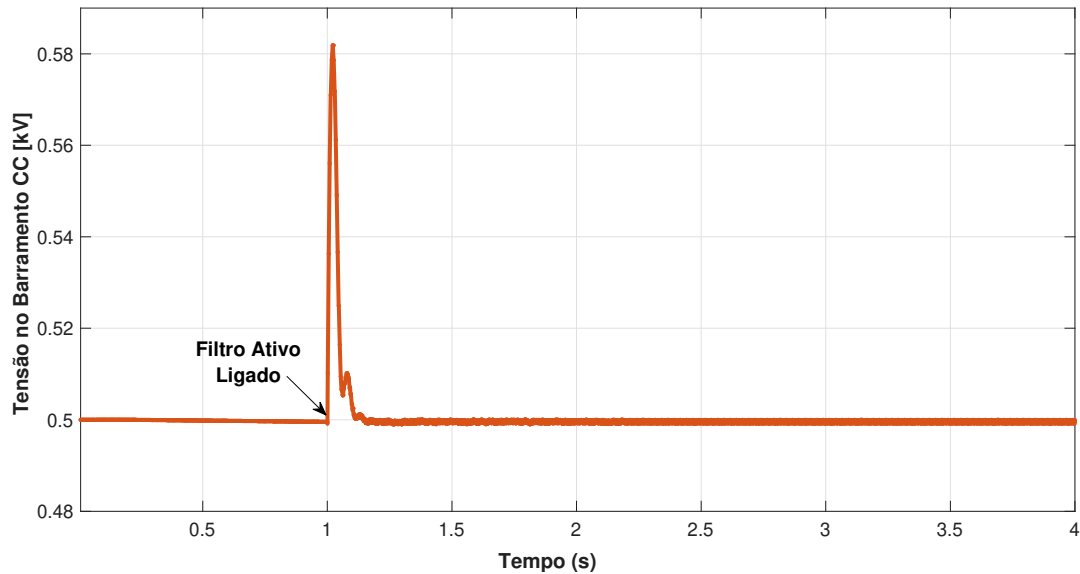
Figura 24 – Tensão no elo CC com o controlador PI.



Fonte: Próprio Autor

Podemos observar a diferença entre os dois sistemas, na Figura 24 no instante em que o filtro entra em operação, houve oscilação e a tensão varia entre os valores em torno de 480 V e 560 V, enquanto que na Figura 25 o sistema opera com o controlador Digital RST, o valor da tensão no elo CC varia entre 500 V e 580 V, porém com um tempo de acomodação de 15ms, enquanto para o primeiro caso o tempo de acomodação é de 30ms.

Figura 25 – Tensão no elo CC com o controlador digital com estrutura RST.

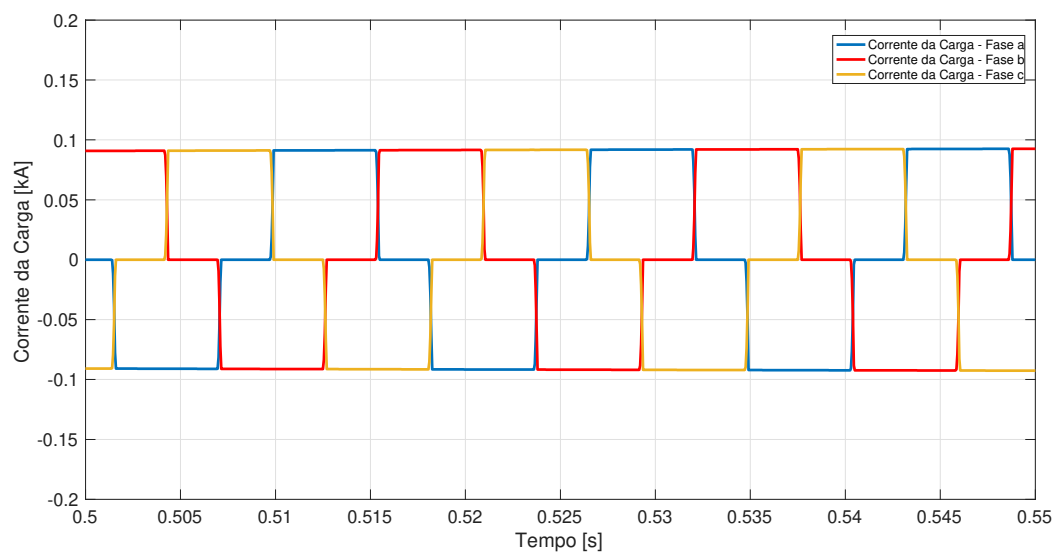


Fonte: Próprio Autor

Ou seja, é possível observar que com o controlador PI, temos: *overshoot* de tensão menor (20 V menor) seguido de afundamento transitório de tensão. Tempo de acomodação maior (quase o dobro). Já com o controlador digital RST: *overshoot* de tensão maior, não ocorre o afundamento, e possui um tempo de acomodação menor.

A Figura 26 mostra a corrente do sistema distorcida nas três fases ou seja, a corrente antes da inserção do filtro ativo.

Figura 26 – Corrente da rede distorcida.

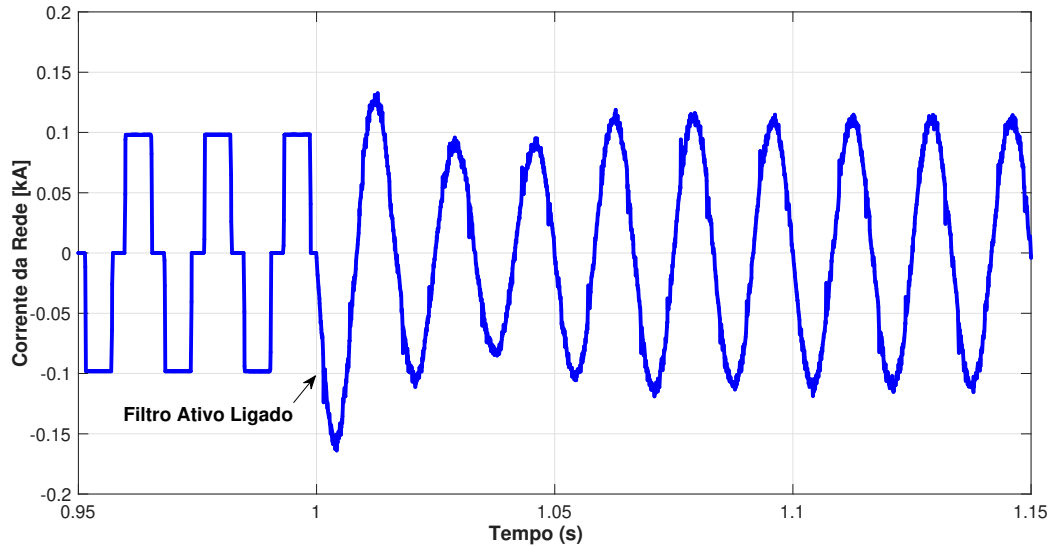


Fonte: Próprio Autor

O comportamento da corrente da rede antes e após a inserção do filtro com o

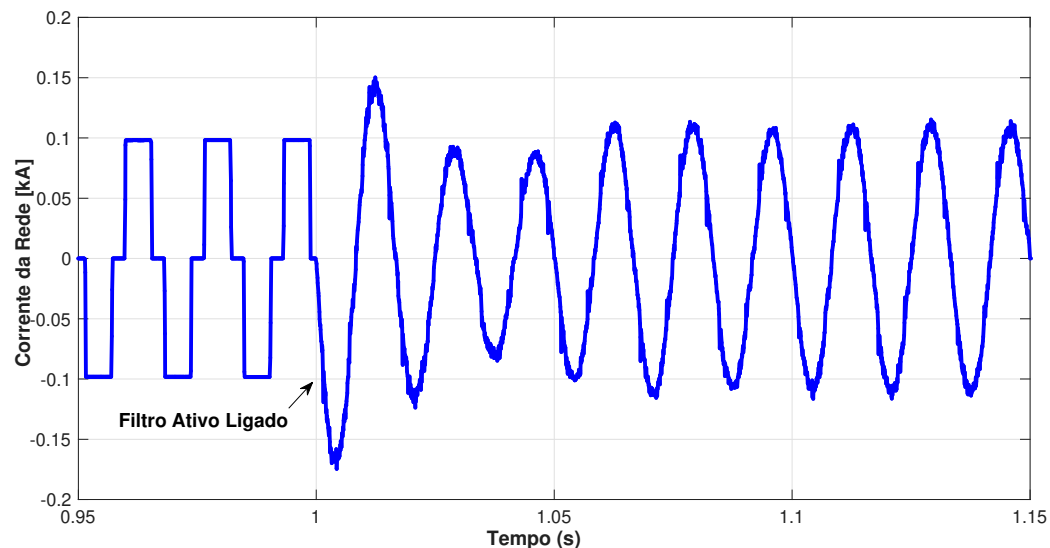
controlador PI, esta representada na Figura 27, já na Figura 28 está representada a corrente da rede no sistema com o controlador desenvolvido com estrutura RST.

Figura 27 – Corrente da rede na fase A antes e após a inserção do filtro com o controlador PI.



Fonte: Próprio Autor

Figura 28 – Corrente da rede na fase A antes e após a inserção do filtro com o controlador digital com estrutura RST.



Fonte: Próprio Autor

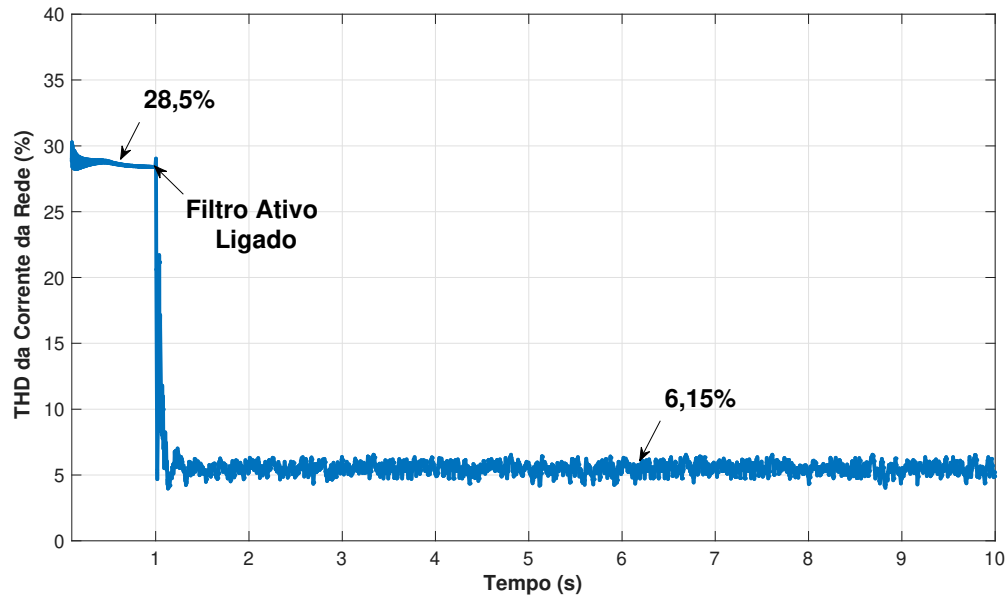
Após uma análise das Figuras 27 e 28, foi observado que com o PI o *overshoot* da corrente foi um pouco menor, com o controlador RST o *overshoot* da corrente foi um pouco maior. O tempo de oscilação foi similar em ambos os casos.

Para observar a qualidade de filtragem proporcionada por cada controlador, foi

verificada a THD da forma de onda da corrente da rede elétrica. De acordo com a Figura 30, é possível verificar que, o sistema operando sem o filtro apresenta um THD em torno de 29,5%.

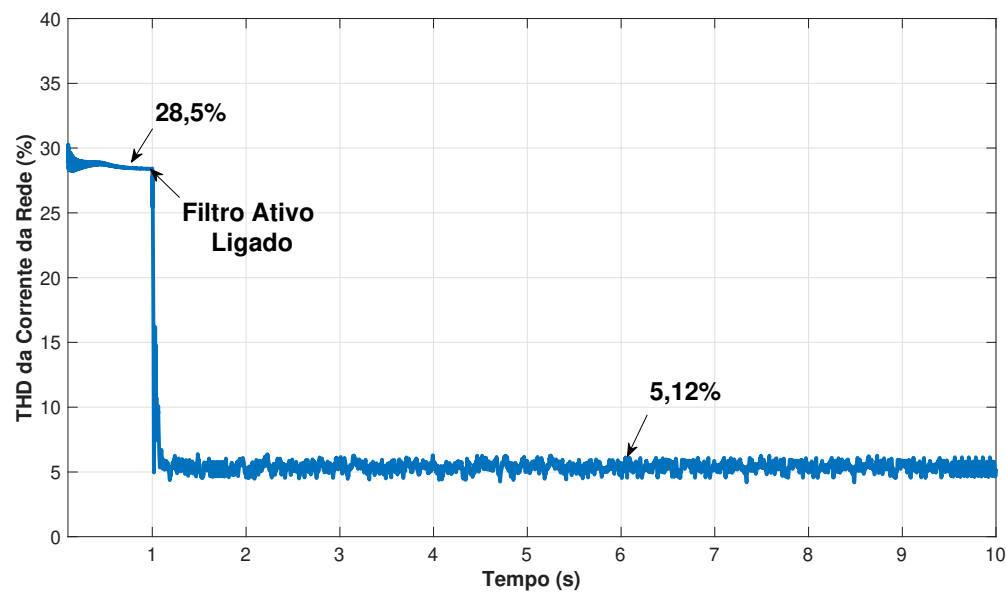
A Figura 29 mostra o THD da corrente da rede com o sistema funcionando com o PI, de 6,15%. Já na Figura 30 mostra o THD da corrente da rede com o sistema funcionando com o controlador RST temos um THD um pouco mais elevado, de 5,15%.

Figura 29 – THD da corrente da rede utilizando o controlador PI.



Fonte: Próprio Autor

Figura 30 – THD da corrente da rede na fase A utilizando o controlador digital com estrutura RST.

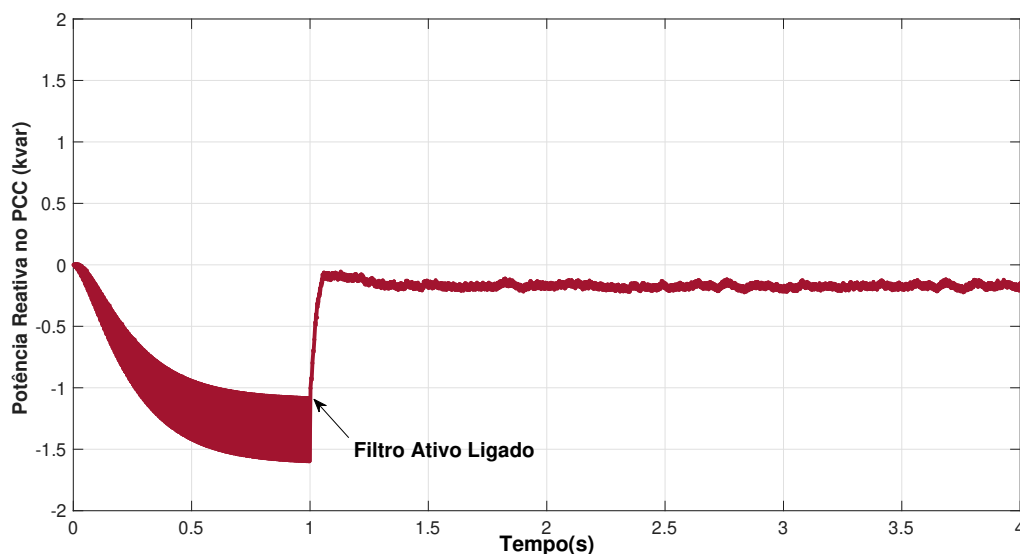


Fonte: Próprio Autor

De acordo com IEEE Std. 519 (IEEE, 2014), sistemas com a tensão entre 120V e 69 kV (no nosso caso 380V) e uma corrente maior que 100 A, um THD menor que 12% é considerado normal para o sistema. Já no PRODIST, fala que sistemas com tensão menores que 1,0 kV, possuem um limite de distorção harmônica de 10%. Sendo assim, foi obtido um THD de 5,15% após o acionamento do filtro com o controlador RST digital, mostrando que o filtro está funcionando como o desejado na simulação.

Outro ponto observado do sistema foi a potência reativa. Com a aplicação do controlador digital com estrutura RST é mostrada na Figura 34, já a compensação com o controlador PI está representado na Figura 31. É possível observar que no instante $t = 1s$ onde o filtro é ativado, temos uma compensação da potência reativa nas duas situações. Com o controlador RST, possui um valor mais próximo de zero do que com o controlador PI, e possui uma estabilidade melhor no sistema.

Figura 31 – Potência Reativa no PCC utilizando o controlador digital com estrutura PI.

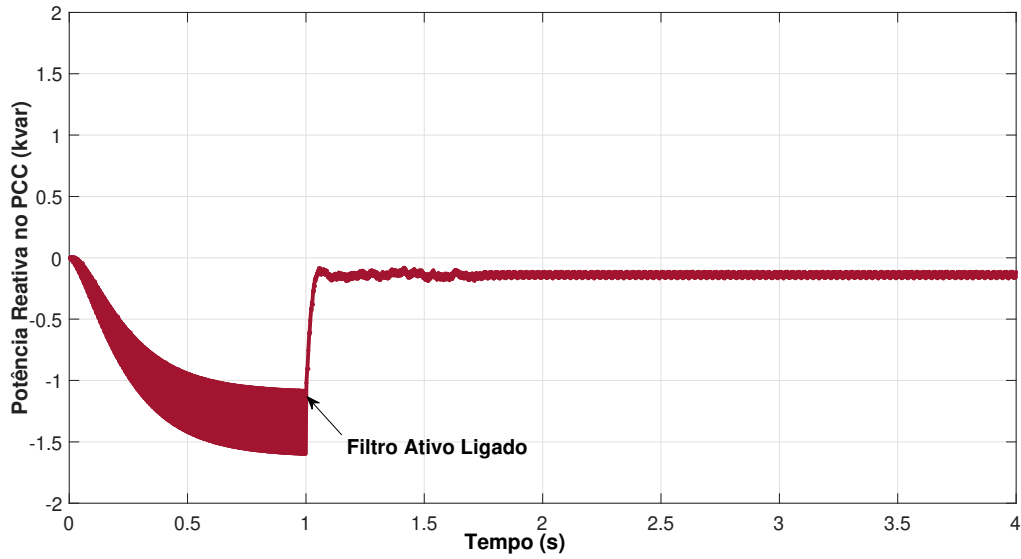


Fonte: Próprio Autor

A Figura 33 mostra a potência real instantânea do filtro com o o controlador PI e a Figura 34 esta representando a potência real instantânea com o o controlador digital RST, com resultados bem similares, podemos observar que o sistema trabalha com uma potência Real de 2,4 kW.

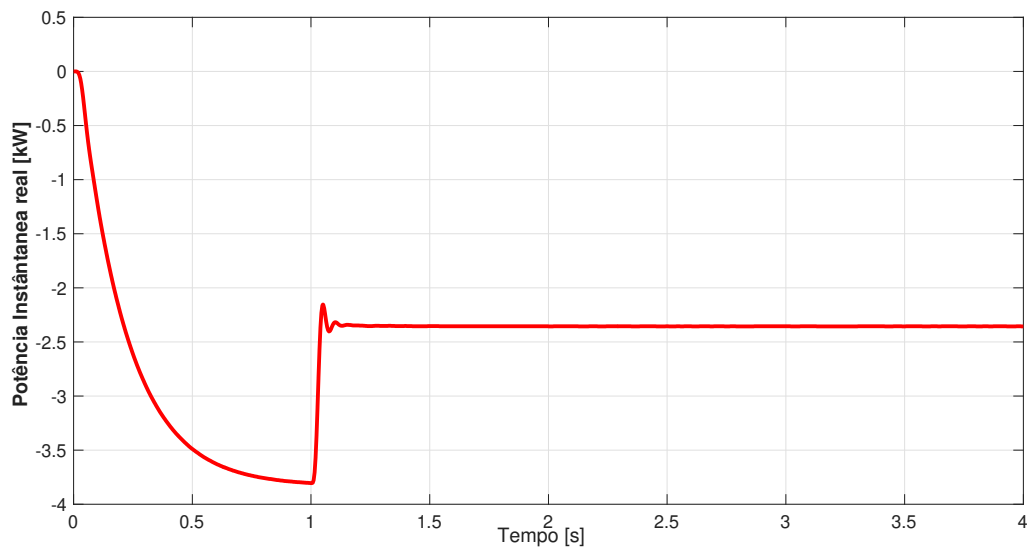
Por fim foi observado que, nas comparações entre as duas topologias, o controlador digital projetado com estrutura RST tem uma influencia na aplicação do filtro e mostra pequenas melhoras no sistema, concluindo que o controlador projetado pode sim ser utilizado no filtro ativo *shunt*.

Figura 32 – Potência Reativa no PCC utilizando o controlador digital com estrutura RST.



Fonte: Próprio Autor

Figura 33 – Potência Instantânea Real com o controle PI.

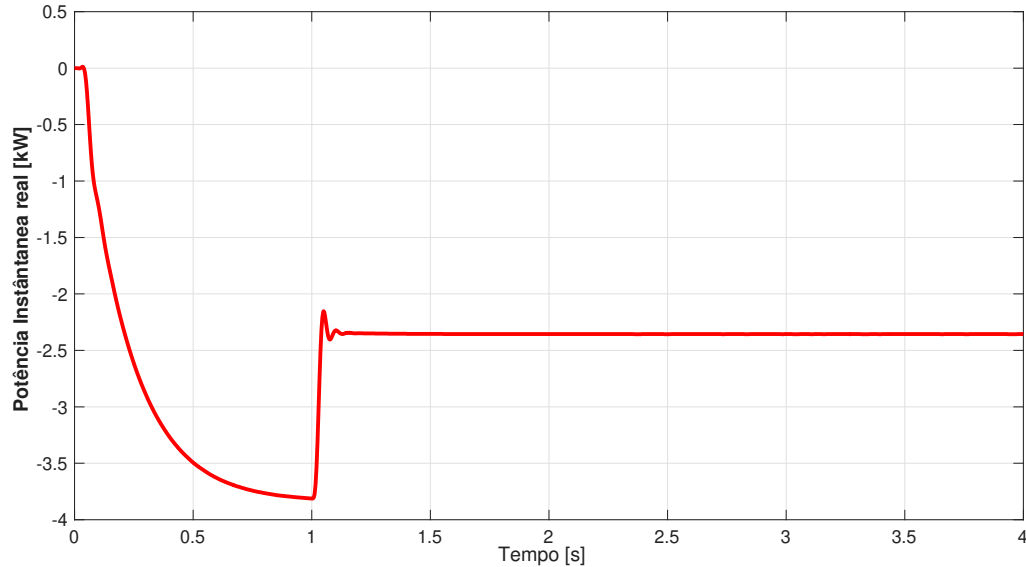


Fonte: Próprio Autor

6.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos por meio da plataforma DSPACE 1103 localizada no Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração de Sistemas de Potência (LAPIS), localizado na UFC. A topologia proposta para os ensaios foi testada em cenários tendo como carga um retificador trifásico não controlado com carga resistivas.

Figura 34 – Potência Instantânea Real com o controle de estrutura RST.



Fonte: Próprio Autor

6.2.1 Características da Bancada

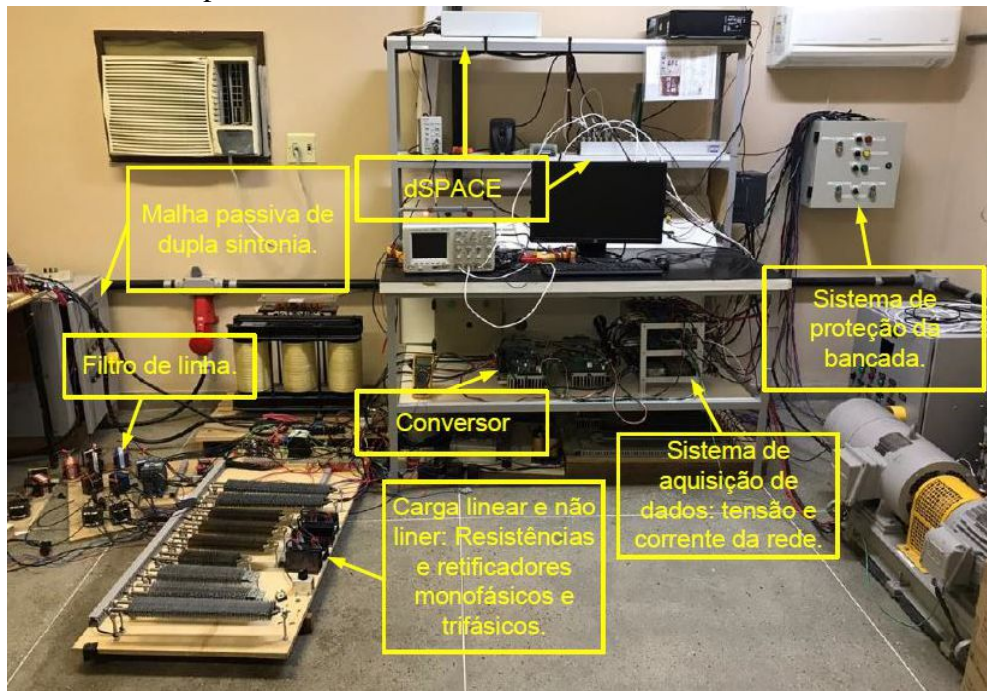
A Figura 35 apresenta a bancada do laboratório utilizada para a obtenção dos resultados experimentais da topologia proposta. Uma resistência de pré-carregamento é utilizada para reduzir a corrente de *in-rush* durante o início de operação do conversor, evitando o disparo da proteção. Durante este processo, o conversor opera como um retificador trifásico não controlado. Após o estabelecimento da tensão no barramento durante esta operação, há o *bypass* dos resistores e o controle/chaveamento do conversor é iniciado.

Na bancada constam diversos componentes, os que foram utilizados nos experimentos foram: o dSPACE, o conversor, o filtro de linha, os sistemas de aquisição e de proteção, as resistências e o retificador trifásico, o restante apresentado na imagem não foi utilizado.

A plataforma dSPACE 1103, de referência DS1103, foi utilizada para realizar o controle do conversor. Ela é versátil para aplicações de protótipos, possuindo poderoso processamento e conjunto de portas Input/Output (I/O) que são vitais para aplicações envolvendo considerável número de atuadores e sensores. Possui interface de tempo real e é totalmente programável no ambiente de diagrama de blocos do Simulink, onde todas as portas I/O podem ser programadas graficamente.

O conversor utilizado na bancada é conjunto de 4 braços + interface com fibra óptica que suporta uma tensão máxima de 600 V(+10%), com uma frequência de chaveamento máxima de 50 kHz e uma corrente máxima de saída de 12A.

Figura 35 – Bancada Experimental.



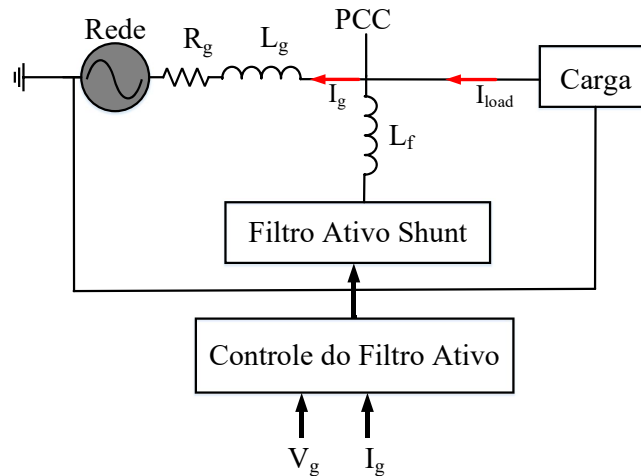
Fonte: Próprio Autor

Todos os dados de corrente e tensão da rede foram possíveis de mensurar por conta dos circuitos de aquisição de dados, que são compostos pelo sensor de tensão LAV 25-P e pelo sensor de corrente LAH 100-P. Os dados adquiridos pelo sistema de aquisição são enviados ao dSPACE, que opera o controle do conversor, aplicando a estratégia de obtenção das correntes de referência baseada na Teoria pq e enviando os sinais de PWM para o conversor. As formas de onda do sistema elétrico podem ser vistas em tempo real pelo *software* ControlDesk.

Os sinais das formas de onda da corrente e da tensão apresentados nesse capítulo foram coletados através da ferramenta osciloscópio Tektronix MSO 5034.

O sistema implementado na bancada é mostrado na Figura 36. A Tabela 10 indica os parâmetros relacionados a rede elétrica. Os valores da impedância da rede são estimativas feitas a partir dos dados da impedância equivalente no ponto de entrega da subestação Pici UFC (MORAIS, 2011). A estratégia de controle do filtro ativo implementada em bancada seguiu a mesma estratégia implementada na simulação.

Figura 36 – Bancada Experimental.



Fonte: Próprio Autor

Tabela 10 – Características da Bancada

Especificações	Valores
Tensão de Linha da rede	380V
Frequência da rede	60Hz
Indutância equivalente da rede(L_g)	300 μ H
Resistência equivalente da rede(R_g)	0,2 Ω
Indutores do conversor(L_f)	2,05mH
Frequência de amostragem do conversor A/D	24kHz
Capacitância do Barramento CC	470 μ F

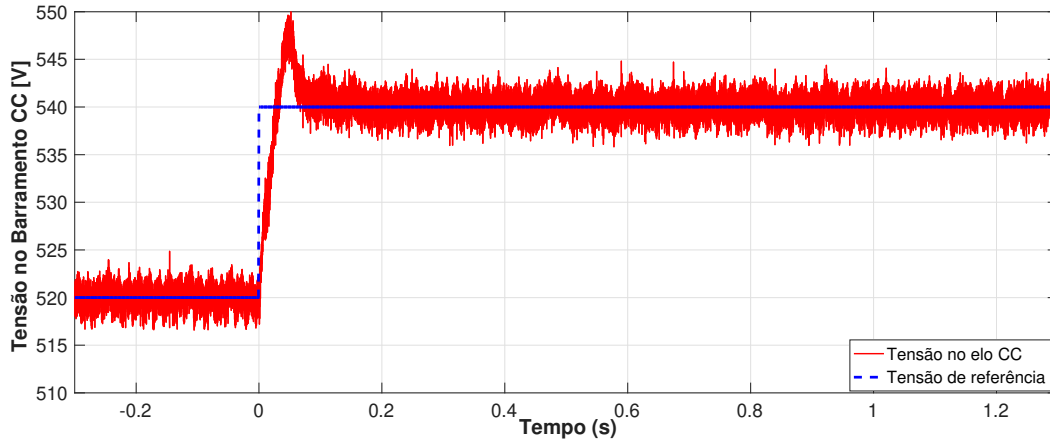
6.2.2 Regulação no elo CC

O primeiro teste feito na bancada experimental foi a regulação do Elo CC do sistema. Inicialmente era determinada a tensão em que o filtro iria trabalhar e o sistema regulava para ajustar a tensão desejada.

A Figura 37 mostra a regulação do Elo CC do sistema usando a estratégia de controle proporcional integral. Podemos observar que o sistema estava trabalhando a 520 V, e regulamos ele para trabalhar com 540 V. Nota-se que o barramento conseguiu regular para a tensão desejada, mas obteve uma resposta com um pico de tensão de quase 2% a mais do desejado. Devido a esse acontecimento, foi necessário trabalhar os testes com 540 V, pois se o sistema trabalhasse com 550 V, o pico de tensão iria ser muito elevado, e o sistema de bancada experimental não aceitaria pois seu sistema de proteção estava dimensionado para o limite de 550 V e sempre que realizávamos os testes, a proteção disparava.

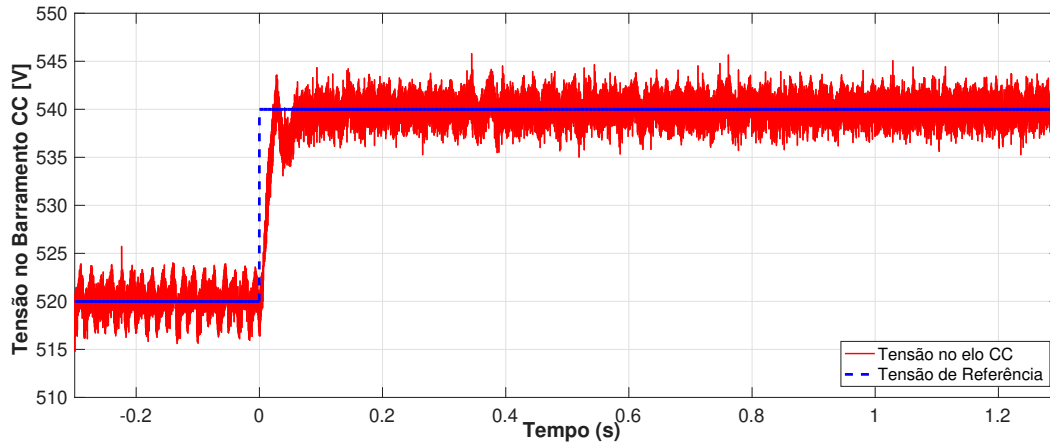
Já na Figura 38, é notório uma resposta um pouco mais rápida e sem o pico de tensão, tornando o sistema menos ríspido e mais flexível para realizar os testes na bancada.

Figura 37 – Regulação no Elo CC utilizando o controle PI



Fonte: Próprio Autor

Figura 38 – Regulação no Elo CC utilizando o controle RST



Fonte: Próprio Autor

O nível de ondulação presente no barramento CC ocorreu porque o sistema não teve seus componentes devidamente dimensionados, os testes foram feitos com os componentes já disponíveis no laboratório. Mas podemos observar, que a ondulação é menor que 1 %.

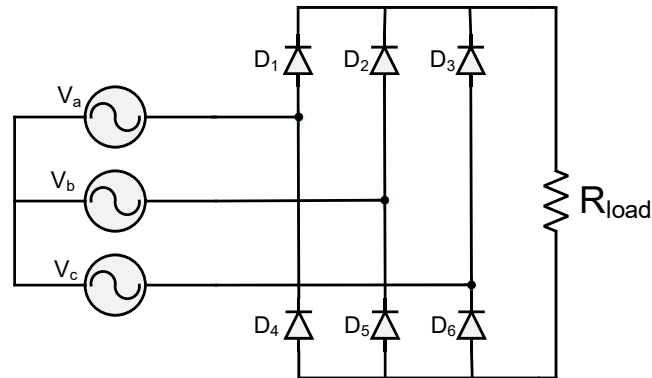
6.2.3 Caracterização da carga

A carga usada para o teste em bancada experimental foi um retificador trifásico conforme apresentado na Figura 39. Diferente da simulação, em bancada experimental foi trabalhado com uma carga puramente resistiva, isso porque como já comentado, foram feitos os testes com cargas que já estavam disponíveis no laboratórios, e para utilização de uma carga como na simulação(RL), seria necessário realizar o projeto de um novo indutor.

Mas como o intuito é mostrar o funcionamento do filtro ativo com a estratégia de

controle projetada, em bancada experimental foi feito em um novo sistema, e foi possível analisar suas respostas.

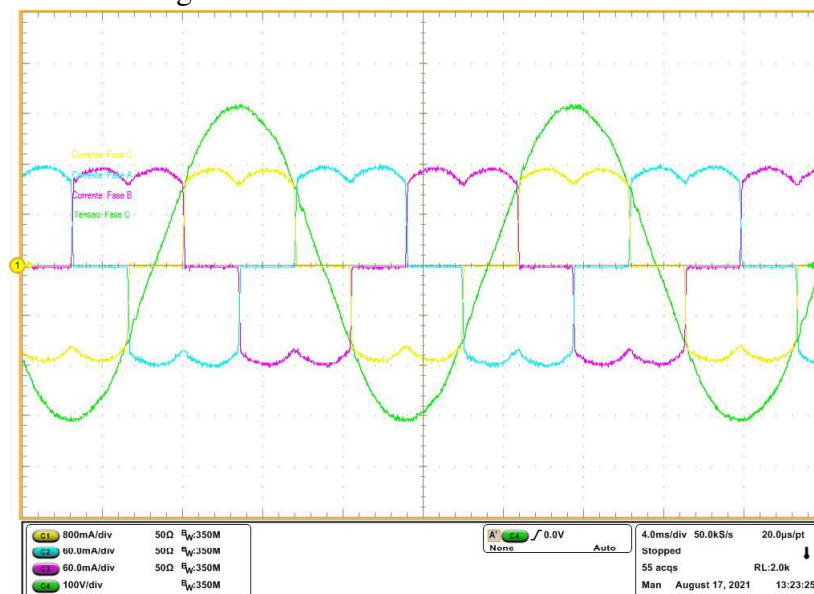
Figura 39 – Retificador trifásico não controlado por 6 Pulsos



Fonte: Próprio Autor

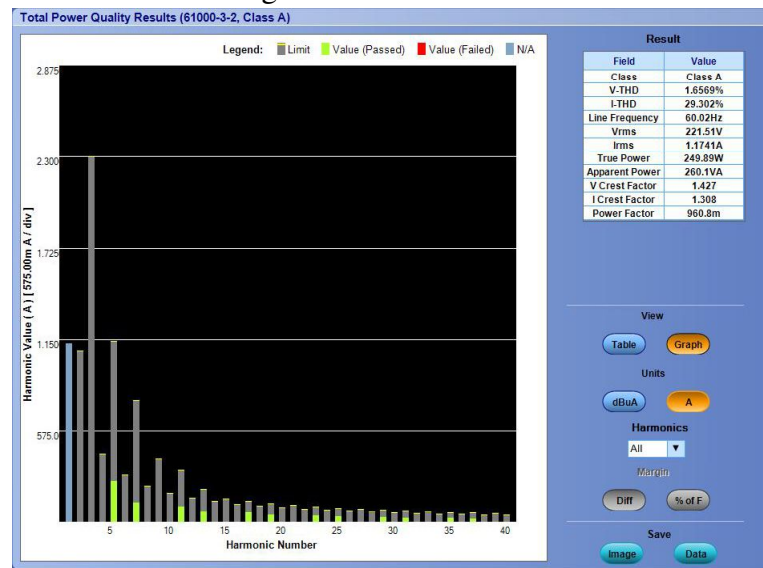
A forma de onda da corrente da carga está representado na Figura 40, podemos ver 4 formas de onda, 3 delas bem distorcidas que representam a corrente da carga e uma onda puramente senoidal que representa a tensão de alimentação em uma das fases. A Figura 41 foi retirada do osciloscópio Tektronix MSO 5034 na guia de qualidade de energia, e nesta imagem é mostrado o THD da carga que foi inserida na rede, $THD = 29,302\%$.

Figura 40 – Corrente da Carga



Fonte: Tektronix MSO 5034

Figura 41 – THD da Corrente da Carga

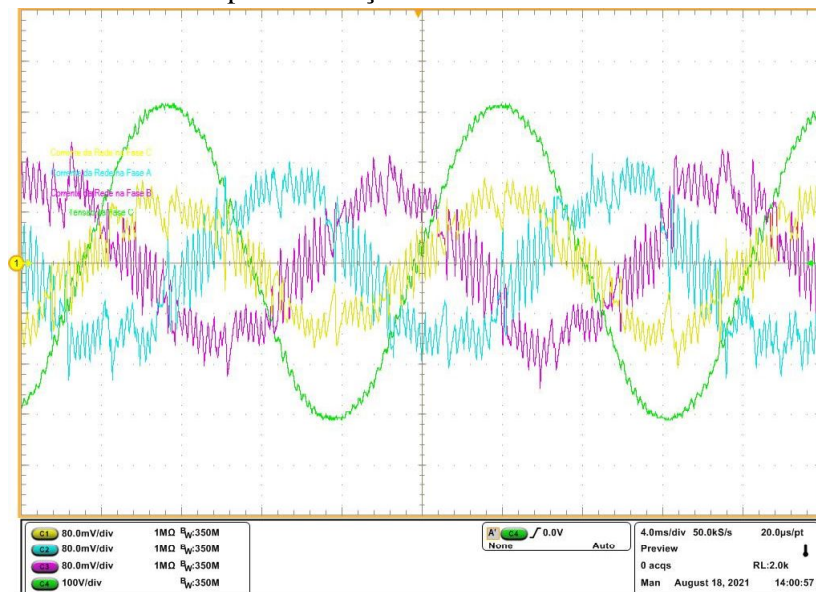


Fonte: Tektronix MSO 5034

6.2.4 Resultados da filtragem de corrente utilizando o Controlador Proporcional Integral - PI no controle do barramento CC

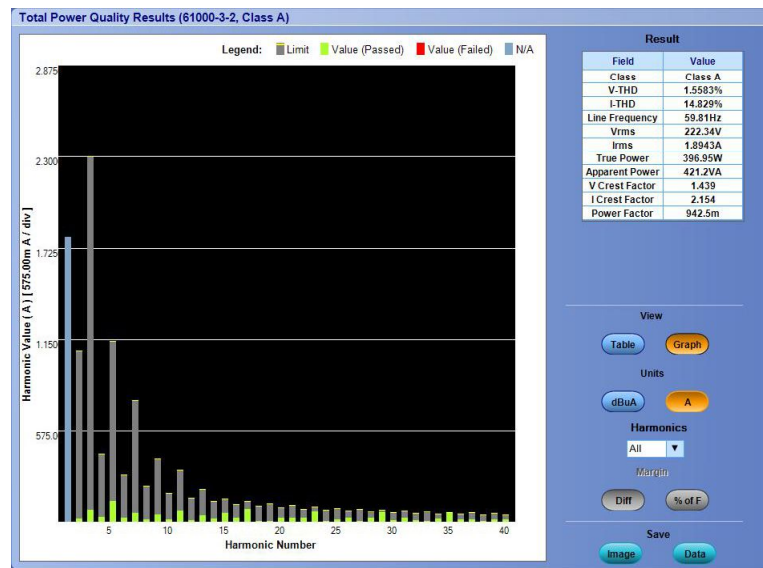
A segunda análise experimental feita, foi a resposta do filtro ativo com o controlador PI. A Figura 42 mostra a corrente filtrada no sistema, e a Figura 43 mostra uma análise do THD da corrente, tendo um valor de 14,829%.

Figura 42 – A corrente da rede após a inserção do filtro ativo com o controlador PI



Fonte: Tektronix MSO 5034

Figura 43 – THD da corrente da rede com o filtro ativo usando o controlador PI

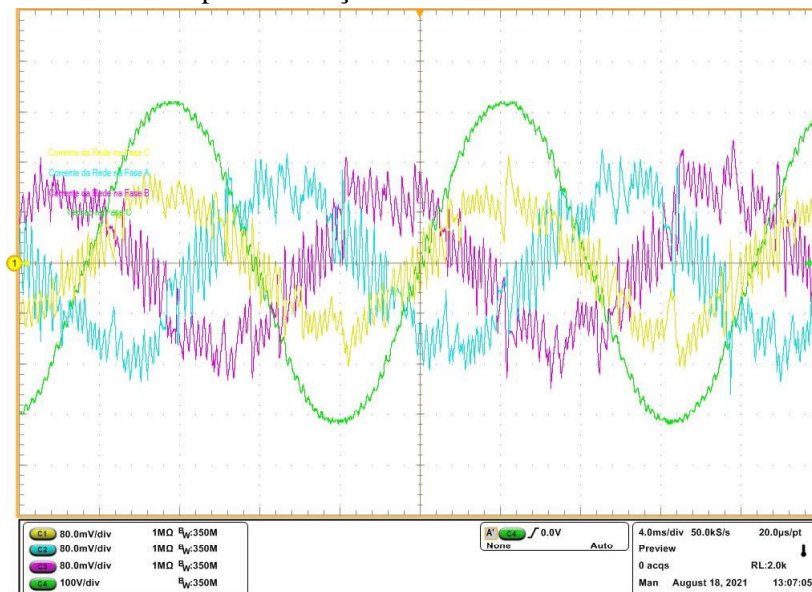


Fonte: Tektronix MSO 5034

6.2.5 Resultados da filtragem de corrente utilizando o Controlador Digital RST no controle do barramento CC

Por último, foi feita a análise experimental com a resposta do filtro ativo com o controlador digital de estrutura RST. A Figura 44 mostra a corrente filtrada no sistema, e a Figura 45 mostra uma análise do THD da corrente, tendo um valor de 13,969%.

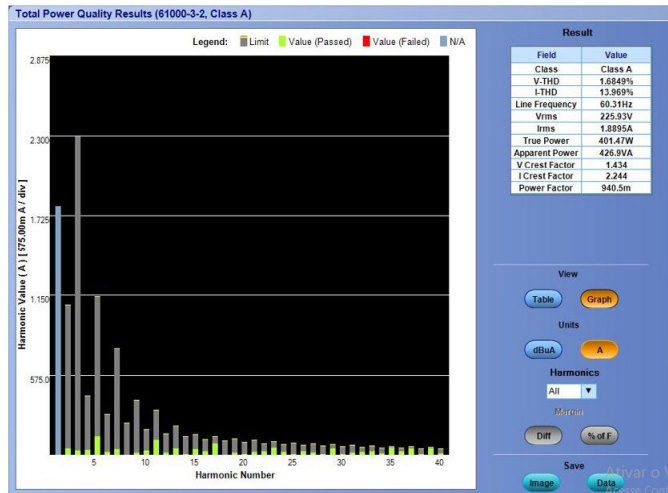
Figura 44 – Corrente da rede após a inserção do filtro ativo com o controle RST



Fonte: Tektronix MSO 5034

Embora o THD esteja um pouco elevado, com o filtro houve uma redução considerável das correntes harmônicas do sistema, melhorando a qualidade de corrente onde está conectada a carga não linear.

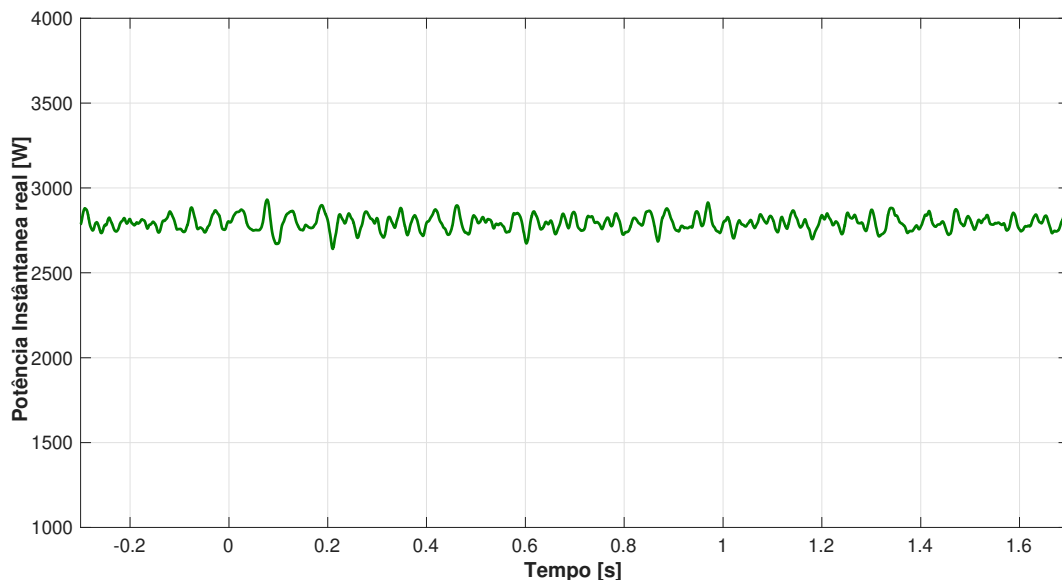
Figura 45 – THD da corrente da rede com o Filtro Ativo usando o Controlador RST



Fonte: Tektronix MSO 5034

A Figura 46 mostra a Potência Real Instantânea, que representa o valor médio com o controlador PI, e o resultado com o controlador RST está apresentado na Figura 47 .

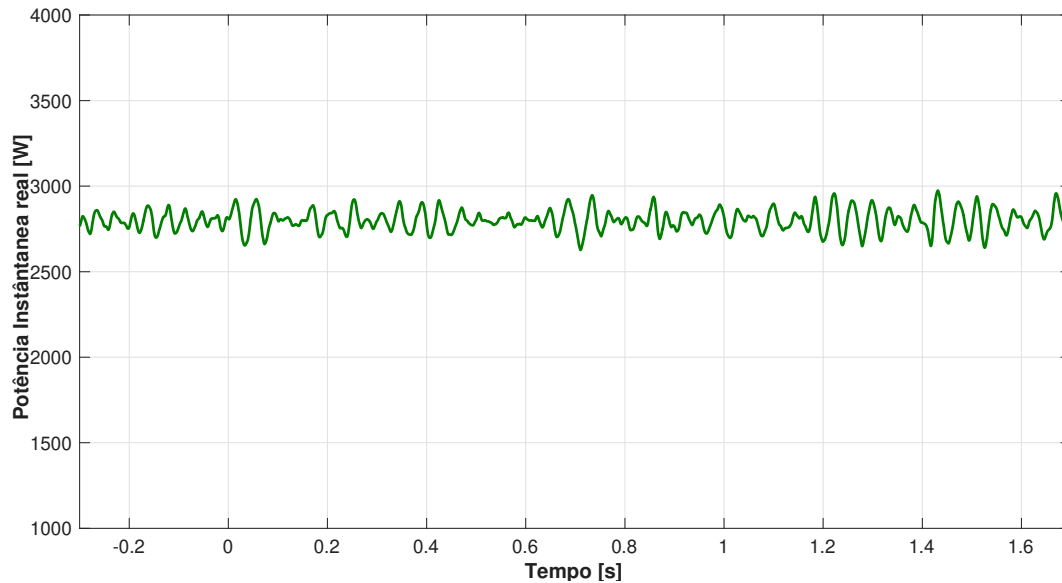
Figura 46 – Potência Real Instantânea (\bar{p}) com o controle PI.



Fonte: Próprio Autor

Entre as duas estratégias de controle, é possível observar que um mesmo filtro ativo, com os mesmos parâmetros, o controlador RST respondeu um pouco melhor que o controlador

Figura 47 – Potência Real Instantânea (\bar{p}) com o controle RST.



Fonte: Próprio Autor

PI, mesmo que ainda esteja um sistema com uma distorção considerável, é possível observar uma melhora no THD da corrente da rede.

Então, o controle RST projetado para a bancada funcionou, possuindo agora um controlador projetado e que possa ser utilizado em outros experimentos, dessa forma, por ser feito por sistema de identificação, não será necessário um ajuste no controlador toda vez que o sistema sofrer alguma alteração, que é muito comum quando se trata de resultados experimentais.

6.3 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi apresentar os resultados da pesquisa, inicialmente foram exibidos os resultados do filtro ativo simulado no PSCAD/EMTDC e em seguida foram apresentados os resultados obtidos em bancada experimental.

Para o sistema tanto em simulação, quanto em bancada experimental, foi analisado a resposta do filtro ativo *shunt* utilizando o controlador PI, e em seguida feito os mesmos testes com o controlador digital com estrutura RST.

Após a análise dos dados, é possível ver o funcionamento do filtro com o controle projetado, observando a redução do THD da corrente da rede, e a compensação de reativo.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho propôs o projeto de um controlador digital com estrutura RST utilizando a técnica de alocação de polos, como alternativa de estratégia de controle do barramento CC para aplicação dos FAPs. A fim de validar a teoria proposta, os resultados de simulação e de bancada experimental foram analisados e em seguida, foi feita uma comparação com o controlador RST projetado e um controlador PI.

O projeto do controlador digital com estrutura RST foi realizado em etapas, a primeira foi realizar a identificação do sistema. Inicialmente foi desabilitado o controle do filtro ativo, inserido um gerador de sinais de onda quadrada e coletado os dados do sistema para analisar como ele iria funcionar sem o PI controlando a tensão do Barramento CC. Após a coleta de dados, vem a escolha da estrutura do modelo para determinar o tipo de modelagem que será realizada e a estimação dos parâmetros, e para isso foi utilizado o Modelo auto regressivo com entradas exógenas - ARX e o método dos mínimos quadrados não recursivo.

Todo o processo de identificação foi realizado através da ferramenta IDENT na plataforma do MATLAB/SIMULINK. Nela você insere os dados coletados e através da determinação de alguns parâmetros, ela exibe a função de transferência do sistema, ou seja, faz a identificação do sistema através dos dados coletados e dos parâmetros definidos. Após ter feito a identificação do sistema, foi projetado o controlador RST pelo método via alocação de polos.

A identificação do sistema e o projeto do controlador RST foram feitas duas vezes, uma para o filtro simulado, e outra para o filtro em bancada experimental.

Para verificar a resposta do sistema, foi simulado um filtro ativo *shunt* com a presença de um grupo cargas não lineares. Primeiro foi utilizado um controlador proporcional integral, após coletado os resultados, foi observado a resposta do sistema com o controlador RST projetado e verificado se sua resposta foi satisfatória, e analisado as vantagens da sua utilização.

Com base nos resultados obtidos via simulação, foi possível verificar que a estratégia de controle digital RST aplicado ao Filtro ativo *shunt* apresentou um bom desempenho reduzindo as correntes harmônicas presentes na carga, é possível observar isso quando é feito a análise do THD, antes do filtro a taxa de distorção harmônica estava com 28,5%, e depois do filtro, baixou para 5,12%, uma resposta um pouco melhor quando comparada ao FAP *shunt* com o controle PI, onde a taxa de distorção harmônica estava com 28,5%, e depois do filtro, baixou para 6,15% .

A segunda etapa dos resultados, foi a aplicação da estratégia de controle RST em um filtro ativo numa bancada experimental. Analisando os resultados experimentais, pode se concluir

que a estratégia de controle digital com estrutura RST funcionou para o FAP ,e mostrou algumas vantagens quando comparado com o controle PI, principalmente na regulação do barramento CC. Ao fazer a regulação do barramento CC para a tensão a qual se deseja trabalhar, o controlador PI mostrou um *overshoot* de aproximadamente 10 V na regulação de 520 V para 550 V e um tempo de acomodação maior, já com o controlador RST, o sistema não apresentou esse *overshoot*, possibilitando até que o sistema trabalhasse com uma tensão maior, pois ao acontecer um *overshoot*, por ser um sistema de bancada experimental, o disjuntor de proteção disparava por questão de segurança dos equipamentos.

Além de uma técnica de controle alternativa, o controlador RST proporcionou ao sistema um melhor tempo de acomodação quando comparado ao PI e um THD da corrente levemente melhor, contribuindo significativamente para a melhoria do desempenho do sistema.

Com base nos resultados obtidos, conclui-se que o projeto do controlador RST para o filtro ativo obteve êxito para controlar o filtro, possibilitando a compensação tanto de harmônicos de corrente quanto de reativos.

7.1 Trabalhos Futuros

Este trabalho teve como foco principal a avaliação do desempenho de um filtro ativo *shunt* com o controlador Digital de estrutura RST. Diante disso são listados algumas sugestões de trabalhos futuros:

- Trabalhar o mesmo sistema, utilizando o controle Autoajustável, pois ele condiciona não só a função de controle realimentado, mas também a de modelagem matemática utilizada para o projeto da lei de controle.
- Testar o Filtro Ativo em outros cenários, como com a presença de cargas desbalanceadas.
- Melhorar a filtragem na bancada experimental, com o cálculo e um projeto de um novo indutor.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais**. [S.l.]: Editora UFMG, 2014.
- AKAGI, H. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. **IEEJ IPEC-Tokyo'83**, v. 1375, 1983.
- AKAGI, H. Modern active filters and traditional passive filters. **Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences**, p. 255–269, 2006.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 62.
- ALMONTE, R. L.; ASHLEY, A. W. Harmonics at the utility industrial interface: A real world example. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 31, n. 6, p. 1419–1426, 1995.
- ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist módulo 8 – qualidade da energia elétrica. 2018.
- ANEEL. **Manual de elaboração do relatório anual de responsabilidade sócio-ambiental das empresas de energia elétrica**. Brasília, 2006.
- ANTUNES, F.; LEÃO, R.; SAMPAIO, R. **Harmônicos em Sistemas Elétricos**. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2014.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. [S.l.]: Courier Corporation, 2013.
- BAGGINI, A.; HANZELKA, Z. Voltage and current harmonics. **Handbook of Power Quality**, John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- BOLLEN, M. H. What is power quality? **Electric power systems research**, Elsevier, v. 66, n. 1, p. 5–14, 2003.
- CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.
- COELHO, A.; COELHO, L. **Identificação de Sistemas Dinâmicos**. [S.l.: s.n.], 2004. ISBN 978.85.328.0730-4.
- COMMITTEE, I. P. P. S. R. *et al.* Sine-wave distortions in power systems and the impact on protective relaying. **Rep. No. 84 TH 0115-6 PWR**, IEEE Power Engineering Society New York, 1984.
- DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Avaliação da qualidade da energia elétrica. **available in <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/qualidade/b5.pdf>**, 2017.
- DEVASSY, S.; SINGH, B. Modified pq-theory-based control of solar-pv-integrated upqc-s. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 53, n. 5, p. 5031–5040, 2017.
- DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. Applied harmonics. **Electrical Power Systems Quality, 2nd Edition**, McGraw-Hill Education, New York, p. 225–294, 2004.

FILHO, R. de Castro d'Ávila; BRAGA, M. F.; SILVA, S. M. Aplicação de filtros ativos e passivos de potência: Estudo de caso. In: **Conferência Internacional de Aplicações Industriais**. [S.l.: s.n.], 2008.

FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, v. 27, n. 6, p. 1020–1025, 1991.

GARCIA, F. R.; NAVES, A. Harmônicos em sistemas elétricos de potência. **Maió de**, 2008.

GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *et al.* **Control system design**. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 2001. v. 240.

GURGEL, N.; MOURA, A.; MOURA, A.; PEREIRA, E.; CYPRIANO, O.; AGUIAR, V. Transformações em sistemas elétricos de potência. **Revista Eletrônica de Engenharia Elétrica e Engenharia Mecânica**, v. 3, n. 1, p. 01–12, 2021.

IEC1000-3-2. International electrotechnical commission: Bs en iec 61000-3-2:2019+a1:2021 electromagnetic compatibility (emc) limits. limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 a per phase). 2021.

IEEE. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. **University of Campania “Luigi Vanvitelli”**: Caserta, Italy, 2014.

IEEE-519, P. Ieee recommended practices and. requirements for harmonic control in electrical power systems. In: IEEE. [S.l.], 2014.

JUNIOR, R. G. da S.; CASTOR, B. V. J.; SILVA, W. V. da; ROCHA, D. T. da. Pesquisa e desenvolvimento e a qualidade no fornecimento de energia elétrica. **Estudos do CEPE**, p. 94–118, 2010.

KS, V.; PEROUTKA, Z.; DRABEK, P. Non-characteristic harmonics and interharmonics of power electronic converters. In: IET. **CIREN 2005-18th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution**. [S.l.], 2005. p. 1–5.

LANDAU, I. The rst digital controller design and applications. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 6, n. 2, p. 155–165, 1998.

LANDAU, I. D.; GIANLUCA, Z. Practical aspects of digital control. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**, Springer, p. 317–374, 2006.

LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. *et al.* Harmônicos em sistemas elétricos. **SI**: Elsevier, 2014.

LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E. C.; NUNES, M. A. N.; DANTAS, J. L.; BRANCO, C. G. C. A comparison between a single and a double tuned hybrid power filter under power quality analysis. In: IEEE. **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2013. p. 1291–1296.

LOURENÇO, J. Sintonia de controladores pid. **Escola superior de tecnologia**, 1997.

MEHL, E. L. Qualidade da energia elétrica. **Universidade Federal do Paraná (UFPR)**, p. 21, 2012.

MORAIS, E. E. C. Estudo e projeto de filtros passivos para atenuação de harmônicos em instalações elétricas industriais. **Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Ceará–UFC**, 2011.

ORTMANN, M. S. *et al.* Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando dsp: projeto e implementação. Florianópolis, SC, 2008.

PAREDES, H. K. M.; REIS, P. H. F. dos; DECKMANN, S. M. Caracterização de cargas lineares e não lineares em condições de tensões não senoidais. **Revista Eletronica de Potencia**, v. 22, n. 1, p. 50–62, 2017.

PETERSON, M.; SINGH, B. N.; RASTGOUFARD, P. Active and passive filtering for harmonic compensation. In: IEEE. **2008 40th Southeastern Symposium on System Theory (SSST)**. [S.l.], 2008. p. 188–192.

PHIPPS, J. K.; NELSON, J. P.; SEN, P. K. Power quality and harmonic distortion on distribution systems. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 30, n. 2, p. 476–484, 1994.

PIRES, I. A. Capítulo xii-medidas de mitigação de harmônicos. **Revista O Setor Elétrico, São Paulo**, v. 1, n. 59, p. 38–47, 2010.

POMILIO, J. A. Apostila fontes chaveadas. **Universidade Estadual de Campina**, 1995.

POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Condicionamento de energia elétrica e dispositivos facts. **Campinas: Universidade Estadual de Campinas**, 2009.

REIS, J. W. W. R. A. **PID Control of Continuous Processes. Programmable Logic Controllers**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2007.

ROWELL, D. Introduction to recursive-least-squares (rls) adaptive filters. **Massachusetts Institute of Technology [Online]**, 2007.

SANTOS, E. M. B. dos; LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E.; FONSECA, J. M.; BARRETO, D. A.; BRANCO, C. G. C. Filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. 2019.

SILVA, L. B. da; TAKAUTI, E.; TORRES, G. L.; SILVA, V. da; HADDAD, J.; OLIVEIRA, L. de. Desenvolvimento e implementação de um filtro ativo de potência.

WATANABE, E. H.; AREDES, M.; AKAGI, H. The pq theory for active filter control: some problems and solutions. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 15, n. 1, p. 78–84, 2004.

ANEXO A – TEORIA PQ

Dos diversos métodos para se obter os valores de referência de corrente e tensão, a mais popular proposta por Akagi em (AKAGI, 1983) e (WATANABE *et al.*, 2004), baseia-se na *teoria pq* (*Teoria das Potências Ativa e Reativa Instantâneas*) (AKAGI *et al.*, 2017). Esta teoria é bastante utilizada para aplicação no controle de filtros ativos para compensação de harmônicos.

A *teoria pq* utiliza o sistema de coordenadas ortogonais estacionárias $\alpha\beta 0$ (GURGEL *et al.*, 2021), inicialmente proposto por Edith Clarke. A Transformada de Clarke invariante em potência é apresentada em (A.1).

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

De maneira análoga, as representações das correntes de carga i_{aL} , i_{bL} e i_{cL} podem ser concebidas no sistema de coordenadas de Clarke. Para a representação das potências instantâneas real (p), imaginária (q) e de sequência zero (p_0) em função das componentes de Clarke, pode-se escrever como em (A.2):

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0L} \\ i_{\alpha L} \\ i_{\beta L} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

Sendo assim, tem-se:

$$p_0 = v_0 i_0, \quad (\text{A.3})$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta, \quad (\text{A.4})$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha. \quad (\text{A.5})$$

De acordo com a *teoria pq* (WATANABE *et al.*, 2004; AKAGI *et al.*, 2017), as potências p , q e p_0 são compostas pelas suas parcelas médias (\bar{p} , \bar{q} e \bar{p}_0) e oscilantes (\tilde{p} , \tilde{q} e \tilde{p}_0), e podem ser escritas respectivamente como:

Potência real instantânea:

$$p = \bar{p} + \tilde{p}. \quad (\text{A.6})$$

Potência imaginária instantânea:

$$q = \bar{q} + \tilde{q}. \quad (\text{A.7})$$

Potência de sequência zero instantânea:

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0. \quad (\text{A.8})$$

Contudo, para este trabalho serão considerados sistemas trifásicos a três fios. Assim, como não existe o quarto condutor (condutor neutro) não há possibilidade de componente homopolar da corrente e, conseqüentemente, não existe a possibilidade da corrente de sequência zero. Em outras palavras, tem-se:

$$p_0 = 0. \quad (\text{A.9})$$

Os valores de referências das correntes de compensação nas coordenadas $\alpha\beta 0$ podem ser calculadas através de (A.10).

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.10})$$