



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Estudo Comparativo de Técnicas de Controle para Filtros Ativos de Potência

Arthur Monteiro Horta

João Monlevade, MG
2022

Arthur Monteiro Horta

**Estudo Comparativo de Técnicas de Controle
para Filtros Ativos de Potência**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Márcio Feliciano Braga

Coorientador: Prof. Dr. Thainan Santos Theodoro

Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2022

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

H821e Horta, Arthur Monteiro.

Estudo comparativo de técnicas de controle para filtros ativos de potência. [manuscrito] / Arthur Monteiro Horta. - 2022.

42 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Márcio Feliciano Braga.

Coorientador: Prof. Dr. Thainan Santos Theodoro.

Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Controladores elétricos. 2. Eletrônica de potência. 3. Filtros elétricos ativos. 4. Modelagem. I. Braga, Márcio Feliciano. II. Theodoro, Thainan Santos. III. Universidade Federal de Ouro Preto. IV. Título.

CDU 681.5

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



FOLHA DE APROVAÇÃO

Arthur Monteiro Horta

Estudo comparativo de técnicas de controle para filtros ativos de potência

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica

Aprovada em 03 de novembro de 2022

Membros da banca

Dr. Márcio Feliciano Braga - Orientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Thainan Santos Theodoro - Coorientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Igor Dias Neto de Souza - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Rodrigo Augusto Ricco - Universidade Federal de Ouro Preto

Márcio Feliciano Braga, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 14/11/2022



Documento assinado eletronicamente por **Marcio Feliciano Braga, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 14/11/2022, às 11:59, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0426466** e o código CRC **643FDD6A**.

Dedico este trabalho ao meu filho, Gael Melo Monteiro Horta, minha inspiração final para seguir firme e trazer essa vitória pra casa. Te amo meu filho, é por você!

Agradecimentos

Muitas pessoas especiais me apoiaram nessa trajetória, então agradeço primeiramente a Deus por toda força, saúde e sabedoria que me foi dada para dar cada passo nessa longa jornada. A minha mãe, Deusa Nogueira Monteiro Horta, que me apoiou desde o início com muito orgulho do meu esforço, que me incentivou, que juntou suas economias para me dar a minha primeira calculadora HP50g mesmo antes do primeiro dia de aula, que me aconselhou, me levou, me buscou na faculdade diversas vezes, enfim, mãe, sem você nada disso seria possível. Ao meu pai, Lyrton da Silva Horta, minha inspiração, meu amigo e meu guia, que por diversas vezes parou seu serviço em sua eletrônica para me ajudar em algum trabalho na faculdade, que várias vezes me apoiou e me guiou instruindo para tomar as melhores decisões nessa trajetória árdua, enfim, pai, sem você nada disso seria possível. A minha mulher, Clara Oliveira Melo, que entrou nessa reta final e me puxou a orelha todas as vezes que eu estava perdendo o foco, que cuidou tão bem de mim e me apoiou em todas as decisões que tive, que me fez sentir tudo mais leve para finalizar esse curso, enfim, amor, sem você nada disso seria possível.

Agradeço ao meu professor orientador Márcio Feliciano Braga por sua orientação, disponibilidade, paciência e por ter contribuído no aumento do meu interesse na área de controle. Agradeço, também, ao meu coorientador Thainan Santos Theodoro pela orientação neste trabalho com sua paciência, disponibilidade e direcionamento durante a realização deste trabalho. E, por fim, mas não menos importante, a todos os professores e servidores da Universidade Federal de Ouro Preto que, dia após dia, contribuem imensamente para o funcionamento e desenvolvimento das atividades acadêmicas.

“Lutar, lutar, lutar, com toda nossa raça pra vencer!”

Vicente Motta

Resumo

O aumento na utilização de cargas não lineares gerou problemas na qualidade de energia, como a aparição de harmônicos no sistema. Tais cargas causam problemas que podem colapsar o sistema elétrico de potência, sendo assim, torna-se necessário a utilização de técnicas que sejam eficientes na redução de distorções presentes no sistema. Neste contexto, o objetivo geral deste trabalho é fazer um estudo comparativo de técnicas de controle para filtros ativos de potência. Para isso, será feita a modelagem matemática dos filtros ativos de corrente e o projeto de controladores para a correção da forma de onda da corrente elétrica para sistemas com cargas não lineares compostas por retificadores e impedância RL em baixa tensão, comuns nas áreas industriais. Foram testadas três técnicas de controle: PI (Proporcional-Integral) no referencial síncrono, modelo em espaço de estados para segmento de referência e o controle por histerese. Os resultados mostraram que o Controlador PI no referencial síncrono possui fácil implementação e médio custo computacional, porém, dentre os três controladores propostos, foi o que obteve a pior desempenho de distorção harmônica. O controlador em espaço de estados para segmento de referência possui maior dificuldade de implementação e maior custo computacional. Por outro lado, teve médio desempenho na redução da distorção harmônica. O controlador por histerese, possui fácil implementação e baixo custo computacional, obtendo o melhor desempenho dentre os três métodos utilizados. Espera-se que este trabalho contribua para o enriquecimento da pesquisa e sirva de base para futuros trabalhos na área.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência, Eletrônica de Potência, Controle, Modelagem.

Abstract

The growth in the use of non-linear loads generated problems in power quality, such as the appearance of harmonics in the system. Such loads cause problems that can collapse the electrical power system, therefore it is necessary to use techniques that are efficient in reducing distortions present in the system. In this context, the general objective of this work is to make a comparative study of control techniques for active power filters. For this, the mathematical modeling of active current filters and the design of controllers for the correction of the electric current waveform will be carried out for systems with non-linear loads composed of rectifiers and RL impedance at low voltage, common in industrial areas. Three control techniques were tested: PI (Proportional-Integral) in the synchronous frame, state space model for the reference's frame and control by hysteresis. The results showed that the PI Controller in the synchronous frame has easy implementation and medium computational cost, however, among the three tested controllers, it was the one that had the worst harmonic distortion performance. The state-space controller for tracking reference has greater implementation difficulty and higher computational cost. On the other hand, it had a medium performance in reducing harmonic distortion. The hysteresis controller has easy implementation and low computational cost, obtaining the best performance among the three methods used. It is hoped that this work will contribute to the enrichment of the research and serve as a basis for future works in the area.

Keywords: Power Active Filter, Power Electronic, Control, Modeling.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Circuito trifásico com carga não linear e filtros passivos.	5
Figura 2 – Princípio da configuração do filtro conectado em paralelo.	7
Figura 3 – Princípio da configuração do filtro conectado em série.	8
Figura 4 – Filtro ativo híbrido. (a) combinação do filtro ativo paralelo e filtro passivo paralelo - (b) combinação do filtro ativo série com filtro passivo <i>shunt</i>	8
Figura 5 – Produto instantâneo da tensão e corrente senoidal no tempo.	9
Figura 6 – Diagrama das potências que refletem as relações matemáticas entre as potências ativa, reativa, aparente e, quando presente, a potência de distorção.	10
Figura 7 – Representações gráficas dos eixos abc e $\alpha\beta$ através da transformada de Clarke.	12
Figura 8 – Princípio básico da compensação de corrente <i>shunt</i> utilizando um compensador para corrigir a corrente elétrica de uma carga não linear.	14
Figura 9 – Diagrama esquemático do filtro ativo subdivididos em blocos.	15
Figura 10 – Configuração do Conversor de Fonte de Tensão (VSC) utilizado neste trabalho composto por seis IGBTs.	16
Figura 11 – Método de controle para compensação de corrente <i>shunt</i> baseado na teoria $p-q$	17
Figura 12 – Diagrama esquemático de corrente controlada do controlador de potência ativa/reactiva em coordenadas dq	18
Figura 13 – Diagrama de blocos do controlador de corrente do Conversor de Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage-Sourced Converter</i>) (VSC).	19
Figura 14 – Estrutura do PLL.	20
Figura 15 – Diagrama de blocos do controle por modelo em espaço de estados com integral do erro.	21
Figura 16 – Funcionamento do controle por histerese.	22
Figura 17 – Corrente e Transformada Rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>) (FFT) do sinal de corrente visto pela fonte de alimentação.	24
Figura 18 – Corrente da fonte com a utilização de filtros passivos nas frequências $5\omega_o$, $7\omega_o$, $11\omega_o$ e $13\omega_o$	25
Figura 19 – Correntes da fonte e de referência obtidas no circuito simulado para a compensação de corrente <i>shunt</i> via <i>software Matrix Laboratory</i> (MATLAB).	27
Figura 20 – Corrente resultante da soma da corrente da fonte, i_a , e da corrente de referência, i_{Ca}^*	27

Figura 21 – Corrente do filtro para os três controladores propostos, a saber: o controlador PI (em vermelho), o controlador EE (em azul), o controlador HS (em verde) e a referência (em preto).	31
Figura 22 – Corrente demandada pela rede e FFT com amplitude percentual em relação à frequência fundamental para os três controladores propostos, a saber: o controlador PI (em vermelho), o controlador EE (em azul) e o controlador HS (em verde) associados à corrente e à FFT.	32
Figura 23 – THD dos métodos utilizados considerando a frequência máxima em $50\omega_0$ (a linha azul na horizontal representando o limite máximo de distorção harmônica presente na recomendação IEEE Std 519 (1992)).	33
Figura 24 – Distorção harmônica individual dos métodos de controle utilizados com a linha preta na horizontal representando o limite máximo de distorção harmônica presente na IEEE Std 519.	34
Figura 25 – Resposta ao degrau para os métodos de controle PI e EE.	35
Figura 26 – Comportamento da corrente com variação de carga conforme Tabela 10 para os três controladores propostos, a saber: controlador PI (em vermelho), controlador EE (em azul) e controlador HS (em verde).	36
Figura 27 – Esforço de controle, a saber: controlador PI em vermelho e controlador EE em azul.	38

Lista de Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CSI	Conversor de Fonte de Corrente (do inglês, <i>Current-Sourced Converter</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>)
LMI	Desigualdade Matricial Linear (do inglês, <i>Linear Matrix Inequality</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
PI	Proporcional e Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	Modulador por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulator</i>)
RMS	Raiz Quadrática Média (do inglês, <i>Root Mean Square</i>)
SI	Sistema Internacional de Unidades
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
VCO	Oscilador Controlado por Tensão (do inglês, <i>Voltage-Controlled Oscillator</i>)
VSC	Conversor de Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage-Sourced Converter</i>)

Lista de símbolos

i_n	Corrente instantânea na fase n
v_n	Tensão instantânea na fase n
ω	Frequência angular
Ω	Resistência ôhmica
ϕ	Ângulo de defasagem
\Re	Componente real
\Im	Componente imaginária
\mathbf{V}	Fasor de tensão complexo em coordenadas cartesianas
\mathbf{I}	Fasor de corrente complexo em coordenadas cartesianas
T_s	Tempo de assentamento
T_r	Tempo de subida
MUP	Máxima ultrapassagem percentual

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização e Estado da Arte	2
1.2	Objetivos	3
1.2.1	Objetivos Específicos	3
1.3	Justificativa	4
1.4	Estrutura do Trabalho	4
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1	Filtros Passivos	5
2.2	Filtros Ativos de Potência	6
2.2.1	Topologias filtros ativos de potência	6
2.2.1.1	Filtro Ativo Paralelo	7
2.2.1.2	Filtro Ativo Série	7
2.2.1.3	Filtro Ativo Híbrido	7
2.2.2	Potência elétrica	8
2.2.3	Distorção Harmônica Total	10
2.2.4	Fator de Potência	11
2.3	Teoria da Potência Instantânea	11
2.3.1	Transformada de Clarke	11
2.3.1.1	Transformada de Clarke excluindo a sequência zero	13
2.3.2	A Potência Instantânea da Teoria $p-q$	13
2.4	Teoria $p-q$ para Compensação de Corrente <i>Shunt</i>	14
2.4.1	Modelo do Filtro Ativo	15
2.5	Fundamentos de Controle	17
2.5.1	Controle de corrente em coordenadas dq	17
2.5.2	Circuito PLL	19
2.5.3	Modelagem e controle por espaço de estados para segmento de referência	20
2.5.4	Controle por histerese	22
3	RESULTADOS E DISCUSSÕES	23
3.1	Simulação Filtro Passivo	23
3.2	Obtenção das correntes de referência através da teoria $p-q$ para a compensação de corrente <i>shunt</i>	26
3.3	Aplicação e resultados dos controladores	28
3.3.1	Sintonia dos controladores	28
3.3.1.1	Controle PI no referencial síncrono (Controlador PI)	28

3.3.1.2	Controle em espaço de estados para segmento de referência (Controlador EE) . . .	29
3.3.1.3	Controle por histerese (Controlador HS)	30
3.3.2	Análise das correntes do circuito	30
3.3.2.1	Corrente da Carga	30
3.3.2.2	Corrente do Filtro	30
3.3.2.3	Corrente Demandada pela Rede	31
3.3.2.4	Referência x Variável de Controle	33
3.3.2.5	Variação de carga e fator de potência	35
3.3.3	Características e discussão dos controladores	36
4	CONCLUSÃO	39
4.1	Proposta de Trabalhos Futuros	40
	REFERÊNCIAS	41

1 Introdução

Com o aumento populacional, a demanda de energia elétrica aumenta dia após dia, sendo assim, os problemas relacionados à qualidade de energia estão cada vez mais em pauta. O objetivo é extrair o máximo de energia possível do sistema instalado. O aumento de cargas não lineares sejam por consumidores residenciais, comerciais e industriais injetam uma grande parcela de harmônicos na rede elétrica, tornando-se necessário o uso de filtros de corrente que diminuam as distorções presentes no sistema. Essas distorções causam problemas como superaquecimento, sobrecarga do sistema, interferências em sistemas de telecomunicações, entre outros (ANEEL, 2022).

Os filtros passivos são uma primeira alternativa para a correção da forma de onda da corrente, tendo como vantagem, a fácil implementação, porém, em termos práticos, a precisão no ajuste dos valores de capacitância e indutância tornam-se problemas, uma vez que os componentes trabalham com valores comerciais pré-determinados. Outro ponto negativo da utilização de filtros passivos é a necessidade, em teoria, da utilização de infinitos filtros para a correção perfeita da forma de onda da corrente elétrica.

A modelagem e o controle de filtros ativos é uma tarefa que possui uma certa complexidade na área da engenharia elétrica. Existem diversas topologias e meios de se realizar a modelagem de um filtro, em que a “*teoria p-q*” vem como uma alternativa para realizar a modelagem fenomenológica com o auxílio de ferramentas matemáticas como a transformada de Clarke (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017). Além disso, encontram-se variadas técnicas de controle que podem ser aplicadas, desde as mais simples como histerese e estratégias convencionais, como a sintonia de um controlador PI, até técnicas de controle mais complexas, como controle por modos deslizantes e controladores robustos (DAS et al., 2021). Em virtude disso, torna-se necessário saber como diferentes técnicas de controle podem melhorar o desempenho no controle dos filtros ativos.

Em suma, deseja-se encontrar um modelo adequado, no qual três diferentes técnicas de controle sendo elas o controle PI no referencial síncrono, controle com modelagem em espaço de estados para segmento de referência e controle por histerese. Por conseguinte, tais estratégias possam ser testadas com o intuito de reduzir a quantidade de harmônicos na rede e melhorar a qualidade da energia elétrica no Brasil levantando os resultados, as vantagens, desvantagens e características de cada método aplicado. Para isso, esse trabalho foi desenvolvido com o auxílio do *software* computacional MATLAB para realizar a simulação dos circuitos e a plotagem gráfica.

1.1 Contextualização e Estado da Arte

Para realizar o trabalho proposto, é necessário o estudo de diversas áreas como eletrônica de potência, controle e modelagem de sistemas. A teoria de potência instantânea abordada em Akagi, Watanabe e Aredes (2017) utiliza filtros ativos para lidar com os diversos problemas relacionados à qualidade de energia. Essa teoria envolve a correção da forma de onda da corrente devido ao aumento de cargas não lineares conectadas ao sistema. A correção é feita por meio da utilização de um filtro ativo que realiza a leitura da forma de onda da tensão e da corrente e, por meio do produto dessas duas grandezas, a potência elétrica, é possível descobrir informações sobre as distorções que os harmônicos causaram na forma de onda da corrente elétrica.

Em Ribeiro et al. (2010), abordam-se métodos de compensação de correntes e tensões harmônicas para reduzir os problemas das perdas nas linhas de transmissão e nas máquinas elétricas, o aumento do fator de potência e a redução de ocorrências de sobretensões e sobrecorrentes. A técnica de controle abordada foge do controlador Proporcional e Integral (PI) convencional e aborda a utilização de controle adaptativo robusto nas malha de corrente e tensão, do filtro ativo de potência em paralelo trifásico, para aumentar a robustez e melhorar o desempenho do filtro ativo na compensação de harmônicos. Citam-se como vantagens menor taxa de distorção harmônica, maior flexibilidade, capacidade de adaptação e robustez para o sistema. Valida-se a teoria por meio de simulação implementada em linguagem C++ e faz-se o experimento com um protótipo de um filtro ativo trifásico de 1 kVA.

Na Universidade Federal de Ouro Preto, a qual está sendo desenvolvido este trabalho, Faria (2018) estuda o problema de filtro ativo conectado à rede elétrica cuja compensação é feita por meio da introdução de potência reativa à rede de distribuição. O problema de pesquisa envolve a melhoria da qualidade da energia elétrica utilizando o filtro ativo conectado à rede de distribuição para reduzir a quantidade de harmônicos e deixar a forma de onda da corrente o mais senoidal possível. Por meio da teoria da potência instantânea, realiza-se a compensação de potência reativa para corrigir a forma de onda da corrente através do filtro ativo e desenvolve-se um método de controle para o conversor Conversor de Fonte de Corrente (do inglês, *Current-Sourced Converter*) (CSI). Além disso, verificam-se os tipos de cargas conectadas à rede e qual distorção elas causam na forma de onda da corrente elétrica, os tipos de filtros que são possíveis de aplicar e a relação de cada parte no sistema elétrico de potência. Foi utilizado o filtro ativo paralelo, levantadas as correntes de compensação e a utilização de controles por histerese e o controle do barramento CC. Os resultados foram obtidos por simulações, tornando possível observar na forma de onda da corrente, a distorção harmônica e a comparação entre diferentes tipos de controle e ligações.

Em Salam, Tan e Jusoh (2006), aborda-se de forma extensiva o desenvolvimento de tecnologias utilizadas em filtros ativos de potência comumente utilizadas com o intuito de

reduzir a influência dos harmônicos nas linhas elétricas. A abordagem sobre os problemas das distorções harmônicas e seus impactos na rede elétrica faz com que os filtros sejam considerados uma solução para serem utilizados em diferentes topologias como conexão paralelo, série e híbrido. Diante das topologias, aborda-se também uma série de estudos para a extração da estimativa do sinal de referência, aplicando-se a “teoria $p-q$ ” para obter os sinais de referência, pois são os mais comumente encontrados em sistemas de filtros ativos de potência na prática. Por fim, é feita uma visão geral das estratégias de controle dos filtros com exemplos de aplicações, como em sistemas fotovoltaicos.

Encontram-se ainda, diversas informações da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) como os problemas de qualidade de energia no país e diretrizes sobre os limites de distorções que os consumidores dos distintos ramos de atuação podem injetar na rede.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é fazer um estudo comparativo de técnicas de controle para filtros ativos de potência. Para isso, será feita a modelagem matemática dos filtros ativos de corrente e o projeto de controladores para a correção da forma de onda da corrente elétrica para sistemas com cargas não lineares compostas por retificadores e impedância RL em baixa tensão, comuns nas áreas industriais. Espera-se por meio de uma análise comparativa entre as técnicas de controle aplicadas, controladores PI no referencial síncrono, controlador com modelo em espaço de estados para segmento de referência e o controlador por histerese, observar as características de cada técnica e analisar o desempenho individual de cada método testado.

1.2.1 Objetivos Específicos

Para realização da tarefa, alguns objetivos específicos podem ser enumerados:

- Estudar os tipos de filtros para a compensação da corrente elétrica de acordo com o seu funcionamento, topologia e aplicação.
- Aplicar três técnicas de controle para que o filtro ativo de corrente atue de maneira eficiente a partir de um modelo referente ao filtro escolhido.
- Analisar o desempenho e as características das três técnicas de controle escolhidas.
- Comparar as vantagens e desvantagens ao utilizar filtros ativos controlados através das três técnicas de controle escolhidas.

1.3 Justificativa

O avanço tecnológico trouxe em conjunto aos benefícios e facilidades, problemas no fornecimento de energia elétrica ao utilizar componentes eletrônicos para o acionamento de cargas. As cargas industriais, comerciais e até residenciais que contêm componentes eletrônicos contribuem para o aumento da poluição do sistema elétrico causados pela injeção de harmônicos no sistema (ANEEL, 2022). Assim, este trabalho busca propor uma solução para melhorar a qualidade de energia por meio de técnicas que reduzam a quantidade de harmônicos injetados na rede, sendo uma delas, a utilização de filtros ativos conectados em paralelo à rede. Com os resultados obtidos do uso de diferentes tipos de controle em filtros ativos, espera-se contribuir no campo de pesquisa em engenharia elétrica e como auxílio para solução em aplicações práticas.

1.4 Estrutura do Trabalho

Este trabalho se divide em quatro capítulos, sendo eles:

1. **Introdução:** aborda o conteúdo que será estudado no trabalho apontando a contextualização, o problema de pesquisa, os objetivos e a justificativa para a sua realização. Espera-se neste capítulo que o leitor entenda o propósito do trabalho.
2. **Fundamentos Teóricos:** aborda todo o levantamento bibliográfico que foi utilizado com base para a realização deste trabalho. Nele é possível encontrar os conceitos, equações e ferramentas utilizadas para a metodologia utilizada e as simulações realizadas.
3. **Resultados e Discussões:** aborda como os fundamentos teóricos foram utilizados para a realização das simulações. Descreve como as simulações foram feitas e os resultados obtidos por meio delas.
4. **Conclusão:** aponta os resultados obtidos e como eles contribuíram para o conhecimento adquirido por meio dos fundamentos teóricos e simulações realizadas.

2 Revisão Bibliográfica

Com o avanço tecnológico e a utilização de semicondutores em larga escala, a corrente elétrica está sujeita a diversas modificações em sua forma de onda. Desde então, não é mais previsto formas de ondas puramente senoidais devido ao uso de técnicas não lineares como retificação, inversão, chaveamento, entre outras. Conseqüentemente, a presença de harmônicos pode afetar as medições de grandezas fundamentais, como tensão e corrente eficaz, logo, tornar-se-á importante identificar claramente quais efeitos indesejados são causados pelas formas de onda não senoidais (POMILIO; DECKMANN, 2009). Para isso, existem diversas técnicas de filtragem da corrente como a utilização de filtros ativos e passivos conectados em série, paralelo (*shunt*) ou híbridos.

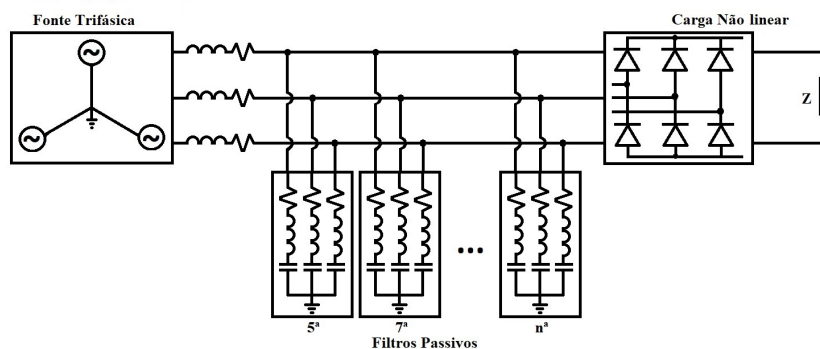
2.1 Filtros Passivos

Os filtros passivos são uma primeira alternativa para a correção das distorções harmônicas causadas por cargas não lineares. Para um circuito com retificador trifásico, a corrente na fase a , análogo à fase b e c , é descrita por

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \left(\cos(\omega_0 t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega_0 t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega_0 t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega_0 t) - \dots \right), \quad (2.1)$$

em que i_a é a corrente da fase a em Ampère, t é o tempo em segundos, I_o é a corrente de saída média e os termos harmônicos consistem em $6k \pm 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ em relação à frequência fundamental ω_0 em rad/s .

Figura 1 – Circuito trifásico com carga não linear e filtros passivos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Dado o circuito da Figura 1, a impedância equivalente do filtro é dada por

$$Z_{eq} = R + X_L + X_C = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C},$$

em que R é a resistência em Ω , L , a indutância em H , C , a capacitância em F , ω , a frequência em rad/s , X_L e X_C são, respectivamente, as reatâncias indutiva e capacitiva em Ω e Z_{eq} , a impedância equivalente em Ω .

Para que haja a ressonância série, é necessário que $Z_{eq} = R$ e que os módulos das impedâncias reativas sejam iguais, ou seja, $|X_C| = |X_L|$, logo,

$$\begin{aligned}\omega L &= \frac{1}{\omega C}, \\ \omega^2 LC &= 1, \\ \omega &= \sqrt{\frac{1}{LC}}.\end{aligned}$$

Sendo assim, a frequência de ressonância do circuito série é dada por

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{ou} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.2)$$

A Teoria da Potência Instantânea foi abordada em diversas literaturas. Em Akagi, Watanabe e Aredes (2017), é feito um complemento das teorias já estudadas anteriormente que contribuem o conhecimento atual. Essa teoria, conhecida como “teoria $p-q$ ” tem como precedentes diversos conceitos de elétrica para o entendimento, como a definição monofásica de potência em um sistema com uma fonte de tensão senoidal e carga linear.

2.2 Filtros Ativos de Potência

O filtro ativo de potência é um componente que utiliza elementos ativos para realizar a redução de componentes harmônicas do sistema. Para que sejam feitas as implementações de modelagem e métodos de controle, é necessário, o compreender conceitos de circuitos elétricos e ferramentas matemáticas que antecedem o estudo de teorias mais avançadas, como a “teoria $p-q$ ”.

2.2.1 Topologias filtros ativos de potência

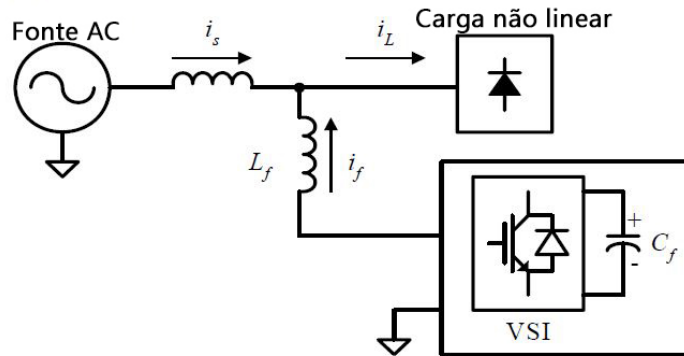
Dentre as topologias de ligação do filtro, encontram-se os filtros ativos séries (ligados em série com fonte e carga), *shunt* (ligados em paralelo entre a fonte e a carga) e híbrido que possui a combinação de ambas as topologias anteriormente citadas ou a combinação de filtros ativos e passivos.

As vantagens da aplicação dos filtro ativos de potência em relação aos filtros passivos incluem não só a possibilidade de compensação de corrente harmônica vista pela fonte, mas também, a compensação de corrente reativa. Seu princípio de funcionamento parte da utilização de eletrônica de potência para produzir componente de corrente específicas que reduzam as componentes harmônicas causadas pelas cargas não lineares (SALAM; TAN; JUSOH, 2006).

2.2.1.1 Filtro Ativo Paralelo

O filtro ativo paralelo (também conhecido com *shunt* ou derivação), é a topologia mais utilizada na aplicação de filtros ativos de potência seja para corrente ou para tensão elétrica (SALAM; TAN; JUSOH, 2006). A Figura 2 ilustra como é conectado o filtro ativo em paralelo com a rede e carga.

Figura 2 – Princípio da configuração do filtro conectado em paralelo.



Fonte: Adaptado de Salam, Tan e Jusoh (2006).

O funcionamento consiste em um barramento CC conectado a chaves eletrônicas de potência e indutores que acoplam rede e filtro para compensar o harmônico de cargas não lineares. O seu princípio de funcionamento é baseado na injeção da corrente de compensação restante do sinal distorcido para reduzir a distorção inicial do sistema (SALAM; TAN; JUSOH, 2006).

2.2.1.2 Filtro Ativo Série

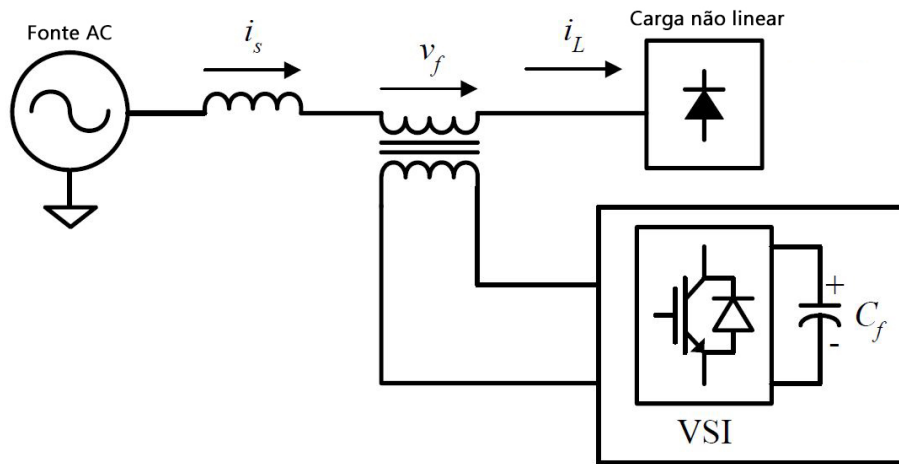
O filtro ativo série utiliza um transformador para fazer o acoplamento do inversor em série com a rede elétrica. O princípio de funcionamento e conexão se assemelha com o paralelo, porém, a indutância do transformador equivale à indutância L_f conectado entre o filtro e a rede no caso *shunt*. A Figura 3 ilustra como é conectado o filtro ativo em paralelo com a rede e carga.

O princípio de funcionamento se baseia em isolar a harmônica de distorção da carga não linear entre a carga e a fonte (SALAM; TAN; JUSOH, 2006).

2.2.1.3 Filtro Ativo Híbrido

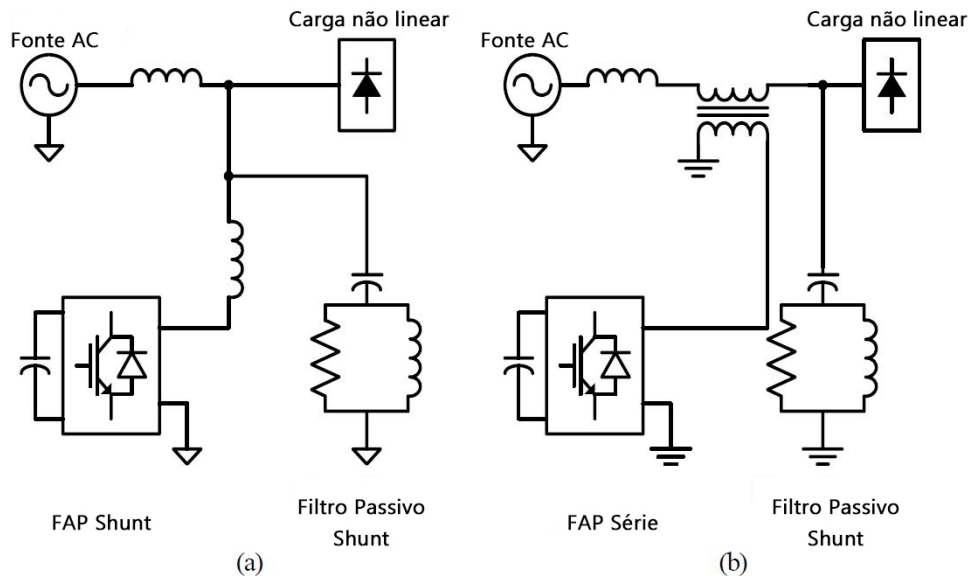
O filtro ativo híbrido pode conter diversas topologias o que inclui a combinação de filtros ativos e passivos nas configurações série e paralelo. A Figura 4 ilustra como é conectado o filtro ativo em paralelo com a rede e carga.

Figura 3 – Princípio da configuração do filtro conectado em série.



Fonte: Adaptado de Salam, Tan e Jusoh (2006).

Figura 4 – Filtro ativo híbrido. (a) combinação do filtro ativo paralelo e filtro passivo paralelo - (b) combinação do filtro ativo série com filtro passivo *shunt*.



Fonte: Adaptado de Salam, Tan e Jusoh (2006).

2.2.2 Potência elétrica

A potência elétrica pode ser definida como a quantidade de energia que um circuito elétrico utiliza em um determinado período de tempo. Essa quantidade de energia é diretamente ligada a tensão e corrente representadas por:

$$\begin{aligned} v(t) &= \sqrt{2}V \text{ sen } (\omega t), \\ i(t) &= \sqrt{2}I \text{ sen } (\omega t - \phi), \end{aligned} \tag{2.3}$$

em que V e I representam os valores em Raiz Quadrática Média (do inglês, *Root Mean Square*) (RMS) da tensão e da corrente, respectivamente, ω , a frequência angular da rede

elétrica em rad/s e ϕ , o defasamento entre a tensão e corrente em radianos.

O produto entre $v(t)$ e $i(t)$ de (2.3) resulta na potência instantânea sendo

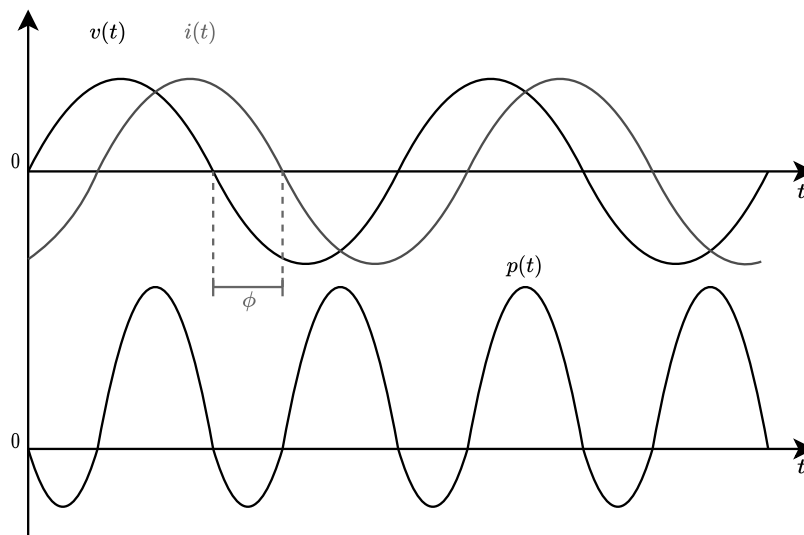
$$p(t) = v(t)i(t) = 2VI \sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi),$$

a partir de simplificações matemáticas, a potência resulta em

$$\begin{aligned} p(t) &= VI \cos(\phi) - VI \cos(2\omega t - \phi) \\ &= VI \cos\phi [1 - \cos(2\omega t)] - VI \sin(\phi) \sin(2\omega t), \end{aligned} \quad (2.4)$$

a partir da qual, conforme (2.4), é possível notar que a frequência da potência é o dobro da frequência da rede conforme Figura 5.

Figura 5 – Produto instantâneo da tensão e corrente senoidal no tempo.



Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2017).

Convencionalmente, a potência instantânea (??) pode ser representada por três potências constantes (veja Figura 6), sendo elas: Potência Ativa, Reativa e Aparente.

- Potência Ativa: potência que corresponde ao valor médio da parcela cossenoidal de (??), dada por

$$P = VI \cos \phi.$$

A unidade de medida de acordo com o Sistema Internacional de Unidades (SI) é dada em *Watts* (W).

- Potência Reativa: potência que corresponde ao valor de pico da parcela senoidal de (??), dada por

$$Q = VI \sin \phi.$$

A unidade de medida de acordo com o SI é dada em *Volt-Ampere Reativo* (VAR).

- Potência Aparente: potência total do sistema obtida da combinação das potências ativa e reativa, dada por

$$S = V \cdot I.$$

A unidade de medida de acordo com o SI é dada em *Volt-Ampere* (VA).

A potência aparente pode ser obtida na forma complexa por

$$\mathbf{S} = \mathbf{VI}^* = P + jQ, \quad (2.5)$$

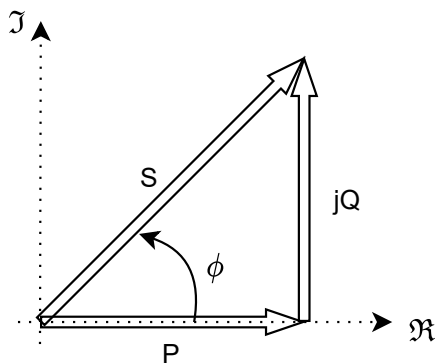
ou para sistemas puramente senoidais, através do triângulo das potências ilustrado na Figura 6a.

Um novo parâmetro de potência foi introduzido por Budeanu (1927). A perda da qualidade de potência sob condições não senoidais é definida como Potência de Distorção, complementando as potências anteriormente citadas formando o tetraedro das potências conforme Figura 6b, sendo dada por

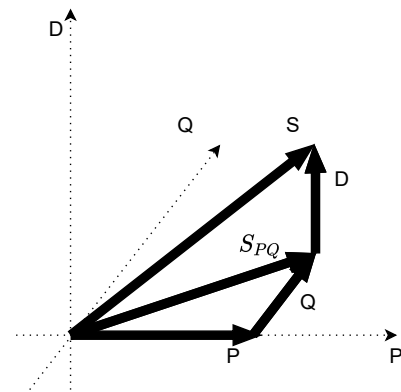
$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2.$$

Figura 6 – Diagrama das potências que refletem as relações matemáticas entre as potências ativa, reativa, aparente e, quando presente, a potência de distorção.

(a) Triângulo das potências.



(b) Tetraedro das potências.



Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2017).

2.2.3 Distorção Harmônica Total

Segundo Hart (2010), a Distorção Harmônica Total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) é um termo utilizado para quantificar as propriedades não senoidais de uma forma de onda. A THD é a proporção do valor RMS de todas as componentes não senoidais em relação ao valor RMS da componente fundamental, sendo computada por

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_{n,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_{n,rms}^2}}{I_{1,rms}}. \quad (2.6)$$

em que I_n é a corrente instantânea na fase n e I_1 é a principal componente de corrente do sinal, dados em Ampère RMS.

2.2.4 Fator de Potência

O fator de potência é definido pela razão entre a potência ativa e a potência aparente (HART, 2010), o qual é calculado por

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms}I_{rms}}$$

2.3 Teoria da Potência Instantânea

A “teoria p-q” é baseada em um conjunto de potências instantâneas definidas no domínio do tempo. Essa teoria transforma primeiramente a tensão e a corrente das coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ e define a potência instantânea a partir dessas coordenadas, onde o referencial estacionário de coordenadas $\alpha\beta 0$ é conhecido com Transformada de Clarke (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

2.3.1 Transformada de Clarke

A transformada de Clarke realiza um remapeamento de coordenadas, transformando um conjunto de grandezas instantâneas em abc em um conjunto de grandezas instantâneas $\alpha\beta 0$. O estudo da transformada de Clarke, visto em Yazdani e Iravani (2010), aborda um plano complexo com fasor de grandeza $\vec{f}(t)$ dado por

$$\vec{f}(t) = (\hat{f}(t)e^{j\theta_0})e^{j\omega t}, \quad \theta = \omega t + \theta_0,$$

em que θ é o ângulo entre $\vec{f}(t)$ e o eixo $\vec{f}_\alpha(t)$. Por meio da identidade de Euler, $e^{ja} = \cos a + j \sin a$, é obtido

$$\vec{f}(t) = \hat{f}(t) \cos \theta + j \hat{f}(t) \sin \theta.$$

Definindo

$$\begin{aligned} f_\alpha(t) &= \Re\{\vec{f}(t)\} = \hat{f}(t) \cos \theta \\ f_\beta(t) &= \Im\{\vec{f}(t)\} = \hat{f}(t) \sin \theta, \end{aligned}$$

em que o eixo α corresponde a parcela cossenoidal e o eixo β à parcela senoidal. Os termos abc são gerados por

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f}(t) \cos \theta, \\ f_b(t) &= \hat{f}(t) \cos \theta - \frac{2\pi}{3}, \\ f_c(t) &= \hat{f}(t) \cos \theta - \frac{4\pi}{3}. \end{aligned}$$

Aplicando a identidade de Euler na definição de fasor espacial

$$\vec{f}(t) = f_a(t) [\cos 0 + j \sin 0] + f_b(t) \left[\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right] + f_c(t) \left[\cos \frac{2\pi}{3} - j \sin \frac{2\pi}{3} \right],$$

separando as componentes $\alpha\beta 0$

$$\begin{aligned} f_0 &= f_a \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + f_b \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + f_c \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right), \\ f_\alpha &= f_a \cdot (1) + f_b \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) + f_c \cdot \left(-\frac{1}{2}\right), \\ f_\beta &= f_a \cdot (0) + f_b \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + f_c \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right), \end{aligned}$$

pode-se escrever a Transformada de Clarke, na forma matricial, como

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Além disso, obtém-se também a inversa de (2.7), dada por

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

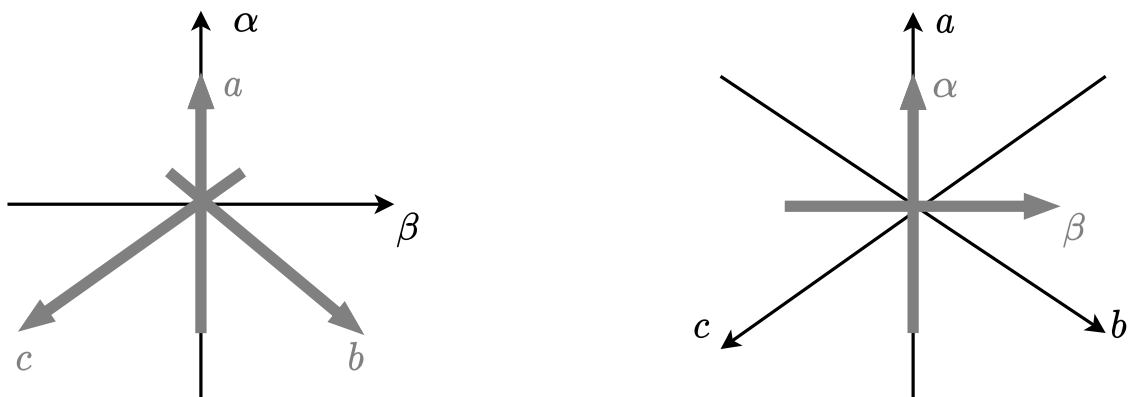
As matrizes (2.7) e (2.8) estão multiplicando por uma constante $\frac{2}{3}$ que corresponde a uma transformação invariante na amplitude. Ao modificar essa constante para $\sqrt{\frac{2}{3}}$, a transformação se torna invariante na potência.

A representação gráfica da transformada de Clarke com os eixos abc e $\alpha\beta$ estão ilustrados na Figura 7

Figura 7 – Representações gráficas dos eixos abc e $\alpha\beta$ através da transformada de Clarke.

(a) Transformação abc para $\alpha\beta$ (transformada de Clarke).

(b) Transformação $\alpha\beta$ para abc (transformada inversa de Clarke).



Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2017).

2.3.1.1 Transformada de Clarke excluindo a sequência zero

Em Akagi, Watanabe e Aredes (2017), há uma variação da Transformada de Clarke anteriormente estudada. Se o termo de sequência zero puder ser negligenciado (por exemplo, devido ao equilíbrio de fases), o vetor de corrente definido é dado por

$$\mathbf{I} = i_\alpha + ji_\beta, \quad (2.9)$$

e, analogamente, o vetor tensão é dado por

$$\mathbf{V} = v_\alpha + jv_\beta. \quad (2.10)$$

Considerando que há equilíbrio senoidal das correntes trifásicas,

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t + \phi_I) \\ i_b(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t + \phi_I - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t + \phi_I + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned}$$

em que ϕ_I é o ângulo para se obter uma referência e suprimindo os procedimentos matemáticos, a corrente em termos de $\alpha\beta$ é

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \sqrt{3}I \cos(\omega t + \phi_I) \\ i_\beta &= \sqrt{3}I \text{sen}(\omega t + \phi_I). \end{aligned}$$

Logo,

$$\begin{aligned} \mathbf{I} &= i_\alpha + ji_\beta = \sqrt{3}I[\cos(\omega t + \phi_I) + j \text{sen}(\omega t + \phi_I)] \\ \mathbf{I} &= \sqrt{3}I e^{j(\omega t + \phi_I)}. \end{aligned}$$

2.3.2 A Potência Instantânea da Teoria p-q

A potência instantânea é um importante termo que auxilia na modelagem do filtro. Segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2017), em um sistema trifásico, a potência instantânea pode ser obtida por meio da substituição em (2.5) dos vetores de corrente e tensão dados, respectivamente, em (2.9) e (2.10), resultando em uma equação em termos de α e β , isto é,

$$S = \mathbf{VI}^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta). \quad (2.11)$$

Igualando (2.11) ao resultado obtido em (2.5), tem-se

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ q &= v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta, \end{aligned} \quad (2.12)$$

ou ainda, na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Suprimindo os passos matemáticos, por meio de (2.13), são obtida as correntes i_α e i_β em função da tensão $\alpha\beta$ e das potências p e q sendo dadas por

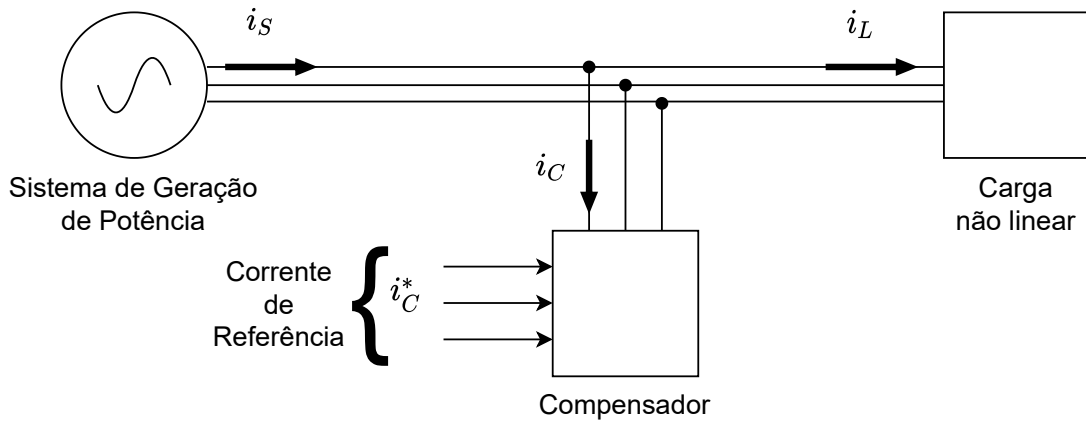
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p \\ -q \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Assim, com as correntes $\alpha\beta$, é possível obter a corrente para realizar a compensação *shunt*.

2.4 Teoria p-q para Compensação de Corrente *Shunt*

A compensação de corrente indesejada é o objeto de estudo deste trabalho. Uma das maneiras de realizar essa compensação é ilustrado na Figura 8 que, segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2017), é o princípio básico para realizar a compensação de corrente *shunt* quando o sistema de geração alimenta uma carga não linear.

Figura 8 – Princípio básico da compensação de corrente *shunt* utilizando um compensador para corrigir a corrente elétrica de uma carga não linear.



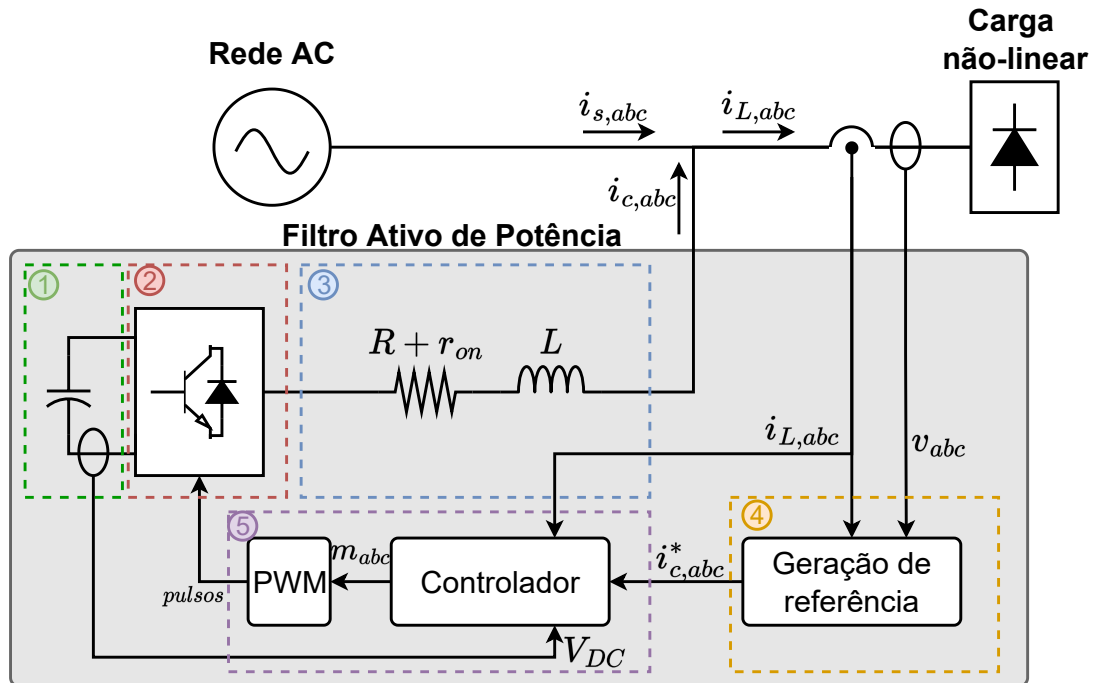
Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2017).

O sistema é composto por três componentes sendo eles: (i) a fonte, representada pelo sistema de geração de potência; (ii) o filtro ativo, representado pelo compensador, no qual o controle é aplicado e injeta a corrente para compensar a distorção da carga não linear; e (iii) a carga não linear que, neste trabalho, é uma carga RL com um retificador trifásico de 6 diodos. Para o entendimento deste trabalho é necessário compreender como as partes internas do filtro (compensador) funcionam.

2.4.1 Modelo do Filtro Ativo

O filtro ativo, presente na Figura 8, pode ser ampliado conforme a Figura 9.

Figura 9 – Diagrama esquemático do filtro ativo subdivididos em blocos.



Fonte: Adaptado de Yazdani e Iravani (2010).

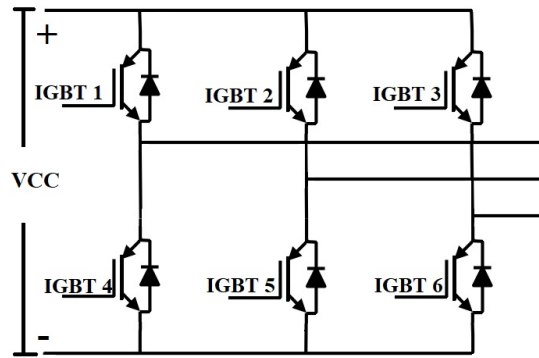
O sistema se divide em cinco partes, sendo elas:

- **Bloco 1 - Barramento CC:** é o bloco no qual se localiza o capacitor do barramento de tensão do conversor. Através dele, alimenta-se o conversor para que a fonte de tensão contínua possa ser utilizada para a compensação da corrente elétrica.
- **Bloco 2 - VSC:** é o bloco onde o controle é aplicado, sendo responsável por utilizar a tensão do barramento CC para compensar a corrente elétrica distorcida. Dentre as diversas topologias possíveis para um VSC, neste trabalho, o foco é na utilização da ponte de seis Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), ilustrado conforme Figura 10.

O IGBT dá ao sistema dois graus de liberdade, um para ativar e permitir a passagem da corrente elétrica, e outro para desativar onde há o bloqueio da passagem de corrente. Cada componente pode ser ativado ou desativado individualmente quando assim desejar, com alta controlabilidade sendo possível chaveá-lo em altas frequências.

- **Bloco 3 - Filtro de acoplamento RL:** são as impedâncias de propriedade do filtro de acoplamento RL que conectam o filtro no ponto de acoplamento comum do

Figura 10 – Configuração do Conversor de Fonte de Tensão (VSC) utilizado neste trabalho composto por seis IGBTs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

circuito. Os componentes R e L são os parâmetros internos do filtro, enquanto que o resistor R_{on} corresponde à resistência que há durante o chaveamento do VSC.

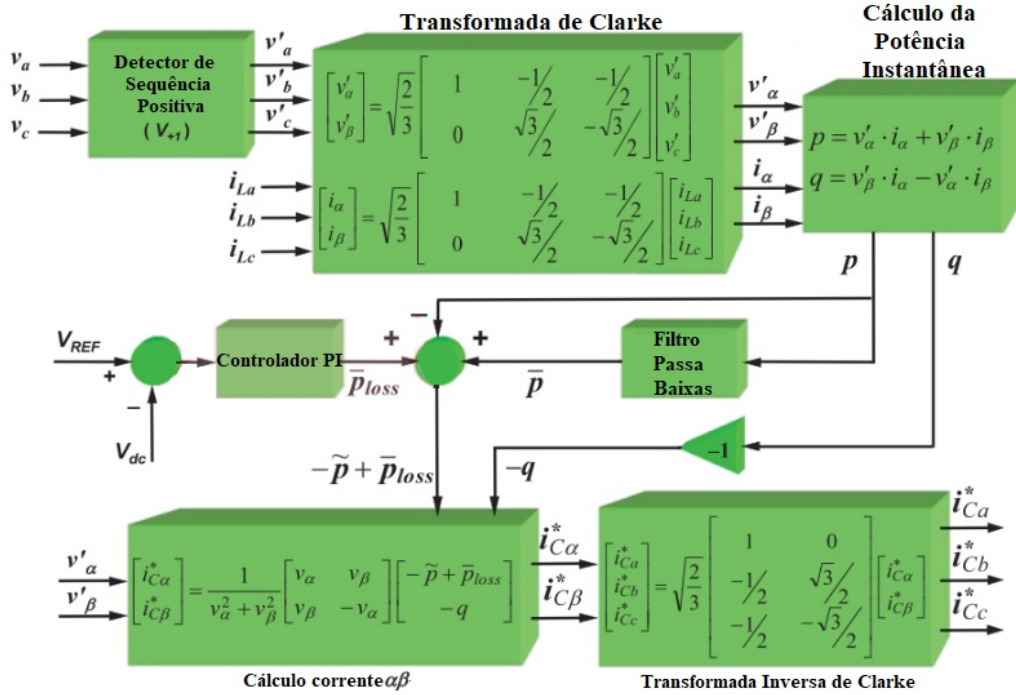
- **Bloco 4 - Obtenção das correntes de referência:** Por meio da teoria da potência instantânea, é possível obter a corrente de referência i_C^* para o circuito de controle, ilustrada na Figura 8, composta por 3 correntes, sendo elas $i_{C_a}^*$, $i_{C_b}^*$ e $i_{C_c}^*$. Um dos métodos de obtenção dessa corrente é realizar a transformada de Clarke da tensão da fonte v_{abc} e a corrente da carga i_{Labc} para $v_{\alpha\beta}$ e $i_{\alpha\beta}$ e calcular a potência instantânea conforme (2.12). A partir da potência instantânea “ p ” e “ q ”, filtrar a parcela média da corrente para subtrair da potência instantânea e calcular a corrente $\alpha\beta$ via (2.14) e, por fim, realizar a transformada inversa de Clarke. O procedimento pode ser visto na Figura 11.

A teoria p-q permite então a seletividade da parcela de corrente que se deseja compensar. As potências p e q podem ser divididas em duas parcelas, uma média e uma oscilatória, sendo

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Assim, é possível projetar o filtro de acordo com as necessidades do circuito. É importante pontuar que o sentido da corrente do filtro em Akagi, Watanabe e Aredes (2017) é oposta ao sentido de corrente utilizado nas equações e procedimentos práticos, o que implica em um fator de multiplicação unitário negativo.

- **Bloco 5 - Controlador:** o controlador é o bloco que por meio da corrente de referência, chaveia o VSC para que a corrente vista pela rede seja a mais senoidal possível. Esse bloco pode ser modificado de acordo com o método de controle aplicado, os quais são descritos na seção 2.5.

Figura 11 – Método de controle para compensação de corrente *shunt* baseado na teoria *p-q*.


Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2017).

2.5 Fundamentos de Controle

2.5.1 Controle de corrente em coordenadas *dq*

Uma metodologia de controle no referencial síncrono foi proposto por Yazdani e Iravani (2010), na qual a topologia segue conforme indicado na Figura 12.

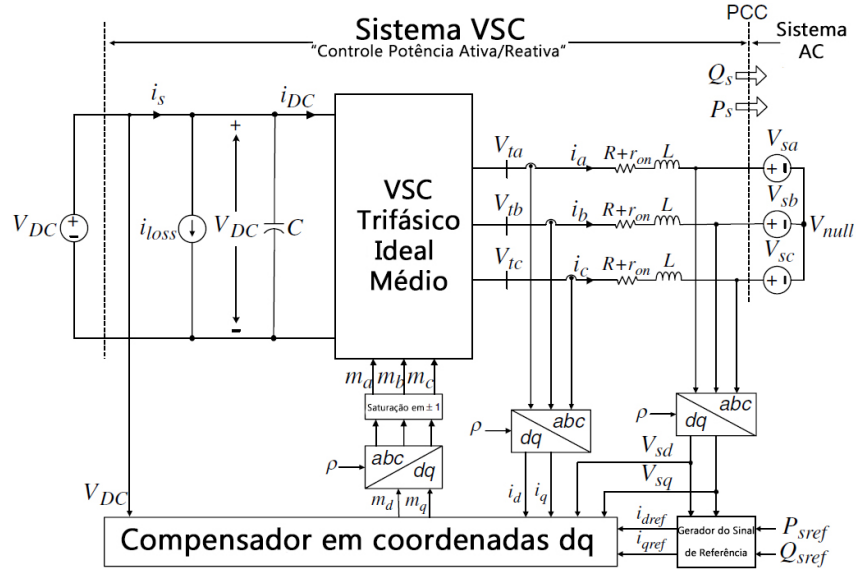
Para realizar o controle em coordenadas *dq*, faz-se a modelagem do sistema da Figura 12, conforme descrito em Yazdani e Iravani (2010), isolando-se a corrente *dq* do lado esquerdo da equação, ou seja,

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega_0 i_q - (R + r_{on}) + V_{td} - V_{sd}, \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega_0 i_d - (R + r_{on}) + V_{tq} - V_{sq}, \end{aligned} \quad (2.16)$$

em que L e R são, respectivamente, os indutores em H e resistores em Ω de acoplamento do filtro com a rede, r_{on} , a resistência de condução em Ω e ω_0 , a frequência fundamental da rede em rad/s . As tensões V_{td} e V_{tq} são descritos por

$$\begin{aligned} V_{td}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_d(t), \\ V_{tq}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_q(t). \end{aligned} \quad (2.17)$$

As funções $m_d(t)$ e $m_q(t)$ são os fatores de modulação do VSC que servem de entrada para o Modulador por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulator*)

Figura 12 – Diagrama esquemático de corrente controlada do controlador de potência ativa/reactiva em coordenadas dq .


Fonte: Adaptado de Yazdani e Iravani (2010).

(PWM). Para realizar o desacoplamento do sistema, Yazdani e Iravani (2010) define m_d e m_q como

$$\begin{aligned} m_d &= \frac{2}{V_{DC}}(u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}), \\ m_q &= \frac{2}{V_{DC}}(u_q + L\omega_0 i_d + V_{sq}), \end{aligned} \quad (2.18)$$

em que u_d e u_q são as entradas de controle do sistema. Ao substituir (2.18) em (2.17) e (2.16), obtém-se

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -(R + r_{on})i_d + u_d, \\ L \frac{di_q}{dt} &= -(R + r_{on})i_q + u_q. \end{aligned} \quad (2.19)$$

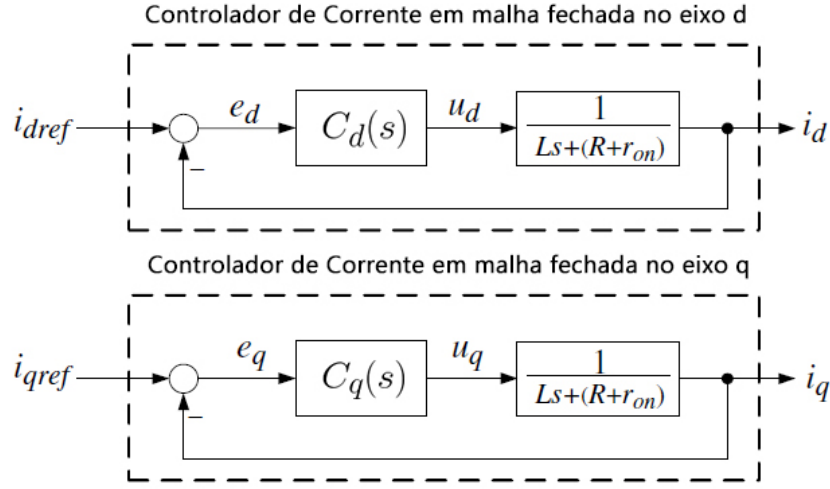
As equações presentes em (2.19) descrevem um sistema de primeira ordem linear desacoplado. Dessa forma, o sistema calcula o erro $e_d = i_{dref} - i_d$ para fornecer o u_d , análogo para o eixo q do referencial síncrono. Esses sinais geram m_{dq} , os quais são amplificados por um fator $V_{DC}/2$ para controlar as correntes i_{dq} (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Finalmente, pode-se obter funções de transferência para (2.19), isto é,

$$G_i(s) = \frac{I_i(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{Ls + (R + r_{on})}, \quad \text{com } i = d, q.$$

De acordo com a Figura 13, é possível observar que os controladores em malha fechada para os eixos d e q são idênticos. Assim, os compensadores podem ser sintonizados da mesma maneira. Por simplicidade, apenas o desenvolvimento do eixo d é mostrado.

Figura 13 – Diagrama de blocos do controlador de corrente do VSC.



Fonte: Adaptado de Yazdani e Iravani (2010).

Inicialmente, define-se o modelo desejado da planta em malha fechada, o qual é dado por

$$T_{des}(s) = \frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = \frac{1}{\tau_{des}s + 1}, \quad (2.20)$$

sendo τ_{des} a constante de tempo resultante desejada para o sistema em malha fechada. Como deseja-se empregar um controlador PI, a função de transferência utilizada é

$$C_d(s) = \frac{K_P s + K_I}{s},$$

em que K_P e K_I são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral.

A partir da Figura 13, tem-se que a função de transferência em malha fechada é dada por

$$T(s) = \frac{C_d(s)G_d(s)}{1 + C_d(s)G_d(s)}. \quad (2.21)$$

A seguir, igualando (2.21) a (2.20), após algumas manipulações matemáticas, os ganhos são prontamente obtidos e dados por

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{L}{\tau_{des}}, \\ K_I &= \frac{(R + R_{on})}{\tau_{des}}. \end{aligned} \quad (2.22)$$

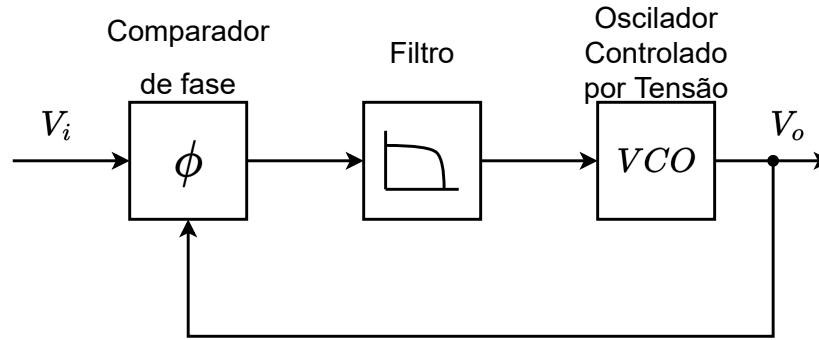
Destaca-se ainda que, para realizar o controle no eixo síncrono, é necessária a utilização de um PLL.

2.5.2 Circuito PLL

O circuito *Phase-Locked Loop* (PLL) é uma das ferramentas de sincronismo presentes na engenharia elétrica. Dado um sinal de entrada como referência, o PLL utiliza um

comparador de fase, um Oscilador Controlado por Tensão (do inglês, *Voltage-Controlled Oscillator*) (VCO) e um filtro para determinar a fase e a frequência da componente fundamental de sequência positiva do sistema (SALGADO, 2005). A topologia mais comumente conhecida de um PLL é dada pela Figura 14.

Figura 14 – Estrutura do PLL.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito PLL é um importante método para a aplicação de metodologias de controle no referencial síncrono.

2.5.3 Modelagem e controle por espaço de estados para segmento de referência

Outra maneira de realizar o controle de um sistema é por meio do modelo em espaço de estados. De acordo com Chen (1999), um sistema linear pode ser representado no tempo contínuo por um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem para a dinâmica do sistema e um conjunto de equações de saída, descritos na forma matricial por

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t). \end{aligned} \quad (2.23)$$

em que A é a matriz de estados da dinâmica do sistema, B é a matriz de entradas, C é a matriz de saídas e D é a matriz relacionada aos termos de transmissão direta das entradas para as saídas do sistema.

Com o intuito de garantir erro nulo para o segmento de uma referência em degrau unitário, define-se a integral do erro como sendo mais uma variável de estado a ser incluída no sistema, isto é,

$$\ell(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau.$$

Assim,

$$\begin{aligned} \dot{\ell}(t) &= e(t) = r(t) - y(t), \\ \dot{\ell}(t) &= -Cx(t) - Du(t) + r(t). \end{aligned}$$

Para incluir essa nova variável de estado no sistema matricial descrito em (2.23), tornar-se-á necessário ampliar o sistema com o novo estado a ser incluído, dado por

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}}(t) &= \bar{A}\bar{x}(t) + \bar{B}u(t) + B_r r(t) \\ y(t) &= \bar{C}\bar{x}(t) + Du(t),\end{aligned}\tag{2.24}$$

sendo reescrito, de maneira ampliada como

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\ell}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \ell(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t), \\ y(t) &= \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \ell(t) \end{bmatrix} + Du(t) + 0r(t)\end{aligned}\tag{2.25}$$

Portanto, a lei de controle do sistema passa a ser definida por

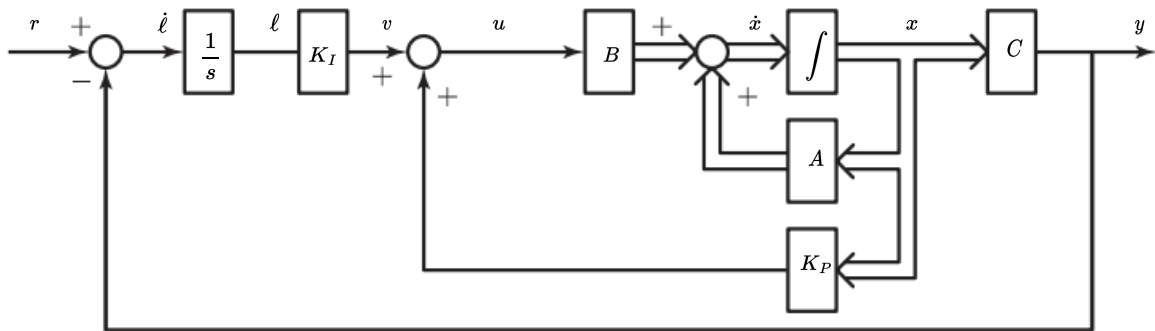
$$u(t) = \bar{K}\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} K_P & K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \ell(t) \end{bmatrix}.\tag{2.26}$$

Finalmente, ao fechar a malha, aplicando-se (2.24) em (2.26), tem-se

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}}(t) &= (\bar{A} + \bar{B}\bar{K})x(t) + B_r r(t), \\ y(t) &= (\bar{C} + D\bar{K})x(t).\end{aligned}$$

Dessa forma, nota-se que se o par (\bar{A}, \bar{B}) for controlável, é possível obter a matriz de ganhos \bar{K} alocando os polos de $(\bar{A} + \bar{B}\bar{K})$ em qualquer posição desejada. Assim, garantir-se-á erro nulo para regime permanente para entradas de referência em degrau. O diagrama de blocos que representa o sistema operando em malha fechada é ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de blocos do controle por modelo em espaço de estados com integral do erro.

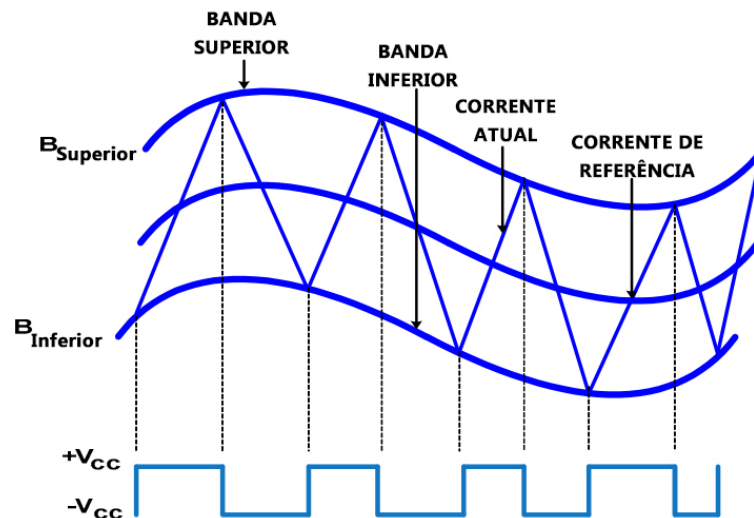


Fonte: Adaptado de Chen (1999).

2.5.4 Controle por histerese

Sendo descrito também por controle *ON-OFF* com um intervalo diferencial, o controle por histerese é um dos métodos de controle mais simples que existe. O método de controle está presente em aparelhos domésticos do dia-a-dia como geladeira, forno, ar condicionado, entre outros. Seu funcionamento é ilustrado na Figura 16.

Figura 16 – Funcionamento do controle por histerese.



Fonte: Adaptado de Das et al. (2021).

Segundo Das et al. (2021), o controle de corrente por histerese tem diversos benefícios como o alto desempenho, fácil implementação, estabilidade incondicionada e controlabilidade da corrente de pico dentro da faixa de tolerância. Todavia, a frequência de comutação desigual leva a problemas para filtrar harmônicos de comutação e efeitos adversos na confiabilidade na eficiência do conversor.

Ao reduzir a banda morta, região entre os limites inferior e superior, é reduzida também a oscilação da saída do sistema, porém, aumenta a quantidade de comutação que o sistema realiza, o que aumenta o desgaste do atuador. Esse método de controle, ao ser aplicado no sistema VSC, utiliza as correntes no referencial *abc* ao invés do referencial síncrono devido à facilidade de implementação sem a necessidade de transformação.

3 Resultados e Discussões

Com base no estudo bibliográfico, foram feitas simulações, todas por meio do *software* MATLAB, para o melhor entendimento prático do problema. A primeira parte da simulação foi feita com filtros passivos. A segunda parte foi a obtenção das correntes de referência empregando o método proposto por Akagi, Watanabe e Aredes (2017). A terceira, e última parte, da simulação foi a utilização de três metodologias de controle. A configuração do computador utilizado nas simulações está descrito na Tabela 1, rodando o *software* MATLAB em alta prioridade.

Tabela 1 – Configuração do computador utilizado para rodar as simulações.

Configurações do computador	
Processador	Intel i5-9400F 2,9 GHz
Memória RAM	2x8Gb em Dual Channel 3200 MHz
Armazenamento	SSD m.2 275 Gb
Placa de Vídeo	Nvidia RTX 2080 Super
Fonte	700 W 80 Plus Gold
MatLab	R2016a
Sistema Operacional	Windows 10 Pro 64 bits

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.1 Simulação Filtro Passivo

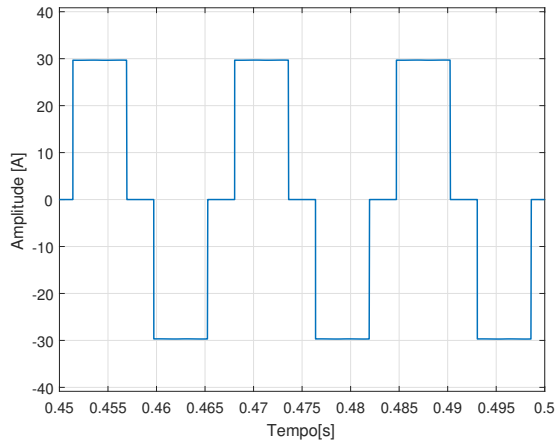
O circuito da Figura 1 foi simulado por meio do *software* MATLAB cujos dados são apresentados na Tabela 2. O sinal no domínio do tempo (Figura 17a) foi ilustrado nos intervalos de 0,45s a 0,5s a fim de não ter efeitos de transitório e foi obtida a FFT do sinal, conforme mostrado na Figura 17b, para a observação dos harmônicos presentes no circuito.

A corrente vista pela fonte, conforme a Figura 17a, é não senoidal pois há a presença de componentes harmônicos de frequência conforme (2.1). As amplitudes dos harmônicos são dadas na Tabela 4. Após levantar os dados do circuito sem a aplicação dos filtros, foram aplicados quatro filtros ressonantes para as frequências harmônicas de $5\omega_o$, $7\omega_o$, $11\omega_o$ e $13\omega_o$. Os valores de indutância e capacitância foram calculados por (2.2), com valores presentes na Tabela 3.

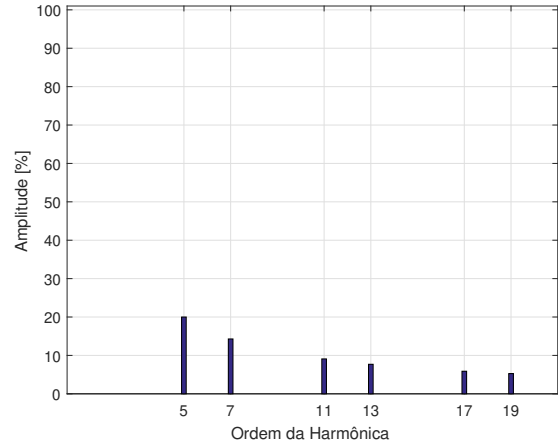
Após inserir os filtros em paralelo com a rede e a carga, houve redução na amplitude dos quatro primeiros harmônicos, veja a Figura 18b, e o sinal se aproximou da forma senoidal, conforme mostrado na Figura 18a.

Figura 17 – Corrente e FFT do sinal de corrente visto pela fonte de alimentação.

(a) Corrente vista pela fonte no domínio do tempo sem filtros.



(b) FFT do corrente da fonte sem filtro.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2 – Valores de resistência e indutância da carga e tensão e frequência da fonte referente ao circuito da Figura 1 com valores adaptado de Hart (2010).

Dados do Circuito		
Descrição	Valor	Unidade
Resistência	10	Ω
Indutância	500	mH
Tensão da fonte fase-fase	220	V
Frequência	60	Hz
Potência de curto circuito da fonte	100	MVA
Proporção X/R	10	—

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 3 – Dados para sintonia do filtro ressonante com capacitância igual a $1\mu F$ para as ordens harmônicas 5, 7, 11 e 13.

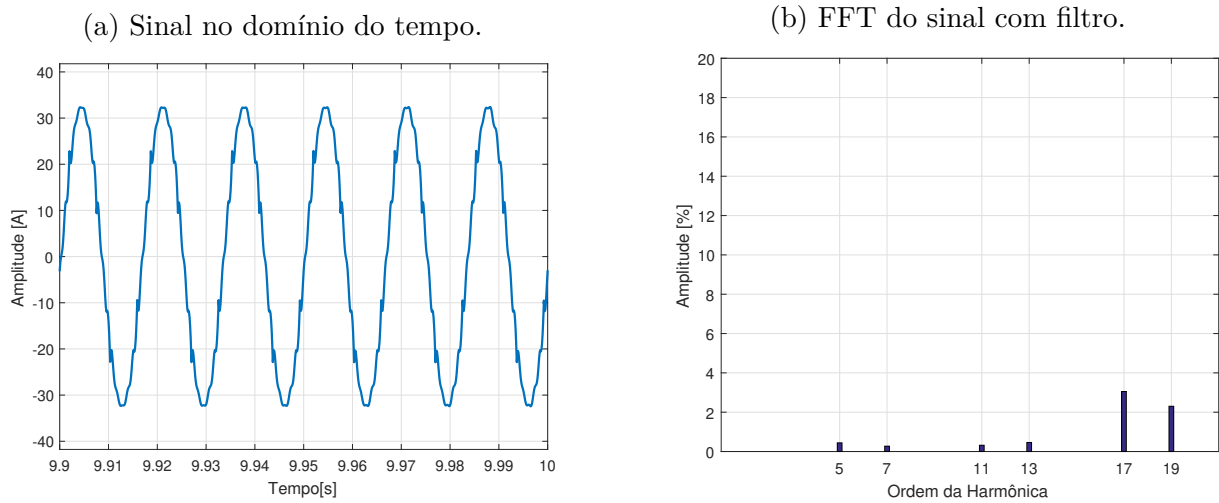
Ordem do Harmônico	Indutância (mH)
5	281,4
7	143,6
11	58,2
13	41,6

Fonte: Elaborado pelo autor.

Por meio da Tabela 4, é possível notar que as componentes harmônicas $5\omega_o$, $7\omega_o$, $11\omega_o$ e $13\omega_o$ tiveram redução na amplitude, enquanto as demais, sofreram menor variação em torno do valor anteriormente obtido (vide Tabela 4).

Após o levantamento dos dados do circuito com e sem a utilização dos filtros passivos, foi calculada a distorção harmônica total, conforme (2.6). Os valores das distorções

Figura 18 – Corrente da fonte com a utilização de filtros passivos nas frequências $5\omega_o$, $7\omega_o$, $11\omega_o$ e $13\omega_o$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 4 – Amplitudes percentual em relação à fundamental dos harmônicos presentes no circuito simulado após a utilização de filtros passivos (FP).

Frequência	Amplitude sem FP[%]	Amplitude com FP [%]
ω_0	100,00	100,00
$5\omega_0$	20,00	0,84
$7\omega_0$	14,29	0,08
$11\omega_0$	9,09	0,35
$13\omega_0$	7,69	0,18
$17\omega_0$	5,88	2,94
$19\omega_0$	5,26	2,26

Fonte: Elaborado pelo autor.

percentuais estão presentes na Tabela 5.

Tabela 5 – THD dos circuitos implementados com e sem a utilização de filtros passivos.

THD	
Sem Filtros Passivos	29,9%
Com Filtros Passivos	4,3%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base na Tabela 5, o valor percentual da distorção harmônica reduziu de 29,9% para 4,3% com a utilização de apenas quatro filtros. Além disso, é possível observar pela Figura 18a, que a forma de onda da corrente elétrica vista pela fonte ao utilizar filtros passivos está mais próxima da forma senoidal em comparação à não utilização de filtros passivos. Outro ponto importante é que, mesmo sintonizando o filtro para a frequência

ressonante desejada, a anulação da amplitude do harmônico desejada não é total, havendo ainda uma pequena contribuição das frequências filtradas, conforme é possível notar pelo histograma da Figura 18b.

3.2 Obtenção das correntes de referência através da teoria p - q para a compensação de corrente *shunt*

Por meio do *software Simulink*, foi implementado o esquema proposto por Akagi, Watanabe e Aredes (2017), o qual é ilustrado na Figura 11. Para a realização, foi feita a seguinte divisão por blocos.

- **Circuito:** o circuito composto por fonte e carga não linear implementado tem as mesmas características do circuito feito na simulação dos filtros passivos, conforme Figura 1, com os dados do circuito indicados na Tabela 2.
- **Transformada de Clarke:** os valores de tensão e corrente vista pela fonte foram transformados de abc para $\alpha\beta 0$ onde foram utilizados os termos i_α , i_β , v_α e v_β . As componentes de sequência zero não foram utilizadas considerando o equilíbrio entre as fases no circuito.
- **Cálculo da potência instantânea:** os valores de $v_{\alpha\beta}$ e $i_{\alpha\beta}$ foram utilizados em (2.12) para obter os valores das potências ativas e reativas instantâneas.
- **Filtro de potência ativa:** a potência pode se dividir em duas parcelas, uma parcela de potência média e uma parcela de potência oscilatória, conforme (2.15). Para separar a parte oscilatória da parte média, foi inserido um filtro passa-baixas que possui função de transferência

$$\frac{\omega_c}{s + \omega_c},$$

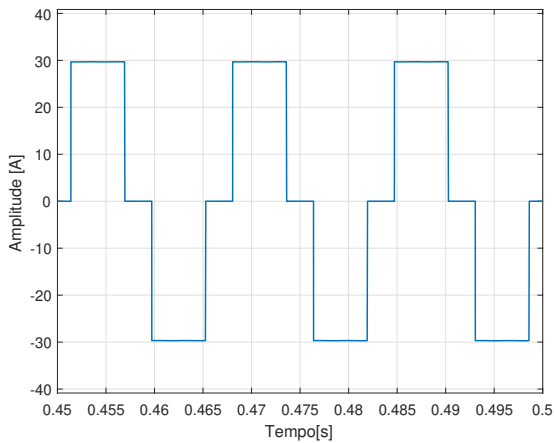
em que ω_c é a frequência de corte. A frequência do sistema é de 60Hz, equivalente a aproximadamente 377 rad/s , sendo o único parâmetro utilizado para a sintonia do filtro. Para a escolha da frequência de corte, o filtro foi sintonizado uma década antes da frequência fundamental, isto é,

$$\frac{37,7}{s + 37,7}.$$

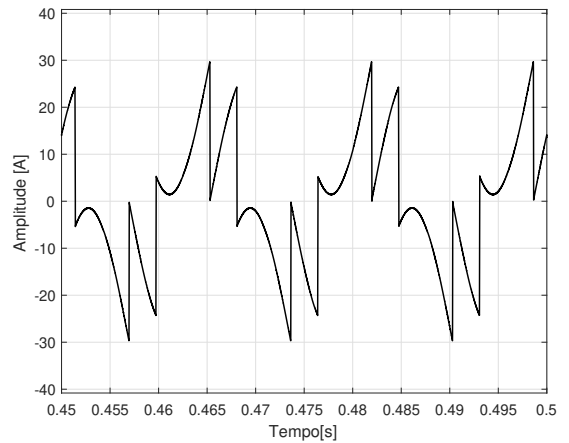
- **Cálculo das corrente de referência em $\alpha\beta$:** O cálculo das correntes de referência em $\alpha\beta$ foi feito conforme (2.14).
- **Transformada Inversa de Clarke:** por fim, a corrente $i_{\alpha\beta}$ de referência foi transformada para abc novamente, via transformada inversa de Clarke, para obter as correntes de compensação i_{Ca}^* , i_{Cb}^* e i_{Cc}^* .

Figura 19 – Correntes da fonte e de referência obtidas no circuito simulado para a compensação de corrente *shunt* via *software* MATLAB.

(a) Corrente i_a vista pela fonte que deverá ser compensada através do método de compensação das correntes.



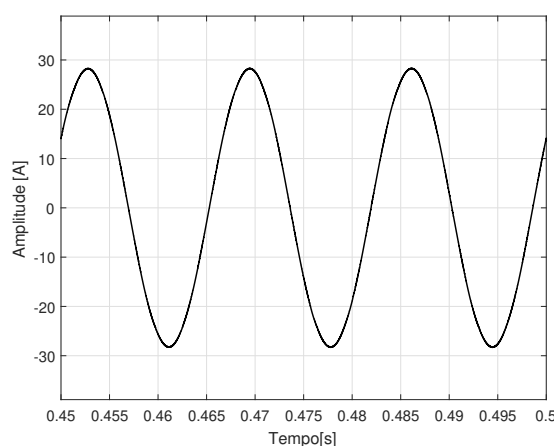
(b) Corrente de referência i_{Ca}^* obtida pelo método proposto por Akagi, Watanabe e Aredes (2017).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao somar a corrente i_a , com a corrente de referência i_{Ca}^* , obtida via teoria $p-q$, a corrente resultante é puramente senoidal (vide Figura 20) não havendo distorções, devido ao acréscimo de componentes que faltam no sinal originalmente visto pela fonte. Essa corrente de referência i_{Ca}^* é entregue ao controlador para o filtro realizar a compensação da corrente elétrica.

Figura 20 – Corrente resultante da soma da corrente da fonte, i_a , e da corrente de referência, i_{Ca}^* .



Fonte: Própria.

Diante da obtenção da corrente de referência por meio da teoria $p-q$, foi definido o emprego de três técnicas de controle distintas sendo elas, o controle PI de corrente em coordenadas dq , o controle com modelo em espaços de estados com integral do erro e o controlador por histerese.

3.3 Aplicação e resultados dos controladores

Para a realização da etapa prática, o indutor e o resistor do filtro foram definidos em $R = 0,1\Omega$ e $L = 1mH$, conforme Tabela 6, e simulados via *software Simulink* do MATLAB com tempo de simulação total em 1,3 s. Para tal, foram definidos 3 tipos de controladores, sendo eles:

- **Controlador PI:** Controle PI no referencial síncrono, com sinal representado nesta seção em vermelho;
- **Controlador EE:** Controle em espaço de estados para segmento de referência no referencial síncrono, com sinal representado nesta seção em azul;
- **Controlador HS:** Controle por histerese no referencial abc , com sinal representado nesta seção em verde.

Tabela 6 – Dados do filtro ativo utilizado nas simulações.

Dados do Circuito		
Descrição	Valor	Unidade
Resistor R	0,1	Ω
Resistor R_{on}	0	Ω
Indutor L	1	mH
Tensão do barramento CC	1000	V_{CC}
Frequência de chaveamento PWM	20	KHz

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1 Sintonia dos controladores

Para a realização da sintonia dos controladores, utilizaram-se os mesmos parâmetros descritos na Tabela 2.

3.3.1.1 Controle PI no referencial síncrono (Controlador PI)

Para o controlador PI no referencial síncrono, proposto por Yazdani e Iravani (2010), os autores sugerem empregar uma constante de tempo que varie entre 5 e 0,5 ms. Porém, como o sinal de referência não é senoidal, conforme mostrado na Figura 19b, torna-se necessário o emprego de uma constante de tempo menor para seguir a referência adequadamente, uma vez que a utilização dos valores recomendados não apresentou resultados adequados. Assim, o controlador foi sintonizado de acordo com (2.22), com a constante de tempo $\tau_{des} = 0,003/40$. Com os valores de R e L do filtro previamente

definidos, os ganhos do controlador são

$$K_p = \frac{L}{\tau_{des}} = \frac{0,001}{0,003/40} = 13,3333,$$

$$K_i = \frac{(R + R_{on})}{\tau_{des}} = \frac{0.1}{0.003/40} = 1333,333.$$

3.3.1.2 Controle em espaço de estados para segmento de referência (Controlador EE)

O primeiro passo foi modelar o sistema de modo a obter as matrizes A , B , C , D e B_ω que o descrevem. A matriz A é a matriz de estados da dinâmica do sistema, a qual depende dos valores de indutância e resistência do filtro e a frequência da fonte de corrente alternada e é definida por

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(R+R_{on})}{L} & \omega_0 \\ -\omega_0 & -\frac{(R+R_{on})}{L} \end{bmatrix}.$$

A matriz B está relacionada à entrada do sistema, onde há a parcela de entrada de tensão e uma matriz B_ω que corresponde à matriz de perturbação do sistema. Para este sistema, as matrizes B e B_ω possuem as mesmas constantes sendo uma o negativo da outra, dada por

$$B = -B_\omega = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}.$$

As matrizes C e D são, respectivamente, matrizes identidade e nula de tamanho adequado. A matriz C possui esse formato pois as saídas são os próprios estados do sistema. Assim, C e D são definidas por

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Por meio de (2.25), amplia-se o modelo inserindo a variável extra (a integral do erro). Dessa forma, o controlador possui ganhos K_P e K_I , respectivamente, relacionados pela parcela proporcional, às variáveis de processo nos eixos síncronos d e q e ao erro pela parcela integral. Os polos foram alocados de acordo com a constante de tempo do sistema $\tau = 3 \cdot 10^{-3}$ e são dados por

$$P = \begin{bmatrix} \frac{-p_1}{\tau} & \frac{-p_2}{\tau} & \frac{-p_3}{\tau} & \frac{-p_4}{\tau} \end{bmatrix}.$$

Destaca-se que por questões numéricas associadas ao procedimento de alocação dos polos, é fundamental que a multiplicidade algébrica dos polos seja menor que o posto (*rank*) da matriz ampliada \bar{A} . Como o posto da matriz \bar{A} é 2, os polos foram sintonizados em

$$P = \begin{bmatrix} \frac{-2}{\tau} & \frac{-1}{\tau} & \frac{-1,4}{\tau} & \frac{-1,2}{\tau} \end{bmatrix}.$$

Empregando o comando *place*, do *software* MATLAB, o ganho K do controlador resultou em

$$K = \begin{bmatrix} 0,7666 & 0,3769 & -186,6666 & 0,0000 \\ -0,3769 & 0,9000 & 0,0000 & -222,2222 \end{bmatrix}.$$

Ao aplicar a matriz de ganhos K no sistema, é necessário normalizar o valor de saída de controle entre -1 e 1 antes de enviá-lo ao controlador PWM. Para isso, utiliza-se o fator $\frac{2}{V_{DC}}$ para que o controle fique no valor estabelecido.

3.3.1.3 Controle por histerese (Controlador HS)

No controlador HS, por histerese, é possível ajustar a amplitude da banda morta. Assim, foi realizada a sintonia por meio de tentativa e erro, de modo que foi reduzida a amplitude até $\pm 3\%$. Dessa maneira, foi gerado o sinal PWM por meio da combinação de seis módulos de histerese, os quais foram conectados de maneira a não acionar dois IGBTs simultaneamente, o que poderia causar curto circuito no inversor.

3.3.2 Análise das correntes do circuito

Para a análise em regime dos 3 controladores propostos, foi removido o transitório inicial de todas as curvas, pois eles carregam condições iniciais que podem alterar a leitura como integradores de controle, indutâncias do sistema, filtro, entre outros. Com isso, é possível realizar a análise das correntes da carga, filtro e rede para cada controlador proposto.

3.3.2.1 Corrente da Carga

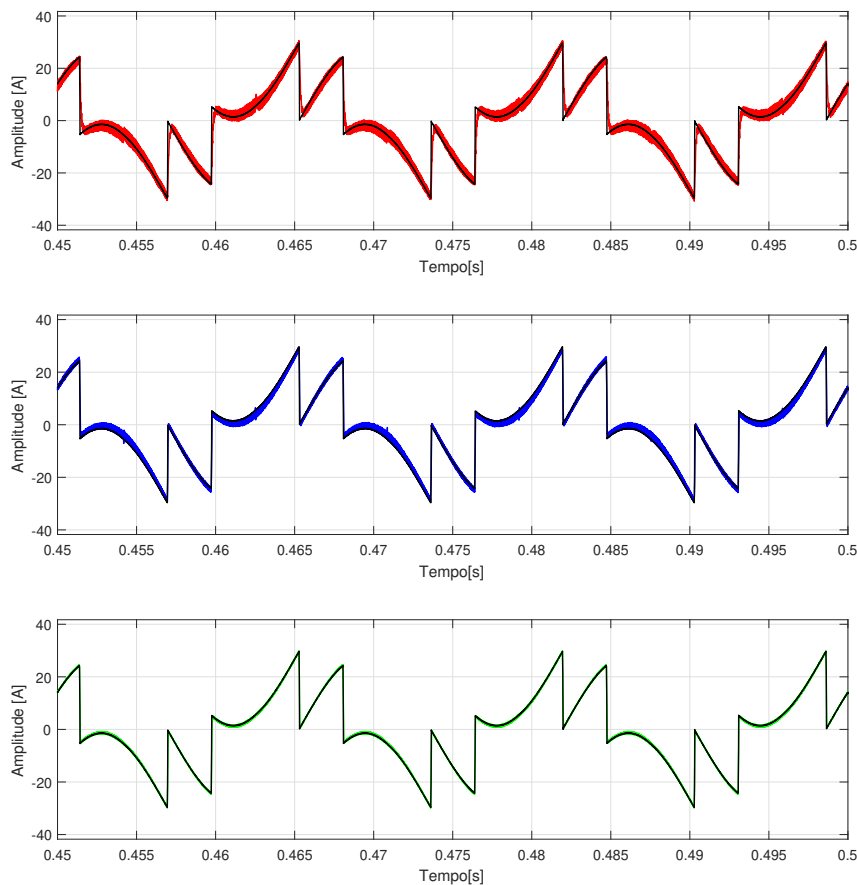
A corrente da carga é ilustrada na Figura 19a, com forma quadrada e amplitude variando de $\pm 30A$. Para os três controladores propostos, a corrente da carga não é afetada, pois eles têm a função de mudar a corrente demandada pela rede por meio do filtro ativo.

3.3.2.2 Corrente do Filtro

A corrente de referência a ser adicionada à corrente da carga, está ilustrada na Figura 19b. Conforme nomeado neste capítulo na seção 3.3.1, as saídas dos filtros, ilustrado na Figura 21, foram representadas em fase sendo o Controlador PI (Controle PI no referencial síncrono) em vermelho, o Controlador EE (Controle em espaço de estados para segmento de referência no referencial síncrono) em azul, o Controlador HS (Controle por histerese no referencial abc) em verde e a corrente de referência sobreposta nos três casos, em preto.

É possível notar que o controlador HS, em verde, foi o que mais se aproximou da referência, seguido do controlador EE em azul. O controlador PI, em vermelho, foi o

Figura 21 – Corrente do filtro para os três controladores propostos, a saber: o controlador PI (em vermelho), o controlador EE (em azul), o controlador HS (em verde) e a referência (em preto).



Fonte: Elaborado pelo autor.

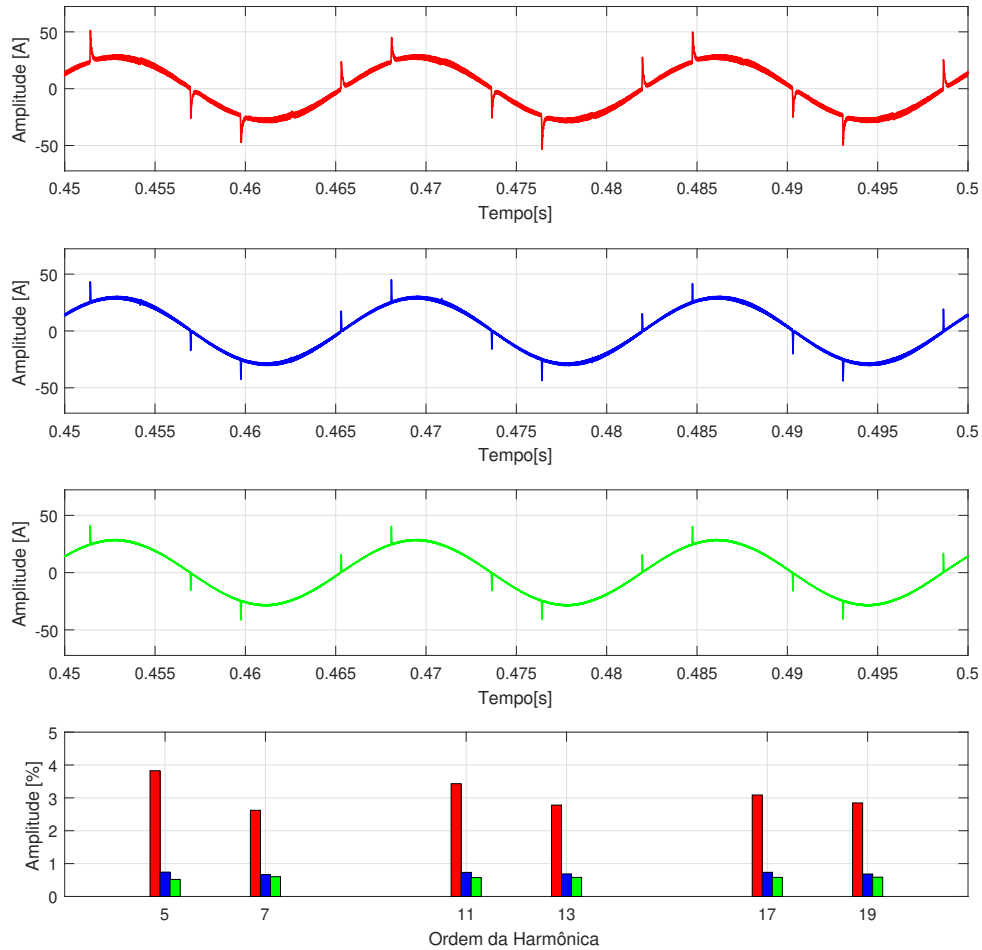
que obteve, visualmente, o pior desempenho, pois obteve a maior oscilação em torno da corrente de referência.

3.3.2.3 Corrente Demandada pela Rede

A corrente demandada pela rede, após a inserção do filtro, possui forma senoidal para os três controladores, conforme Figura 22, com picos nos transitórios de corrente da carga da Figura 19a.

No controlador PI, em regime permanente, é possível notar que a corrente elétrica possui forma senoidal com amplitude de 28,89 A e picos de 51,36 A. Nota-se que os termos harmônicos de menor ordem reduziu abaixo dos 4%. Por outro lado, no controlador EE, em regime permanente, é possível notar que a corrente elétrica possui, também, a forma senoidal, com amplitude de 30,60 A e picos de 45,09 A. Nota-se, ainda, que os termos harmônicos de menor ordem reduziram para valores abaixo de 1%. Por fim, no controlador HS, em regime permanente, é possível notar que a corrente elétrica possui forma senoidal assim como as demais, com amplitude de 28,95 A e picos de 41,09 A. Nota-se que os

Figura 22 – Corrente demandada pela rede e FFT com amplitude percentual em relação à frequência fundamental para os três controladores propostos, a saber: o controlador PI (em vermelho), o controlador EE (em azul) e o controlador HS (em verde) associados à corrente e à FFT.



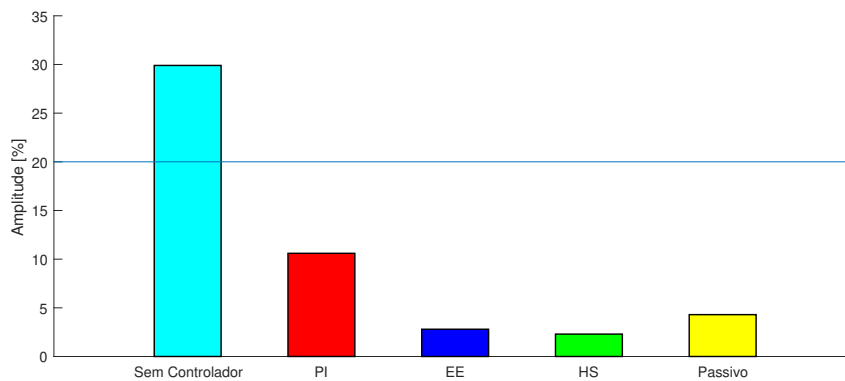
Fonte: Elaborado pelo autor.

termos harmônicos de menor ordem também possuem valores abaixo de 1%.

A partir da FFT, é possível calcular a THD com frequência máxima em $50\omega_0$ dos três métodos de controles realizados, com o valor percentual conforme mostrado na Tabela 7. O limite teórico de frequência harmônica para o cálculo da THD é a frequência de Nyquist. Apesar disso, como mostrado em Dalali e Jalilian (2015), pode-se, por meio da IEC61000, definir o limite da frequência harmônica em $50\omega_0$. Assim, reduzem-se os efeitos dos ruídos em alta frequência e o valor obtido de THD se aproxima do valor real, sem estimativa de amplitudes para as altas frequências. Como o objetivo deste trabalho não é a análise para altas frequências, as THDs serão tomadas no valor usual máximo de $50\omega_0$.

Conforme ilustrado na Figura 23, a linha em azul na horizontal representa o limite máximo da distorção harmônica presente na IEEE Std 519 (1992) (BLOOMING; CARNOVALE, 2006). Para isso, por meio da potência de curto circuito da fonte, encontra-se

Figura 23 – THD dos métodos utilizados considerando a frequência máxima em $50\omega_0$ (a linha azul na horizontal representando o limite máximo de distorção harmônica presente na recomendação IEEE Std 519 (1992)).



Fonte: Elaborado pelo autor.

o valor da corrente de curto circuito

$$I_{SC} = \frac{S_{SC}}{V_{f-f}\sqrt{3}} = \frac{100MVA}{220\sqrt{3}} = 252 \text{ kA},$$

em que I_{SC} é a corrente de curto circuito da fonte utilizada em Ampère, S_{SC} , a potência de curto circuito em VA dada na Tabela 2. Por meio da tabela encontrada na IEEE Std 519, o valor máximo de distorção para esta carga e fonte é de 20%. Assim, é possível observar que todos os métodos utilizados, seja pelo filtro passivo, ou pelas três técnicas de controle, ficaram dentro do limite estabelecido pela recomendação. Todavia, para o limite individual das componentes harmônicas, o controlador PI excedeu o limite estabelecido a partir do 23º harmônico, conforme Figura 24.

Tabela 7 – Comparação da THD com frequência máxima em $50\omega_0$ dos controladores implementados.

THD	
Controlador	Frequência Máxima em $50\omega_0$
Sem controlador	29,9%
PI	10,6%
EE	2,8%
HS	2,3%

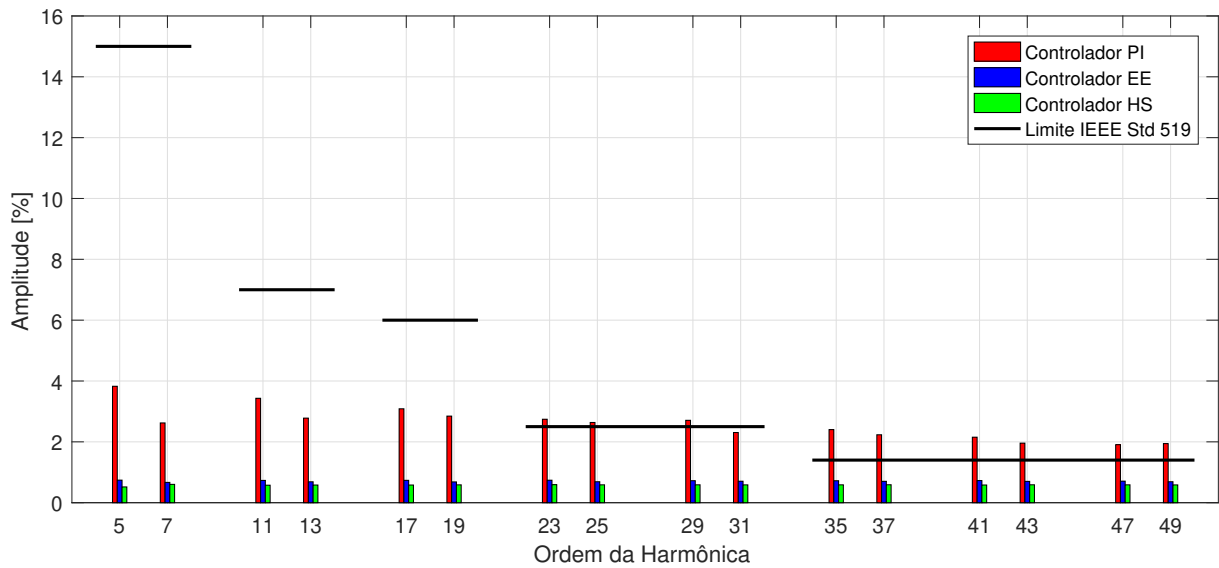
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.4 Referência x Variável de Controle

A partir de uma entrada ao degrau, foi possível extrair as informações da resposta dos controladores no referencial síncrono, conforme mostrado nas Tabela 8 e Tabela 9.

É possível notar que o controlador EE tem resposta e atinge a estabilidade mais rápido que o controlador PI, porém, ambos respondem da mesma maneira para a entrada

Figura 24 – Distorção harmônica individual dos métodos de controle utilizados com a linha preta na horizontal representando o limite máximo de distorção harmônica presente na IEEE Std 519.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 8 – Parâmetros resultantes do controlador PI.

Controlador PI		
Parâmetro	Descrição	Valor
T_s	Tempo de acomodação (2%)	$22 \cdot 10^{-3} s$
T_r	Tempo de subida	$10,742 \cdot 10^{-3} s$
MUP	Máxima Ultrapassagem Percentual	0%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 9 – Parâmetros resultantes do controlador EE.

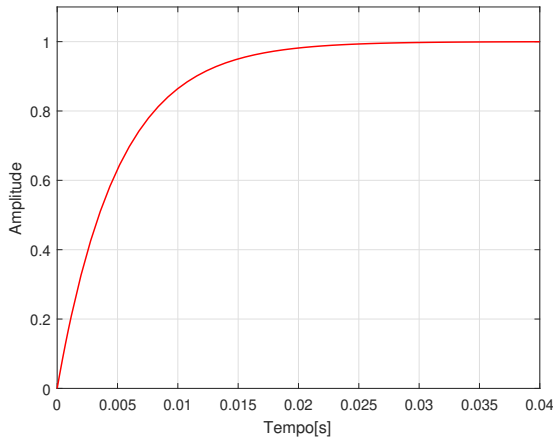
Controlador EE		
Parâmetro	Descrição	Valor
T_s	Tempo de acomodação (2%)	$25 \cdot 10^{-6} s$
T_r	Tempo de subida	$12,246 \cdot 10^{-6} s$
MUP	Máxima Ultrapassagem Percentual	0%

Fonte: Elaborado pelo autor.

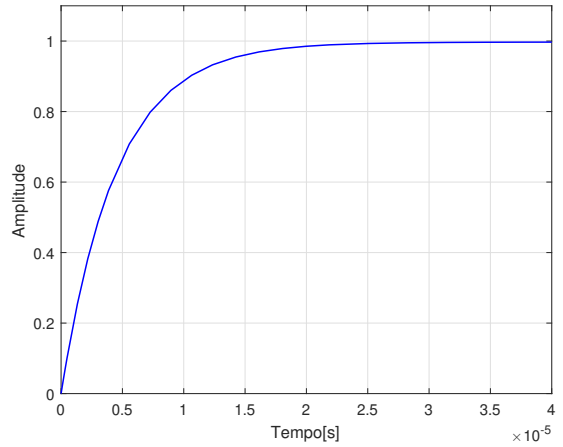
ao degrau, não havendo máximo sobressinal, conforme Figura 25. O controlador HS não está presente na lista, pois foi utilizado o referencial em abc , ao invés do síncrono como os outros dois controladores, impossibilitando a comparação.

Figura 25 – Resposta ao degrau para os métodos de controle PI e EE.

(a) Resposta ao degrau para o controlador PI.



(b) Resposta ao degrau para o controlador EE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.5 Variação de carga e fator de potência

A estabilidade do sistema devido à variação de cargas é um importante aspecto dos controladores. Na Tabela 10, apresentam-se a variação de carga e os intervalos nos quais elas foram aplicadas. A carga Z referenciada na Tabela 10 é a mesma da Tabela 2.

Tabela 10 – Variação de carga realizada e os intervalos de tempo.

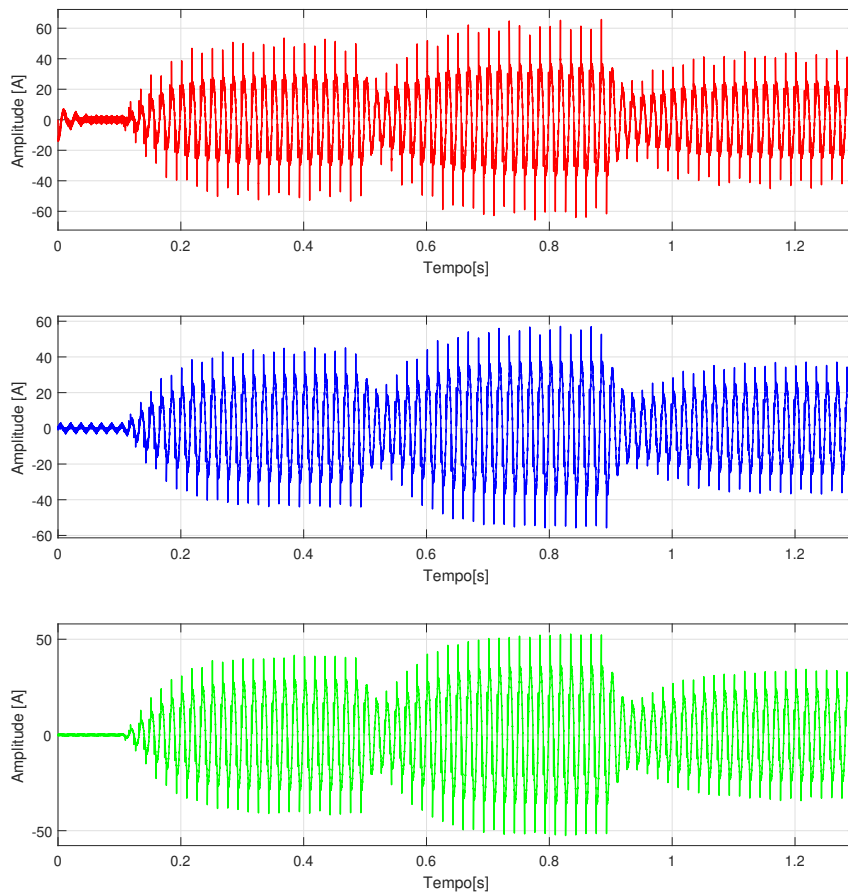
Variação de carga	
0 s a 0,1 s	Sem carga
0,1 s a 0,5 s	Carga Z
0,5 s a 0,9 s	Carga $Z-20\%$
0,9 s a 1,3 s	Carga $Z+20\%$

Fonte: Elaborado pelo autor.

O comportamento dos três controladores, devido à variação de carga, estão ilustrado na Figura 26 com variação conforme Tabela 10.

É possível notar, nos três casos, que independentemente do aumento ou decréscimo de carga, no momento da variação há uma queda da corrente elétrica, levando cerca de 0,2 s para estabilizar. Todavia, o mais importante é observar que os três controladores obtiveram estabilidade para as variações de carga com comportamentos similares. Nota-se, porém, no intervalo de 0s a 0,1 s, que o controlador HS, em verde, quase não oscilou, enquanto os demais apresentaram ruído mesmo com o sistema sem carga. Finalmente, apresenta-se, na Tabela 11, o fator de potência medido para os três controladores.

Figura 26 – Comportamento da corrente com variação de carga conforme Tabela 10 para os três controladores propostos, a saber: controlador PI (em vermelho), controlador EE (em azul) e controlador HS (em verde).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 11 – Fator de potência resultante do resultado dos controladores implementados.

Fator de Potência	
Controlador	Valor medido
PI	0.87
EE	0.87
HS	0.87

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.3 Características e discussão dos controladores

Após a realização da etapa prática, foram comparados os três controladores com relação a suas respostas e características. O grau de dificuldade é somente entre os métodos de controles aplicados, sendo que não há relação com o nível de dificuldade com nenhum outro controle que não feito neste trabalho. Além disso, a Tabela 13 diz respeito aos valores utilizados, sendo que qualquer alteração feita nos parâmetros de controle, pode afetar no resultado de desempenho e custo computacional. Para a análise do desempenho, leva-se em conta a capacidade do controlador sintetizar a corrente com a menor THD e a

curva ser o mais senoidal possível com o mínimo de ruídos. Para o custo computacional, foi medido o tempo de simulação de cada controlador proposto e analisado o uso de CPU por meio do monitor de recursos do *Windows*, obtendo valores médios conforme Tabela 12.

Tabela 12 – Tempo gasto na simulação via *Simulink*.

Custo Computacional		
Controlador	Tempo médio de simulação	Uso médio da CPU
PI	4 m e 48 s	17%
EE	5 m e 24 s	21%
HS	3 m e 27 s	15%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 13 – Característica dos controladores propostos com os valores utilizados nos procedimentos práticos.

Característica	Controlador		
	PI	EE	HS
Dificuldade de implementação	Médio	Médio	Fácil
Dificuldade de sintonia	Fácil	Médio	Fácil
Parâmetros de controle	1	5	1
Desempenho	Médio	Bom	Melhor
Custo computacional	Médio	Maior	Menor
Esforço de controle	Menor	Maior	-

Fonte: Elaborado pelo autor.

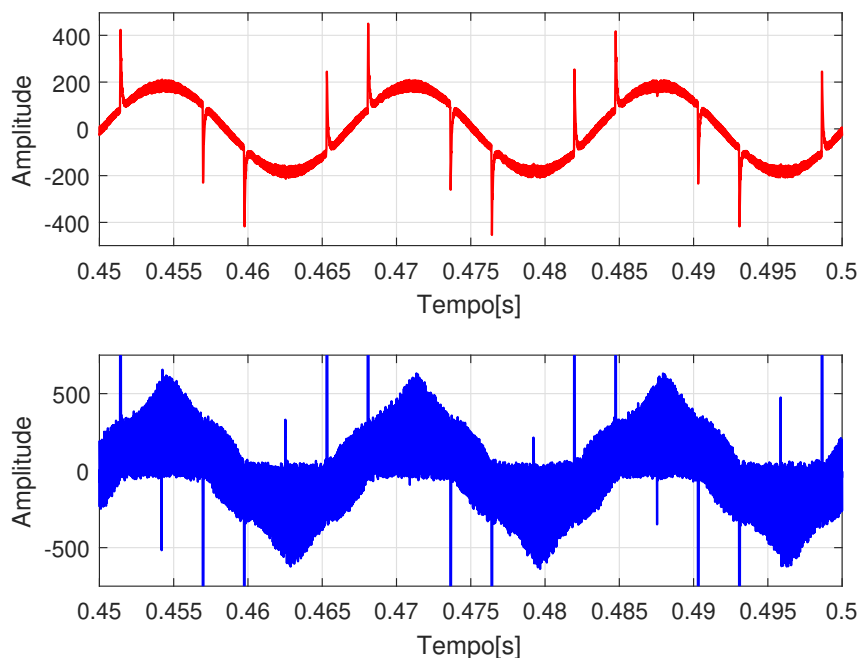
Assim, é possível discutir sobre as características e resultados dos controladores:

- Controlador PI: O controlador PI no referencial síncrono em primeiro momento possui um grau de dificuldade maior que os demais controladores, porém, após a implementação do bloco de controle, se torna fácil a sua sintonia. Foi o controlador que obteve o pior desempenho dentre os praticados, porém, a resposta obtida se assemelha aos demais controladores. Além disso, não atendeu os limites estabelecidos na IEEE Std 519. Sua sintonia depende dos valores das indutâncias e resistências de acoplamento do filtro, com a possibilidade de variação somente da constante de tempo que sintoniza os ganhos proporcional e integral. A amplitude do esforço do controlador PI, em vermelho, conforme Figura 27, é menor que do controlador EE, em azul.
- Controlador EE: O controlador em espaço de estados para segmento de referência vem de uma estratégia que realiza a integral do erro e obtém ganhos K_P e K_I individuais para as variáveis de estado e o erro. Sua dificuldade consiste em montar as matrizes de estados do sistema para obter a matriz ampliada, todavia, após este

procedimento, pode-se utilizar *softwares* computacionais, como o MATLAB, para realizar a sintonia dos controladores, como, por exemplo, o comando *place*. Apesar de poder variar cinco parâmetros como a constante de tempo e os 4 polos do sistema, a sua sintonia tem a vantagem de poder trabalhar nas variáveis de estado de maneira independente, sem que o resultado de uma tenha impacto na outra. Um ponto a se observar é que, em comparação ao controlador PI, ele possui um esforço de controle maior, conforme Figura 27.

- Controlador HS: O controlador por histerese foi o que obteve melhor desempenho e menor THD. Além disso, conforme a Tabela 13, é possível observar que a implementação e sintonia tem um baixo grau de dificuldade. Porém, há alguns pontos negativos observados como a limitação do *hardware* para realizar o chaveamento. Essa limitação pode aumentar a amplitude da banda morta do controlador por histerese, reduzindo a frequência de chaveamento, porém, aumenta o ruído presente no sinal e aumenta a THD no resultado final. Outro ponto negativo é a necessidade de utilizar seis módulos de controle por histerese individuais, o que pode acabar aumentando o custo final do projeto.

Figura 27 – Esforço de controle, a saber: controlador PI em vermelho e controlador EE em azul.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4 Conclusão

O estudo de filtros ativos é uma importante vertente no ramo da engenharia elétrica, visto que há o crescimento de cargas não lineares e a necessidade do melhor aproveitamento de energia elétrica no Brasil. Os filtros passivos apresentam-se como a primeira alternativa para reduzir a quantidade de harmônicos na rede. Porém, é necessário fazer a sintonia precisa dos filtros e para a obter a forma de onda o mais senoidal possível, é necessária uma grande quantidade de filtros ligados em paralelo para reduzir ao máximo a influência dos harmônicos no sistema. Salienta-se ainda que os valores de indutância e capacitância utilizados na simulação não são valores comerciais, o que diminui a precisão do filtro passivo simulado em relação ao filtro real. Com o filtro passivo, mesmo não obtendo uma corrente senoidal perfeita, houve a redução do valor percentual da distorção harmônica total de 29,9% para 4,3% com a utilização de apenas quatro filtros.

Outrossim, a utilização de filtros ativos para a melhoria da qualidade de energia pode ser feita de diversas formas. Dentre as vantagens inclui a utilização de apenas um equipamento, em que é possível compensar a corrente elétrica para que a forma de onda se torne senoidal. Para isso, a teoria $p-q$ é um passo importante para a obtenção da corrente de referência do filtro. A partir da corrente de referência, destacam-se na literatura três controladores que foram implementados sendo eles, o controlador PI no referencial síncrono, o controlador em espaço de estados para segmento de referência e o controle por histerese. Nesse contexto, o objetivo deste trabalho foi modelar e simular o controle do filtro ativo para analisar as vantagens e desvantagens das três técnicas que foram utilizadas, a fim de avaliar qual o impacto na utilização das metodologias de controle, como pode ser observado nos resultados.

O Controlador PI no referencial síncrono (controlador PI) apresentou uma redução de THD para 10,6%, fácil de ser implementado e, a partir da definição dos elementos de acoplamento do filtro, é possível sintonizar somente a constante de tempo para alterar a sua resposta. A sua sintonia depende apenas da constante de tempo dado que os parâmetros do controlador são equacionados. Dentre os três controladores propostos, foi o que obteve a pior resposta visto que sua THD foi maior que a dos outros e não atender o limite estabelecido para harmônicos individuais na IEEE Std 519. Uma solução para contornar tal problema seria avaliar como o circuito se comporta com diferentes valores de impedância do filtro e diferentes constantes de tempo.

O controlador em espaço de estados para segmento de referência (controlador EE) tem a desvantagem da complexidade matemática para o modelo e o cômputo dos ganhos, mas possui a vantagem de sintonia individual dos ganhos proporcionais e integrais para as correntes d e q , sem a inserção da estratégia de desacoplamento, empregada para o projeto do controlador PI. Além disso, houve a redução da THD para 2,8%. A sua sintonia

é ampla, pois pode-se variar os ganhos proporcionais e integrais individualmente para a corrente tanto em d , quanto em q . O custo computacional da simulação foi maior com o dobro do tempo gasto para o controle por histerese. Para reduzir a THD, pode-se avaliar diferentes valores para os ganhos ou tentar outras técnicas de sintonia como o emprego de condições de projeto baseadas em Desigualdade Matricial Linear (do inglês, *Linear Matrix Inequality*) (LMI), que permitem relaxar algumas restrições, além de considerar uma possível redução dos ruídos presentes no sistema.

Finalmente, o controlador por histerese (controlador HS), obteve o melhor desempenho, reduzindo a THD para 2,3%, além de representar uma forma de onda mais próxima à senoidal e com menos ruídos do que as outras. A sua sintonia depende apenas da largura da banda morta, porém, essa variação para uma banda muito estreita pode exigir um alto chaveamento do *hardware* que pode não atender devido às limitações físicas. Outro ponto a se observar é a fácil implementação e o baixo custo computacional, obtendo o melhor desempenho dentre os três métodos utilizados.

Logo, de acordo com a norma IEEE Std 519, os métodos de controle EE, HS e o filtro passivo, alcançaram baixa distorção harmônica e obtiveram forma de onda senoidal, o que contribui para o resultado positivo obtido.

Assim, espera-se que este trabalho contribua para o enriquecimento da pesquisa, mostrando a ligação entre controle e filtros e servindo como base comparativa para futuros trabalhos desenvolvidos pela comunidade acadêmica.

4.1 Proposta de Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, são propostas como sugestões três vertentes principais:

1. **Diferentes metodologias de controle:** utilizar outras metodologias de controle, como controle em modos deslizantes, controle *dead beat*, controle preditivo, entre outros, além de obter os parâmetros dos controladores por meio de um algoritmo de busca inteligente como a utilização de meta-heurística. Dessa forma, é possível analisar a dificuldade de implementação e a resposta dos controladores e contribuir para o resultado obtido neste trabalho.
2. **Diferentes ambientes de simulação:** outro passo é a utilização de *hardware-in-the-loop* (HIL), em que dois microcontroladores são empregados para simular controlador e planta. Dessa forma, é possível obter uma resposta mais próxima da realidade sem, necessariamente, empregar protótipos de alto custo.
3. **Controle do barramento CC:** por fim, pode-se analisar como diferentes controladores impactam no controle do barramento CC, o qual não foi abordado neste trabalho.

Referências

- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. 1, 2, 6, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 16, 17, 23, 26, 27
- ANEEL. *Qualidade e Confiabilidade dos Serviços de Energia Elétrica (QC)*. 2022. <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/pesquisa-e-desenvolvimento/temas-para-investimentos/qc>>. Acesso em 16/05/2022. 1, 4
- BLOOMING, T. M.; CARNOVALE, D. J. Application of IEEE Std 519-1992 harmonic limits. In: IEEE. *Conference Record of 2006 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*. [S.l.], 2006. p. 1–9. 32
- BUDEANU, C. The different options and conceptions regarding active power in nonsinusoidal systems. *Instytut Romain de l'Energie*, v. 4, 1927. 10
- CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. 3. ed. [S.l.]: Oxford University Press, Inc, 1999. 20, 21
- DALALI, M.; JALILIAN, A. Indices for measurement of harmonic distortion in power systems according to IEC 61000-4-7 standard. *IET Generation, Transmission & Distribution*, Wiley Online Library, v. 9, n. 14, p. 1903–1912, 2015. 32
- DAS, S. R. et al. A comprehensive survey on different control strategies and applications of active power filters for power quality improvement. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, n. 15, p. 4589, 2021. 1, 22
- FARIA, J. A. T. *Estudo de filtro ativo de potência conectado à rede de distribuição*. 2018. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), UFOP (Universidade Federal de Ouro Preto), João Monlevade, Brasil. Disponível em: <<http://www.monografias.ufop.br/handle/35400000/1279>>. 2
- HART, D. W. *Power Eletronics*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2010. ISBN 978-0-07-338067-4. 10, 11, 24
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Condicionamento de energia elétrica e dispositivos FACTS. *Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação*, p. 26, jul. 2009. IT - 741. Disponível em: <<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it741/cap1.pdf>>. 5
- RIBEIRO, R. L. A. et al. *Técnica de controle adaptativo robusto aplicada a filtros ativos de potência e paralelo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2010. Disponível em: <<https://repositorio.ufrn.br/handle/123456789/15318>>. 2
- SALAM, Z.; TAN, P. C.; JUSOH, A. Harmonics mitigation using active power filter: A technological review. *Elektrika Journal of Electrical Engineering*, Citeseer, v. 8, n. 2, p. 17–26, 2006. 2, 6, 7, 8

SALGADO, E. V. *Estudo comparativo de teorias de potências instantâneas e aplicações em filtros ativos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, abr. 2005. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/index.php/pt/producao-academica/dissertacoes-de-mestrado/2005-1/2005042904-2005042904/file>>. 20

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. [S.l.]: IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4. 11, 15, 17, 18, 19, 28