

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA MESTRADO EM SISTEMAS DE ENERGIA



Projeto e Validação de Sistema de Controle Embarcado para Análise de Desempenho de Algoritmos de Compensação Utilizados em Filtro Ativo de Potência Paralelo.

Nicholas Delben de Andrade

Campo Grande - MS 25 de Fevereiro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA MESTRADO EM SISTEMAS DE ENERGIA



## Projeto e Validação de Sistema de Controle Embarcado para Análise de Desempenho de Algoritmos de Compensação Utilizados em Filtro Ativo de Potência Paralelo.

Nicholas Delben de Andrade

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestrado em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Prof. Dr. Ruben Barros Godoy Coorientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

> Campo Grande - MS 25 de Fevereiro de 2025

# Projeto e Validação de Sistema de Controle Embarcado para Análise de Desempenho de Algoritmos de Compensação Utilizados em Filtro Ativo de Potência Paralelo.

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestrado em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

### Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Prof. Dr. Edson Antonio Batista

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

Campo Grande - MS 25 de Fevereiro de 2025

# Agradecimentos

Agradeço aos meus pais Ana Paula e Wilson, à irmã Maria Luiza pelos incentivos e parcerias durante toda a minha vida. Agradeço também aos meus avós Suzi e Renato, pela criação e amizade.

Agradeço aos meus tios Tato e Angela e primos Chico e Fernanda, pelo recebimento e acolhimento em Campo Grande, tornando toda a experiência em uma outra cidade mais proveitosa e enriquecedora.

Agradeço aos professores que compartilharam e trilharam esse caminho até aqui comigo. Em especial ao meu orientador Ruben e coorientador Moacyr, pelos diversos momentos de tutoria, dentro e fora de sala de aula, sempre de maneira solicita.

Por fim, agradeço aos amigos da graduação e mestrado que compartilharam ideias, experiências e vivência.

## Resumo

Este trabalho compara o desempenho da Teoria da Potência Instantânea e da Teoria da Potência Conservativa na geração de correntes de compensação para correção da Qualidade de Energia Elétrica com operação de Filtros Ativos de Potência Paralelos. São realizadas simulações no ambiente Simulink, e também simulações em tempo real, aproveitando da técnica de Hardware-in-the-Loop, por intermédio do dSPACE e da placa DS1104. As teorias de potência são embarcadas no micro-controlador F28379D para atuar na simulação em tempo real e validar os cálculos embarcados. Outrossim, um aplicativo de celular provido de comunicação bluetooth e um webserver local com comunicação Wi-fi foram desenvolvidos, com dados comunicados por um microcontrolador ESP32, respectivamente, no MIT App Inventor e usando o node-RED, para envio de dados do sistema e possibilidade de supervisão. Atestou-se a geração correta das correntes de compensação no microcontrolador principal, além da necessidade de hardwares para simulação em tempo real mais robustos, possibilitando menores passos de simulação e melhores respostas a rápidos transientes, sobretudo no cenário de cargas com elevada distorção harmônica.

**Palavras-chaves**: Teoria da Potência Instantânea, Teoria da Potência Conservativa, Qualidade de Energia Elétrica, Filtro Ativo de Potência Paralelo, Simulação em Tempo Real, dSPACE, F28379D, Comunicação Bluetooth e Wi-fi.

## Abstract

This work compares the performance of the Instantaneous Power Theory and the Conservative Power Theory in generating compensation currents to correct Electrical Power Quality through Shunt Active Power Filters. Simulations are carried out in the Simulink environment, and also real-time simulation, taking advantage of the Hardware-in-the-Loop technique, through dSPACE and the DS1104 board. The power theories are embedded in the F28379D microcontroller to actuate in the real-time simulation and validate the embedded calculations. Furthermore, a cell phone app provided with Bluetooth communication and a local webserver with Wi-Fi communication were developed, with data communicated by an ESP32 microcontroller, respectively, in the MIT App Inventor and using the node-RED, for sending system data and the possibility of supervision. The correct generation of compensation currents in the main microcontroller was verified, in addition to the need for more robust real-time simulation hardware, enabling smaller simulation steps and better responses to rapid transients, especially in the scenario of loads with high harmonic distortion.

**Keywords**: Instantaneous Power Theory, Conservative Power Theory, Electric Power Quality, Shunt Active Power Filter, Real-Time Simulation, dSPACE, F28379D, Bluetooth and Wi-Fi Communication.

# Lista de ilustrações

Figura 1 –	Filtro Ativo de Potência Paralelo	22
Figura 2 $-$	Modelo do Filtro Ativo de Potência Paralelo	23
Figura 3 –	Filtro Ativo de Potência Série	27
Figura 4 –	Triângulo de potências	30
Figura 5 –	Tetraedro de potências	31
Figura 6 –	Esquemático dos cálculos da TPI	37
Figura 7 $-$	Esquemático de cálculos da TPC	44
Figura 8 –	Malhas de controle do controle modo corrente para a TPI e para a	
	TPC	45
Figura 9 –	Esquema do HiL e simulação em tempo real	49
Figura 10 $-$	Tipos de comunicação serial e paralela	50
Figura 11 –	Esquema de fios da comunicação SPI	52
Figura 12 –	Interface de desenvolvimento do node-RED	53
Figura 13 –	Dashboard desenvolvida	54
Figura 14 –	Interface gráfica do MIT App Inventor	55
Figura 15 –	Interface de programação por blocos do MIT App Inventor	55
Figura 16 –	Tela do aplicativo em funcionamento	56
Figura 17 $-$	Circuito do conversor Flyback simulado no LTspice	57
Figura 18 –	Circuito do conversor Flyback simulado no LTspice	58
Figura 19 $-$	Circuito para Flyback da fonte auxiliar	58
Figura 20 $-$	Circuito dos reguladores de tensão da fonte auxiliar	60
Figura 21 $-$	Circuito de condicionamento dos sensores de tensão	61
Figura 22 $\ -$	Circuito de condicionamento dos sensores de corrente	61
Figura 23 –	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação	
	de cargas lineares desbalanceadas	65
Figura 24 $-$	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação	
	de cargas lineares desbalanceadas	65
Figura 25 $-$	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas	
	lineares desbalanceadas	66
Figura 26 $-$	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPC) - Simulação de cargas	
	lineares desbalanceadas	66
Figura 27 $-$	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação	
	de cargas não lineares e lineares	68
Figura 28 –	Tensão de $C_f$ com FAPP operando com a TPI - Simulação de cargas	
	não lineares e lineares	69

Figura 29 $-$	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação	
	de cargas não lineares e lineares	70
Figura 30 $-$	Tensão de ${\cal C}_f$ com FAPP operando com a TPC - Simulação de	
	cargas não lineares e lineares	71
Figura 31 –	Análise harmônica de $i_a$ sem o FAPP - Simulação de cargas não	
	lineares e lineares	71
Figura 32 –	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas	
	não lineares e lineares	72
Figura 33 –	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPC) - Simulação de cargas	
-	não lineares e lineares	72
Figura 34 –	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação	
U U	de cargas não lineares	73
Figura 35 –	Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação	
0	de cargas não lineares	73
Figura 36 –	Análise harmônica de $i_a$ sem o FAPP - Simulação de cargas não	
0	lineares	74
Figura 37 –	Análise harmônica de <i>i</i> <sub>c</sub> com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas	
1.18414 01	não lineares	74
Figura 38 –	Análise harmônica de <i>i</i> <sub>c</sub> com o FAPP (TPC) - Simulação de cargas	11
i iguita oo	não lineares	75
Figura 39 –	Correntes do sistema com passo fixo de 160 <i>us</i> - Simulação de cargas	10
i iguita 55	não lineares	76
Figura 40 –	Análise espectral da corrente da fase a da rede com passo fivo de	10
rigura 40	160 us Simulação do cargas pão linearos	76
Figure 41	Medides pertinentes de Hille operação de FAPP com TPL a) Ten	70
Figura 41 –	sões o correntes des corres com amplitudo reduzido para DACa	
	de dSPACE: h) Correntes de compensação lides pelo dSPACE: e)	
	Correntes e tenções (com emplitudes reduzidas) de rede para veri	
	ficação de operação do EAPP	79
Eimuna 49	Medidae pertinentes de Uil e energeão de EADE com TEC e)	10
r igura 42 –	Tenera e comentes de comence com enclitado actorido nom DACo	
	de dSDACE: h) Correntes de compansação lides pelo dSDACE: c)	
	Compensação indas pelo de PACE, C)	
	Correntes e tensoes (com ampirtudes reduzidas) da rede para veri-	70
$\mathbf{D}^{*}$	Incação da operação do FAPP $\dots$ EADD (TDD) $(C_{1}^{*})$ $(1 - 1)$	18
rıgura 45 –	Ananse narmonica de $i_a$ com o FAPP (1P1) - Simulação em tempo	70
<b>D</b> :	real de cargas lineares desbalanceadas	79
<b>r</b> 1gura 44 –	Analise narmonica de $i_a$ com o FAPP (TPU) - Simulação em tempo	70
	real de cargas lineares desbalanceadas	79

Figura 45 $$ –	Medidas pertinentes do Hi L e operação do FAPP com TPI. a) Ten-	
	sões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs	
	do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c)	
	Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para veri-	
	ficação da operação do FAPP $\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .$	80
Figura 46 $-$	Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPC. a)	
	Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs	
	do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c)	
	Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para veri-	
	ficação da operação do FAPP	81
Figura 47 –	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPI) - Simulação em tempo	
	real de cargas não lineares e lineares	82
Figura 48 –	Análise harmônica de $i_a$ com o FAPP (TPC) - Simulação em tempo	
	real de cargas nãos lineares e lineares	82
Figura 49 –	Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPI. a) Ten-	
	sões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs	
	do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c)	
	Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para veri-	
	ficação da operação do FAPP	83
Figura 50 –	Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPC. a)	
	Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs	
	do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c)	
	Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para veri-	
	ficação da operação do FAPP	83
Figura 51 –	Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC -	
	Simulação	84
Figura 52 –	Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC -	
	F28379D	85
Figura 53 –	Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC -	
	ADCs do dSPACE	85

# Lista de tabelas

Limites para harmônicos de corrente segundo IEC 61000-3-2	17
Limites para $DHT_v$ segundo IEEE Std. 519-2014	17
Máxima Distorção dos Harmônicos de Corrente em razão de $I_L\;$	18
Comparação entre parâmetros de protocolos de comunicação serial.	51
Modos de transmissão da comunicação SPI	52
Componentes do conversor Flyback implementado	59
Componentes do condicionamento dos transdutores de tensão	61
Componentes do condicionamento dos transdutores de corrente	62
Dados técnicos do SPCIQ 450-60-50	63
Parâmetros do sistema simulado	64
Cargas lineares desbalanceadas utilizadas	64
$DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema	65
Cargas de simulação	67
$DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema	68
Cargas de simulação	69
$DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema	70
$DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema	80
$DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema	81
	Limites para harmônicos de corrente segundo IEC 61000-3-2 Limites para $DHT_v$ segundo IEEE Std. 519-2014 Máxima Distorção dos Harmônicos de Corrente em razão de $I_L$ Comparação entre parâmetros de protocolos de comunicação serial. Modos de transmissão da comunicação SPI

# Sumário

1	Intr	roduçã	o	12		
	1.1	Objeti	ivos	14		
		1.1.1	Objetivo Geral	14		
		1.1.2	Objetivos Específicos	14		
2	Rev	visão B	Bibliográfica	15		
	2.1	Qualidade de Energia Elétrica				
		2.1.1	Normas nacionais - ANEEL e PRODIST	15		
		2.1.2	Normas Internacionais - IEEE e IEC	16		
			2.1.2.1 IEC 61000-3-2	16		
			2.1.2.2 IEEE Std. 519-2014	17		
	2.2	Altern	ativas para melhora da Qualidade de Energia	19		
		2.2.1	Técnicas para melhora da QEE	19		
		2.2.2	Máquinas síncronas	19		
		2.2.3	Filtros Passivos	20		
		2.2.4	Filtro Ativo de Potência Paralelo	21		
			2.2.4.1 Topologia do conversor	21		
			2.2.4.2 Modelagem dos componentes passivos do FAPP	21		
			2.2.4.3 Modelagem do conversor	23		
		2.2.5	Filtros Ativos de Potência Série, Híbridos e Universais	27		
	2.3	Teoria	Teorias de Potência Modernas			
		2.3.1	A teoria convencional	28		
		2.3.2	Primeiras alternativas para cálculo de potência	30		
		2.3.3	Teoria da Potência Instantânea	32		
			2.3.3.1 Estudo de casos	32		
			2.3.3.2 Compensação utilizando a Teoria da Potência Instantânea	35		
		2.3.4	Teoria da Potência Conservativa	37		
			2.3.4.1 Cálculo para redes monofásicas	39		
			2.3.4.2 Cálculo para redes trifásicas	41		
			2.3.4.3 Compensação utilizando a Teoria da Potência Conservativa	43		
		2.3.5	Controle por modo corrente do FAPP	44		
3	Met	todolog	gia	46		
	3.1	Hardw	vare-in-the-Loop e simulação em tempo real	46		
		3.1.1	dSPACE	47		
		3.1.2	Microcontroladores	48		

	3.1.3	Comunicação e processamento de dados
		3.1.3.1 Comunicação SPI
		3.1.3.2 Comunicação Wi-Fi para dispositivo local
		3.1.3.3 Aplicativo para celular e comunicação Bluetooth 54
3.2	Placa	de condicionamento de sinal
	3.2.1	Simulações no LTspice
	3.2.2	Circuito auxiliar
	3.2.3	Transdutores de corrente e tensão
4 Re	sultado	s
4.1	Result	ados de simulação
	4.1.1	Cargas lineares desbalanceadas
	4.1.2	Cargas não lineares e lineares
	4.1.3	Cargas não lineares
	4.1.4	Consideração sobre resultados de simulação e reanálise
4.2	Result	ados de Hardware-in-the-Loop e simulação em tempo real $\ldots$ 77
	4.2.1	Cargas lineares desbalanceadas
	4.2.2	Cargas não lineares e lineares
	4.2.3	Cargas não lineares
	4.2.4	Consideração sobre os resultados de Real-Time Simulation 84
Concl	usão .	
Refer	ências .	

# 1 Introdução

O sistema elétrico, além de suprir cargas lineares com potência ativa, também atende cargas reativas, assimétricas e não lineares. As cargas reativas e assimétricas demandam correntes que não são transformadas em trabalho pela carga, mas são necessárias para seu funcionamento. Justamente por conta disso, são responsáveis por maiores perdas no sistema de distribuição de energia, pelo aumento da queda de tensão e pela subutilização da ampacidade de condutores (BAO; KE, 2019; PIRES et al., 2022; GRAÑA-LÓPEZ et al., 2019; MONTOYA; ALARCON-VILLAMIL; HERNÁNDEZ, 2021).

Já as cargas não lineares utilizam semicondutores em sua composição, com diodos, transistores, tiristores, MOSFETs, IGBTs, entre outros. Esses componentes estão amplamente difundidos em cargas eletrônicas por conta dos conversores eletrônicos chaveados, utilizados em fontes, no acionamento de máquinas, sobretudo nos setores industrial e comercial, em sistemas de geração distribuída, dentre outros.

Esses tipos de cargas introduzem harmônicos de corrente no sistema, fazendo com que os sinais deixem de ser senoidais, sendo compostos por múltiplas frequências. Além dos mesmos problemas gerados por cargas reativas e assimétricas, isso pode ocasionar em (GRASEL; BAPTISTA; TRAGNER, 2022; SATISH et al., 2021; MOHAMED et al., 2021; XU et al., 2021):

- Redução da vida útil de geradores, transformadores e motores, devido à sobrecargas e vibrações;
- Deformação das tensões da rede, em virtude das correntes harmônicas circulando pela impedância de linha, podendo prejudicar demais equipamentos conectados à rede;
- Interferência eletromagnética em cargas sensíveis, como equipamentos de telecomunicações e de medição;
- Sobredimensionamento do fio de neutro para acomodar a circulação de correntes harmônicas;
- As componentes harmônicas podem ressonar com componentes passivos do sistema, como bancos de capacitores e indutores, muitas vezes utilizados como filtros passivos, levando à sobrecarga ou até queima desses componentes e dos equipamentos que são contemplados por sua filtragem;

 Mal funcionamento de dispositivos de proteção, podendo ocasionar tanto em informação incorreta ou até no acionamento ou não acionamento indevido desses dispositivos.

Nesse sentido, é necessário compreender os limites desses tipos de correntes, aos quais as cargas e o sistema elétrico podem ser expostos sem serem danificados ou perderem estabilidade. Para isso, normas como a IEEE Std 1159-2009 (IEEE..., 2009), a IEC 61000-3-2, a IEC 61000-3-4 (International Electrotechnical Commission, 2018; International Electrotechnical Commission, 1998) e o PRODIST (Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2021) devem ser utilizadas como referências.

Não obstante, é necessário compreender quais técnicas e tecnologias podem ser utilizadas para melhora da Qualidade de Energia (QEE) da rede elétrica, sobretudo, para questão da compensação dessas parcelas não ativas de potência, desobstruindo a rede elétrica.

Usualmente, na indústria e nas redes de transmissão e distribuição de energia elétrica, são utilizados bancos de capacitores e indutores para a filtragem de reativos, sendo denominados como Filtros Passivos (MORÁN; ALBISTUR; BURGOS, 2016; YIDI et al., 2024; WANG et al., 2022). Contudo, além dos possíveis problemas de ressonância comentados, essa abordagem apenas resolve a parcela do fator de defasagem do fator de potência (FP), faltando a parcela que contempla a influência das componentes harmônicas sobre o FP, denominado de fator de distorção (ARRANZ-GIMON et al., 2021).

Em vista disso, Filtros Ativos de Potência surgem como excelente alternativa para lidar com toda parcela não ativa demandada pelas cargas, corrigindo por completo o FP e melhorando a QEE. Essencialmente, são classificados em dois tipos, os Filtros Ativos de Potência Série (FAPSs) e os Filtros Ativos de Potência Paralelo (FAPPs) (BUŁA; GRA-BOWSKI; MACIĄŻEK, 2022; LUMBRERAS et al., 2020; LIU et al., 2021; ANDRADE et al., 2022). O primeiro pode ser utilizado para corrigir harmônicos de tensão da rede, ao passo que o segundo é utilizado para suprir às cargas toda a parcela não ativa de potência requerida, deixando ao encargo da rede apenas o fornecimento de potência ativa. Ainda, tem-se que os Filtros Ativos de Potência podem operar em conjunto com Filtros Passivos, sendo denominados Filtros Híbridos e, os FAPPs e FAPSs também podem operar em conjunto, para corrigir todos os problemas supracitados, a qual se designa o nome de Filtro Ativo Universal (SLESZYNSKI; CICHOWSKI; MYSIAK, 2020; KUMAR et al., 2022).

Contudo, vale ressaltar que para operar esses Filtros Ativos de Potência, é necessário calcular parcelas de corrente e potência que contemplem a influência dessas distorções no sistema. Para tal, são utilizadas Teorias de Potência Modernas, as quais precedem as aplicações de filtragem, sendo formuladas para descrever essas parcelas que, antes da introdução dos semicondutores nos dispositivos eletrônicos, não eram presentes no sistema. As teorias utilizadas são a Teoria da Potência Instantânea (TPI) (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017) e a Teoria da Potência Conservativa (TPC) (TENTI; PAREDES; MAT-TAVELLI, 2010).

## 1.1 Objetivos

Foco em avaliar a compensação de Filtros Ativos de Potência Paralelos em sistemas elétricos.

#### 1.1.1 Objetivo Geral

Implementação das Teorias de Potências Modernas TPI e TPC para geração das correntes não ativas de compensação de um FAPP embarcada em um DSP, com planta física (sistema elétrico e FAPP) simulada em tempo real no SIMULINK e com comunicação com o DSP via DSPACE. São analisados os desempenhos de ambas as teorias para operação do FAPP na melhoria da QEE da rede elétrica.

#### 1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são denotados como segue:

- Elucidar os conceitos relacionados à QEE, assim como averiguar as normas e recomendações sobre problemas relacionados aos harmônicos de corrente e tensão no sistema elétrico;
- Comparar a Teoria de Potência Clássica com Teorias de Potência Modernas e aplicálas para a compensação ativa em sistemas elétricos por meio de FAPPs;
- Implementação de um FAPP no SIMULINK em tempo real com comunicação via DSPACE para geração das correntes não ativas de compensação embarcada em DSP;
- Enviar dados de QEE para um *webserver* local e para um aplicativo de celular, para monitoramento e possível atuação remota.

## 2 Revisão Bibliográfica

### 2.1 Qualidade de Energia Elétrica

A redução da QEE do sistema elétrico prejudica seu funcionamento como um todo e afeta cargas conectadas a ele, sobretudo nas áreas próximas ao ponto de inserção de harmônicos na rede.

Dessa forma, é imperativo que a rede elétrica seja capaz de fornecer energia estável e de boa qualidade, seguindo determinados critérios e limites, os quais são evidenciados em normas nacionais e internacionais.

#### 2.1.1 Normas nacionais - ANEEL e PRODIST

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), órgão responsável por regular o setor elétrico brasileiro, estabelece algumas normas e recomendações referentes à QEE em âmbito nacional por meio dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), estabelecido pela Resolução Normativa ANEEL nº 956/2021 (Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2021).

A seção 8.1 do módulo 8 da normativa trata sobre Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica e, estabelece o FP apenas em função da potência ativa e da potência reativa, sem levar em consideração o efeito da distorção. O FP é calculado conforme equação (2.1).

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \tag{2.1}$$

onde:

P: Potência ativa;

Q: Potência reativa.

Além disso, para unidades consumidoras do Grupo A, que são atendidas com alimentação acima de 2,3 kV, determina que o FP no ponto de conexão da rede esteja na faixa entre 0,92 e 1,00 indutivo ou capacitivo

Vale ressaltar que, apesar do FP não contemplar a distorção harmônica na norma, são estabelecidos limites para a distorção harmônica total de tensão permitida nos sistemas de distribuição. O cálculo para a Distorção Harmônica Total de Tensão  $(DHT_v)$  é dado pela equação (2.2).

$$DHT_v\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_f} \times 100$$
 (2.2)

onde:

h: Ordem harmônica;

 $h_{max}$ : Ordem harmônica máxima, conforme classe do equipamento de medição utilizado;

 $V_h$ : Tensão harmônica de ordem h;

 $V_f$ : Tensão fundamental.

Os limites da  $DHT_v\%$  são classificados de acordo com o nível de tensão nominal de alimentação no sistema. Para tensões abaixo de 2,3 kV, é permitido 10,0%. Para sistemas entre 2,3 kV e 69 kV é permitido 8,0%. Já para os sistemas entre 69 kV e 230 kV é permitido 5%.

Entretanto, um ponto de destaque é a não menção aos harmônicos de corrente, em contraste com normas internacionais.

#### 2.1.2 Normas Internacionais - IEEE e IEC

As normas IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 e IEEE Std. 519-2014 (IEEE..., 2009; International Electrotechnical Commission, 2018; International Electrotechnical Commission, 1998) estabelecem limites e recomendações para a distorção harmônica de corrente em sistemas elétricos.

#### 2.1.2.1 IEC 61000-3-2

A norma IEC 61000-3-2 refere-se às limitações dos harmônicos de corrente injetados na rede pública de alimentação. Essa norma se aplica para sistemas de baixa tensão, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V, com frequência de 50 ou 60 Hz, em que equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham corrente de entrada de até 16 A por fase estejam conectados. Os equipamentos são classificados em quatro divisões, sendo elas:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e demais equipamentos não contemplados nas demais classes;
- Classe B: Ferramentas portáteis e equipamentos de solda não profissional;
- Classe C: Dispositivos de iluminação;

• Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, com potência ativa de entrada maior que 75 W e menor que 600 W.

Na Tabela 1 apresenta-se os limites máximos de correntes harmônicas ímpares e pares até a ordem 40, dadas as classes de equipamentos da norma IEC 61000-3-2.

Harmônicos ímpares							
Harmônicos [n]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% da fundamental]	Classe D mA/W			
$\begin{array}{c} 3\\5\\7\\9\\11\\13\\15 \leqslant n \leqslant 39\end{array}$	$2,3 \\ 1,14 \\ 0,77 \\ 0,40 \\ 0,33 \\ 0,21 \\ 2,25/n$	$\begin{array}{r} 3,45\\ 1,71\\ 1,155\\ 0,60\\ 0,495\\ 0,315\\ 3,375/n\end{array}$	$30 \times \lambda^*$ 10 7 5 3 3 3 3 3	$\begin{array}{r} 3,4\\ 1,9\\ 1,0\\ 0,5\\ 0,35\\ 0,296\\ 3,85/n\end{array}$			
Harmônicos pares							
$\begin{array}{c} 2\\ 4\\ 6\\ 8 \leqslant n \leqslant 40 \end{array}$	$1,08 \\ 0,43 \\ 0,30 \\ 1,84/n$	1,62 0,645 0,45 2,76/n	2 - - -	- - - -			

Tabela 1 – Limites para harmônicos de corrente segundo IEC 61000-3-2.

 $^*$   $\lambda$  é o FP.

#### 2.1.2.2 IEEE Std. 519-2014

Esta recomendação descreve práticas recomendadas e requerimentos para controle de harmônicos em sistemas elétricos de potência. A norma trata tanto da  $(DHT_v)$  quanto da Distorção Total de Demanda  $(DTD_i)$ .

Para a  $DHT_v$ , o mesmo equaciomento apresentado em (2.2) é utilizado. Na Tabela 2 são apresentados os limites de distorção de tensão para harmônicos individuais e total de acordo com a classe de tensão.

Tensão	Harmônico individual	$DHT_v$
[V]	[%]	[%]
$V \leq 1,0 \ kV$	5,0	8,0
$1 \ kV \leqslant V \leqslant 69 \ kV$	$3,\!0$	$^{5,0}$
$69 \ kV \leqslant V \leqslant 161 \ kV$	1,5	$^{2,5}$
161 $kV < V$	$1,\!0$	1,5

Tabela 2 – Limites para  $DHT_v$  segundo IEEE Std. 519-2014.

Como se observa, em comparação com a norma brasileira estabelecida pelo PRO-DIST, os níveis de distorção recomendados são menores e, também são estabelecidos valores para harmônicos individuais.

Para a corrente, a  $DTD_i$  também é calculada conforme equação (2.2), entretanto, os limites de distorção de corrente consideram a influência que a distorção de corrente pode ter no sistema, em função da corrente demandada pela carga e da corrente de curto circuito do ponto analisado. Essa análise torna a qualificação de distorção de corrente realizada pela recomendação mais significativa, pois o impacto dos harmônicos sobre o sistema elétrico é considerado para determinação dos limites.

Os limites também são estabelecidos para diferentes classes de tensão, sendo elas divididas entre 120 V até 69 kV, 69 kV até 161 kV e acima de 161 kV. Na Tabela 3 são apresentados os valores de distorção recomendados para cada um dos casos contemplados.

Ordem individual dos harmônicos (ímpares) <sup>a,b</sup>							
	$120 \ V \leqslant V_s \leqslant 69 \ kV$						
$I_{CC}/I_L$	$3 \leqslant h < 11$	$11 \leqslant h < 17$	$17 \leqslant h < 23$	$23 \leqslant h < 35$	$35 \leqslant h \leqslant 50$	$DTD_i$	
$< 20^{c}$	4,0	2,0	1, 5	0, 6	0,3	5,0	
20 - 50	7,0	3, 5	2, 5	1,0	0, 5	8,0	
50 - 100	10, 0	4, 5	4, 0	1, 5	0,7	12, 0	
100 - 1000	12, 0	5, 5	5,0	2, 0	1,0	15, 0	
> 1000	15, 0	7,0	6,0	2, 5	1,4	20, 0	
		$69 \ kV$	$V < V_s \leqslant 161 \ k$	V			
$I_{CC}/I_L$	$3 \leqslant h < 11$	$11 \leqslant h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leqslant h \leqslant 50$	$DTD_i$	
$< 20^{c}$	2,0	1, 0	0,75	0,3	0, 15	2, 5	
20 - 50	3, 5	1,75	1,25	0, 5	0, 25	4, 0	
50 - 100	5,0	2,25	2, 0	0,75	0,35	6,0	
100 - 1000	6,0	2,75	2, 5	1,0	0, 5	7, 5	
> 1000	7,5	3, 5	3,0	1,25	0,7	10, 0	
$V_s > 161 \ kV$							
$I_{CC}/I_L$	$3 \leqslant h < 11$	$11 \leqslant h < 17$	$17 \leqslant h < 23$	$23 \leqslant h < 35$	$35 \leqslant h \leqslant 50$	$DTD_i$	
$< 25^{\rm c}$	1,0	0, 5	0, 38	0, 15	0, 1	1, 5	
25 - 50	2,0	1, 0	0,75	0,3	0, 15	2, 5	
$\geq 50$	3,0	1, 5	1, 15	0, 45	0, 22	3,75	

Tabela 3 – Máxima Distorção dos Harmônicos de Corrente em razão de  ${\cal I}_L$ 

<sup>a</sup> Harmônicos pares são limitadas em 25% dos limites apresentados para os hamônicos impares.

 $^{b}$ Distorções de corrente que resultem em um offset CC não são permitidas.

<sup>c</sup> Todos os equipamentos de geração são limitados a esses valores de distorção, independente da razão entre  $I_{CC}$  e  $I_L$ .

 $I_{CC}$ : Máxima corrente de curto circuito no ponto de conexão.

 $I_L$ : Máxima corrente de carga demandada (componente fundamental de frequência) no ponto de conexão sobre condições normais de operação da carga.

O que se observa é, que segundo a recomendação, quanto maior a razão entre  $I_{CC}$ e  $I_L$ , maior o  $DTD_i$  permitido, visto que o reflexo da distorção de corrente na tensão do ponto de conexão ocorrerá em menor intensidade. Ainda, tem-se diminuição considerável das distorções de corrente aceitáveis com a elevação da classe de tensão.

## 2.2 Alternativas para melhora da Qualidade de Energia

Para atender às normas e corrigir os problemas que a baixa QEE ocasiona na rede elétrica e nos equipamentos conectados a ela, existem algumas técnicas e equipamentos que podem ser empregados. Dentre as técnicas, é possível associar conversores estáticos de potência e utilizar esquemas adequados de ligação de transformadores. Os equipamentos que auxiliam na melhora da QEE são Filtros Passivos, Filtros Ativos e a junção de ambos.

#### 2.2.1 Técnicas para melhora da QEE

Conversores estáticos de potência são amplamente utilizados e é possível associá-los para diminuir os harmônicos. Por exemplo, retificadores trifásicos de seis pulsos introduzem harmônicos de corrente de ordem k no sistema seguindo o tipo  $6k \pm 1$  (5,7, 11, 13, ...). Ao associar dois conversores desse tipo em paralelo, a retificação passa a ser de 12 pulsos, seguindo o tipo  $12k \pm 1$  (11, 13, 23, 25, ...) e assim por diante. Dessa forma, os harmônicos de baixa frequência não aparecem no sistema (MUMTAZ et al., 2023).

Outra técnica que pode ser utilizada é a configuração de ligação de transformadores em Delta-Estrela aterrada. A configuração Delta no primário cria um caminho fechado para a circulação de harmônicos de sequência zero (como os harmônicos de 3<sup>a</sup> ordem e seus múltiplos). Além disso, os harmônicos do secundário percorrem o fio do neutro presente na configuração Estrela aterrada, fazendo com que o primário não seja afetado por hamônicos de corrente decorrentes do secundário. Ainda que isso possa causar necessidade de sobredimensionamento do fio do neutro, em casos que não é desejável que o primário seja afetado pelo que ocorre no secundário, no que tange os harmônicos, essa configuração pode ser utilizada (Eaton Corporation, 2021).

#### 2.2.2 Máquinas síncronas

Máquinas síncronas podem atuar como compensadores de reativos. Quando em estado de sub-excitação do rotor, operam absorvendo potência reativa, de modo a emularem uma indutância. Já com o rotor sobre-excitado, operam injetando potência reativa, emulando, assim, uma capacitância (DIRIK; GEZEGIN; DIRIK, 2023).

Apresentam a vantagem de poderem ser ajustadas dinamicamente para responder às necessidades de compensação do sistema. Além disso, concomitantemente, auxiliam na regulação de tensão do sistema.

Essas duas características em conjunto tornam-nas excelentes alternativas para aplicação em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica.

#### 2.2.3 Filtros Passivos

Os Filtros Passivos são constituídos da associação entre capacitâncias, indutâncias e resistências (C, L e R, respectivamente), com objetivo de reduzir harmonicos específicos, permitindo a passagem de certas faixas de frequência e bloqueando ou atenuando outras (BAJAJ et al., 2021; ISHAYA et al., 2023).

A solução mais usual é a conexão desses filtros em paralelo com a rede, visto que oferecem um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas de interesse, evitando que permeiem outros pontos do sistema. Dessa forma, a distorção na tensão também é reduzida, pois as corrente harmônicas que fluiria pelos condutores do sistema são mitigadas.

Contudo, Filtros Passivos apresentam várias limitações na mitigação e bloqueio de harmônicos, como segue (NASSIF; XU; FREITAS, 2009; ADAK, 2021; ??):

- Problemas de ressonância: ressonância em outras faixas harmônicas podem amplificar a distorção ao invés de mitigá-la, além de aumentar significativamente a corrente e os esforços de tensão, podendo danificar o próprio filtro e equipamentos próximos;
- Os elementos passivos tem impedância fixa, ajustados para harmônicos específicos, não sendo capazes de lidar com a constante dinâmica de cargas do sistema. A utilização de múltiplos filtros torna o sistema extremamente complexo e custoso;
- Filtros Passivos não são capazes de suprimir distorção advinda de inter-harmônicos, que causam *flicker*, afetando a operação de sistemas de iluminação e equipamentos eletrônicos, além de oscilações de baixa frequência em sistemas mecânicos e maiores perdas;

Vale ressaltar que bancos capacitivos e indutivos também são amplamente utilizados para a compensação de reativos, inclusive na configuração de bancos variáveis, mas que também são afetados pelos harmônicos.

Nesse sentido, faz-se mister a utilização de técnicas e equipamentos mais avançados e eficientes para a adequação da QEE da rede elétrica.

#### 2.2.4 Filtro Ativo de Potência Paralelo

Os FAPPs são inversores fontes de tensão inseridos em paralelo no sistema e utilizados tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos para a compensação ativa de sistemas elétricos. Os FAPPs trifásicos geralmente são inversores de quatros braços, para compensação das três fases e do neutro. Uma vez que a presença do neutro garante balanceamento de tensão para cargas assimétricas, em detrimento de passagem de corrente pelo neutro, prejudicando as formas de corrente das fases do sistema, ele também deve ser compensado (DAS et al., 2021; GALI; GUPTA; GUPTA, 2017).

Sua operação se dá pela injeção de correntes não ativas no sistema para atender as cargas, retirando da rede a função de supri-las. Com isso, a rede injeta, idealmente, apenas correntes senoidais e balanceadas para atender a parcela ativa das cargas e para carregar o barramento CC do inversor. Para tornar a compensação possível, são utilizadas teorias de potência que realizam o cálculo das correntes que devem ser injetadas pelo conversor.

#### 2.2.4.1 Topologia do conversor

Os FAPPs se portam como fontes de corrente, pois nas saídas dos braços do inversor são inseridas indutâncias de filtro  $L_f$ , que são utilizadas para garantir que a injeção de corrente no sistema siga as referências calculadas pelas teorias de potência. Como o inversor será responsável por fornecer potências não ativas para atender as cargas, apenas o barramento CC de capacitâncias é suficiente para fornecer a energia para o funcionamento do FAPP. Sendo que, por conta das perdas do sistema, uma pequena corrente deverá fluir da fonte para o barramento CC para carregá-lo e garantir um nível de tensão aceitável de operação. Um circuito genérico do FAPP trifásico com 4 braços é apresentado na Figura 1.

As correntes que suprem as cargas,  $I_{La}$ ,  $I_{Lb}$  e  $I_{Lc}$ , e a tensão nas cargas são utilizadas pelas teorias de potência para o cálculo das correntes não ativas, que por sua vez são fornecidas pelo FAPP às cargas. Já as correntes dos indutores de filtro,  $I_{Lfa}$ ,  $I_{Lfb}$ ,  $I_{Lfc}$  e  $I_{Lfn}$  são utilizadas no controle do conversor, subtraídas das correntes de referência calculadas pelas teorias para gerar o sinal de erro para os controladores de corrente.

#### 2.2.4.2 Modelagem dos componentes passivos do FAPP

Para o cálculo da indutância, a equação fundamental da tensão no indutor,  $V_L$ , é utilizada, conforme equação (2.3).

$$V_L = L_f \frac{dI_{Lf}}{dt} \tag{2.3}$$

Ainda, tem-se que durante o período de chaveamento, a tensão CC observada pela indutância é a tensão do barramento CC,  $V_{CC}$ , e que a corrente do indutor excursiona



Figura 1 – Filtro Ativo de Potência Paralelo

entre o seu valor mínimo e máximo na metade de um ciclo de chaveamento (T/2). Dessa forma, assumindo um *ripple* de corrente simétrico, a mudança de corrente no indutor é dada pela equação (2.4).

$$\Delta I_L = \frac{V_{CC}(T/2)}{L_f} \tag{2.4}$$

Rearranjando a equação (2.4) e substituindo o período pela frequência de chaveamento, obtém-se a o cálculo da indutância, conforme equação (2.5).

$$L = \frac{V_{CC}}{2 \times \Delta I_L \times fs} \tag{2.5}$$

Entretanto, alguns fatores práticos que fogem das características assumidas anteriormente na modelagem normalmente afetam o indutor. Alguns desses fatores são a não linearidade do chaveamento e dos interruptores de potência, variações no *ripple*, fazendo com que não seja simétrico e o próprio impacto de harmônicos. Por conta disso, a equação (2.5) passa por um fator de correção, conforma equação (2.6).

$$L = \frac{V_{CC}}{4 \times \Delta I_L \times fs} \tag{2.6}$$

Já a capacitância é calculada assumindo que  $C_f$  deve ser capaz de alimentar o inversor para que este supra as correntes não ativas necessárias para o funcionamento das cargas. Seu cálculo é derivado a partir da equação (2.7), utilizando a relação entre



Figura 2 – Modelo do Filtro Ativo de Potência Paralelo

potência reativa, tensão e reatância.

$$\Delta Q = P_{perdas} = \frac{\Delta V_{CC}^2}{X_{Cf}} = \frac{\Delta V_{CC}^2}{1/(\omega \times C_f)}$$
(2.7)

onde:

 $\Delta Q$ : Mudança na potência reativa;

 $P_{perdas}$ : Perdas no fornecimento de energia do capacitor para o inversor;

 $\Delta V_{CC}$ : Mudança na tensão da capacitância;

 $X_{Cf}$ : Reatância capacitiva;

 $\omega$ : Frequência angular do carregamento da capacitância.

Reorganizando a equação (2.7), é possível calcular  $C_f$ , conforme equação (2.8).

$$C_f = \frac{P_{perdas}}{\omega \times \Delta V_{CC}^2} \tag{2.8}$$

#### 2.2.4.3 Modelagem do conversor

Considerando o caso monofásico, em que apenas os braços que contêm os pontos A e B na Figura 1, são utilizados em um conversor *Full-Bridge*, tem-se que para a *Pulse Width Modulation* (PWM) a três níveis, a tensão entre os pontos A e B,  $v_{AB}$  varia entre  $+V_{CC}$ , 0 e  $-V_{CC}$ . Assim, o valor médio de  $v_{AB}$  pode ser descrito conforme equação (2.9), com d(t) sendo a razão cíclica do conversor.

$$\overline{v}_{AB} = d(t) \times V_{CC} \tag{2.9}$$

Dessa forma, o circuito do FAPP pode ser interpretado conforme a Figura 2 e pela Lei das Tensões de Kirchhoff, deduz-se a expressão (2.10).

$$d(t) \times V_{CC} = L_f \frac{di_c(t)}{dt} + v_s(t)$$
(2.10)

Como a frequência de chaveamento do FAPP é de uma ordem muito maior do que a frequência da rede, considera-se  $v_s(t)$  constante em um período de comutação do

conversor. Assim, é apresentada como uma grandeza CC, segundo equação (2.11).

$$v_s(t) = V_s \tag{2.11}$$

Para obter a modelagem do sistema, é realizada a técnica de obtenção do modelo por pequenos sinais. A qual consiste em separar os sinais do sistema em valores CC acrescidos de pequenas oscilações. Isso é feito pois para pequenas perturbações nas variáveis do sistema, é possível considerar a dinâmica do conversor como linear, tornando possível sua modelagem. Dessa forma,  $d(t) \in i_c(t)$  são apresentados, respectivamente, conforme as equações (2.12) e (2.13). Sendo que as variáveis maiúsculas são referentes às componentes CC e as variáveis minúsculas com acento circunflexo referem-se às componentes oscilantes.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \tag{2.12}$$

$$i_c(t) = I_C + \hat{\imath}_c(t)$$
 (2.13)

Substituindo (2.11), (2.12) e (2.13) na equação (2.10), tem-se a equação (2.14).

$$D \times V_{CC} + \hat{d}(t) \times V_{CC} = L_f \frac{dI_c}{dt} + L_f \frac{d\hat{i}_c(t)}{dt} + V_s$$
(2.14)

Com as componentes CC e oscilantes completamente desacopladas, pode-se desprezar as primeiras, visto que importam apenas para a análise da resposta em regime permanente do sistema. Já pelas componentes oscilantes, o modelo CA é obtido, assim como na equação (2.15).

$$\hat{d}(t) \times V_{CC} = L_f \frac{d\hat{\imath}_c(t)}{dt}$$
(2.15)

Por fim, aplica-se a Transformada de Laplace na equação (2.15) para obtenção da função de transferência  $G_{id}(s)$  do FAPP, conforme equação (2.16).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{CC}}{L_f \times s}$$
(2.16)

Para a modelagem da malha de tensão algumas premissas devem ser consideradas:

- O inversor trifásico controla a corrente que será injetada na rede, e sua operação é baseada no barramento CC;
- O barramento CC armazena a energia que será injetada na rede pelo FAPP e, dessa forma, sua tensão precisa ser controlada para garantir que o sistema funcione adequadamente;
- A tensão da rede é idealizada sem distorção harmônica, além do FAPP atuando para supressão das correntes harmônicas no sistema.

Com essas considerações, pode-se assumir que potência média no lado CC do inversor é igual à potência média no lado CA, descontando as perdas. Essa equivalência é demonstrada na equação (2.17).

$$P_{CC} = P_{CA} \tag{2.17}$$

Além disso, para um sistema trifásico, a potência instantânea  $(p_{CA})$  pode ser calculada conforme equação (2.18).

$$p_{CA} = 3v_g \times i_g \tag{2.18}$$

Onde:

 $v_g$ : Tensão instantânea da rede;

 $i_q$ : Corrente instantânea da rede.

Para relacionar as duas potências, é possível expressar  $p_{CA}$  em termos de suas componentes no refencial síncrono (dq). Para tanto, deve-se aplicar uma Transformada dos eixos *abc* para dq, conforme equação (2.19).

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$
(2.19)

Assim,  $p_{CA}$  é expresso conforme equação (2.20)

$$p_{CA} = 3\frac{v_d}{\sqrt{2}} \times \frac{i_d}{\sqrt{2}} = \frac{3v_d \times i_d}{2}$$
(2.20)

Onde:

 $v_d$ : Componente de eixo direto da tensão;

 $i_d$ : Componente de eixo direto da corrente.

Como o sistema é considerado livre de distorções de tensão e corrente, além do FP atingido ser unitário caso o FAPP esteja em operação, tem-se que  $v_g$  e  $i_g$  são senoidais e estão em fase. Nesse sentido, é possível assumir que  $p_{CA}$  equivale a  $p_{CC}$  que, por sua vez, é expressa na equação (2.21).

$$p_{CC} = \frac{3v_d \times i_d}{2} = v_{CC} \times i_{CC} \tag{2.21}$$

Onde:

 $v_{CC}$ : Tensão instantânea no barramento CC;

 $i_{CC}$ : Corrente instantânea do barramento CC.

A corrente do barramento CC pode ser ajustada de acordo com a equação fundamental da tensão na capacitância, conforme equação (2.22).

$$i_{CC} = C_f \frac{dv_{CC}}{dt} \tag{2.22}$$

Ou ainda, ajustando os termos da equação (2.21), assim como na equação (2.23).

$$i_{CC} = \frac{3v_d \times i_d}{2v_{CC}} \tag{2.23}$$

Igualando as equações (2.22) e (2.23), a equação (2.24) é obtida, denotando a dinâmica da tensão do barramento CC em termos das grandezas CA referenciadas aos eixos dq.

$$\frac{dv_{CC}}{dt} = \frac{3}{2C_f} \times \frac{v_d \times i_d}{v_{CC}} \tag{2.24}$$

Novamente, adota-se a modelagem por pequenos sinais para reescrever a equação (2.24) considerando que as grandezas instantâneas são compostas por valores CC e perturbações. A equação (2.25) denota a expressão do sistema após a aplicação das perturbações.

$$\left[V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t)\right] \left[\frac{dV_{CC}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{CC}(t)}{dt}\right] = \frac{3}{2C_f} \left[v_d(I_d + \hat{\imath}_d(t))\right]$$
(2.25)

Manipulando a equação (2.25), obtém-se a equação (2.26).

$$\frac{V_{CC}dV_{CC}}{dt} + \frac{V_{CC}d\hat{v}_{CC}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{CC}(t)dV_{CC}}{dt} + \frac{\hat{v}_{CC}(t)d\hat{v}_{CC}(t)}{dt} = \frac{3}{2C_f} \left[ v_d \times I_d + v_d \times \hat{\imath}_d(t) \right]$$
(2.26)

O primeiro e o quarto termo do primeiro membro da equação (2.26) são desprezados na análise CA. O primeiro por ser composto apenas por valores CC e o quarto por ser o produto entre duas pequenas perturbações, o que faz com que sua contribuição na dinâmica do sistema seja ínfima. Ainda, o terceirto termo é composto pela derivada de um valor constante, sendo anulado. Já no segundo membro da equação, a parcela CC também é retirada da análise. Assim, a equação (2.27) é obtida.

$$\frac{V_{CC}d\hat{v}_{CC}(t)}{dt} = \frac{3}{2C_f}v_d \times \hat{\imath}_d(t)$$
(2.27)

Com as componentes CC e CA desacopladas pode-se aplicar a Transformada de Laplace, para obter a função de transferência que relaciona a corrente  $i_d$  que a rede deverá fornecer ao FAPP para carregar o barramento CC, mantendo o nível de tensão  $v_{CC}$  constante. A função de transferência para a malha de tensão é dada na equação (2.28).

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{CC}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{3v_d}{2C_f \times V_{CC} \times s}$$
(2.28)

Por fim, como a corrente e a tensão na rede foram consideradas senoidais e em fase quando o FAPP estiver operando,  $v_d$  pode ser substituído pela tensão de linha eficaz da rede,  $V_{LRMS}$ , resultando na equação (2.29).

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{CC}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{3V_{LRMS}}{2C_f \times V_{CC} \times s}$$
(2.29)



Com  $G_{vi}$  é possível controlar a tensão no barramento CC para garantir que a alimentação do FAPP mantenha-se em nível adequado para não afetar a modulação no inversor. Outrossim, com  $G_{id}$ , que relaciona a corrente do FAPP com o *duty cycle* aplicado em seus interruptores, é possível injetar a corrente desejada para atender a parcela não ativa de potência das cargas. Assim, para que o sistema funcione adequadamente, é necessário ter as correntes de referência, calculadas com o auxílio das Teorias Modernas de Potência, e sintonizar controladores que garantam que as referências de corrente sejam rastreadas e que a tensão no barramento CC se mantenha no nível desejado.

#### 2.2.5 Filtros Ativos de Potência Série, Híbridos e Universais

Os FAPSs são utilizados para compensar distorções harmônicas, desequilíbrios e interferências na tensão da rede, visando que a tensão que atende a carga seja o mais próxima possível de uma senoide (LAI et al., 2022).

São inversores que são alocados em série com a rede e a carga por intermédio de transformadores na linha de alimentação, conforme Figura 3.

Entretanto, esses filtros apresentam alguns desafios, não sendo comumente utilizados. Dentre os desafios, alguns se destacam:

• Por conta de sua natureza em série com o sistema, alguns componentes devem suportar toda a corrente da carga, aumentando os custos e as perdas;

• Como estão em série no sistema, qualquer falha no FAPS leva à interrupção do fornecimento de energia à carga, impactando a confiabilidade do sistema.

Não obstante, os diversos filtros podem operar em conjunto entre si, com objetivo de melhorar certos aspectos em suas aplicações. Os FAPPs podem ser utilizados junto de Filtros Passivos, sendo denominados Filtros Híbridos. E os FAPPs também podem operar em conjunto com FAPSs, conhecidos como Filtros Universais.

Os Filtros Híbridos consistem na utilização dos Filtros Passivos para compensação de reativos e dos FAPPs para compensação de harmônicos. Dessa forma, os esforços entre os filtros são reduzidos e FAPPs de menor potência podem ser utilizados, ao passo que os Filtros Passivos não serão afetados por distorções harmônicas. Sua configuração é a mesma da Figura 1 com a adição de um Filtro Passivo em paralelo com a rede, entre o FAPP e a carga (LI et al., 2022).

Já os Filtros Universais visam mesclar as correções de QEE da rede provenientes dos FAPPs e dos FAPSs. Também são conhecidos como Condicionadores Unificados de Qualidade de Energia (do inglês, *Unified Power Quality Conditioner -* UPQC). Normalmente utilizam o barramento CC em comum, aumentando a complexidade do sistema, mas reduzindo custos e volume. Sua configuração é a junção das configurações do FAPP e do FAPS das Figuras 1 e 3, sendo alimentados pelo mesmo barramento CC (SANJENBAM; SINGH; SHAH, 2022).

### 2.3 Teorias de Potência Modernas

As Teorias de Potência Modernas surgiram como alternativas para explicar o comportamento das potências no sistema elétrico quando na presença de cargas assimétricas e não lineares. Visto que a teoria tradicional não contempla o funcionamento do sistema de maneira completa sob condições não senoidais (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017; DING; MAO; CHANG, 2021; DEPENBROCK, 1993).

#### 2.3.1 A teoria convencional

Na teoria convencional, fasores são comumente utilizados para o cálculo das potências. Os fasores são representações das grandezas vetoriais em função da magnitude e do ângulo do vetor em questão, conforme equação (2.30). Ainda, podem ser separados em uma parcela real e uma imaginária, denotadas nas equações (2.31) e (2.32) (BOYLES-TAD; INTRODUÇÃO, 2012; NAHVI; EDMINISTER, 2014).

$$V = V \angle \theta_V = V_{\Re} + j V_{\Im} \tag{2.30}$$

onde:

 $\dot{V}$ : Fasor da tensão;

V: Magnitude do vetor de tensão;

 $\theta_V$ : Ângulo do vetor de tensão;

 $V_{\Re}$ : Parte real do vetor de tensão;

3: Parte imaginária do vetor de tensão.

$$V_{\Re} = V \cos(\theta_V) \tag{2.31}$$

$$V_{\Im} = V sen(\theta_V) \tag{2.32}$$

As mesmas relações apresentadas valem para a representação da corrente em termos de fasores. Assim, considerando tensões e correntes sob condições senoidais, o conceito de impedância, Z, é estabelecido, conforme equação (2.33).

$$Z = \frac{V}{\dot{I}} = \frac{V \angle \theta_V}{I \angle \theta_I} = \frac{V}{I} \angle \theta_V - \theta_I = Z \angle \theta_Z$$
(2.33)

Sendo que ângulos positivos da impedância correspondem a cargas indutivas e ângulos negativos a cargas capacitivas. Nesse sentido, observa-se que para obtenção das informações de potência ativa e potência reativa do sistema é necessário carregar a informação do ângulo da impedância. Para isso, convencionou-se a potência reativa positiva como correspondente a cargas indutivas, tornando necessária a utilização do conjugado do fasor de corrente para o cálculo da potência complexa, visto que seu ângulo é o contrário da impedância. Essa relação é apresentada na equação (2.34).

$$S_{PQ} = \dot{V}\dot{I}^* = (V \angle \theta_V)(I \angle - \theta_I) = \underbrace{VIcos(\underbrace{\theta_V - \theta_I}}_{\phi}) + j\underbrace{VIsen(\underbrace{\theta_V - \theta_I}}_{\phi})$$
(2.34)

A magnitude de  $S_{PQ}$  é dada pela equação (2.35).

$$|S_{PQ}| = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.35}$$

Além disso, tem-se o cálculo da potência aparente, S, que determina a máxima potência ativa atingível em um sistema com FP unitário. Essa potência é calculada utilizando os valores eficazes de tensão e corrente, conforme equação (2.36).

$$S = V \times I \tag{2.36}$$

Assim, o FP tradicionalmente pode ser calculado conforme (2.1). Para essas relações de potência, o triângulo de potência é definido, como demonstra a Figura 4.



Figura 4 – Triângulo de potências

Dessa relação geométrica, segundo a teoria de potência convencional, o FP também por ser calculado conforme equação (2.37).

$$FP = \cos\phi \tag{2.37}$$

Entretanto, ao observar a equação (2.34), denota-se a incapacidade dessas definições em contemplar parcelas harmônicas na corrente e na tensão no cálculo das potências.

Ainda, observa-se a não equivalência entre sistemas monofásicos e polifásicos, visto que esses podem ser desequilibrados, tornando diferente as definições de potência quando comparados aos sistemas monofásicos.

#### 2.3.2 Primeiras alternativas para cálculo de potência

Para lidar com a questão da assimetria em sistemas polifásicos, Buchholz introduziu o conceito de valores coletivos instantâneos e eficazes das grandezas elétricas, posteriormente utilizados em outras teorias e também úteis para o cálculo do Fator de Potência Coletivo,  $FP_{\Sigma}$  em sistemas polifásicos (STAUDT, 2008).

Para o cálculo do  $FP_{\Sigma}$  do sistema são necessárias a potência ativa coletiva,  $P_{\Sigma}$ , e a potência aparente coletiva,  $S_{\Sigma}$ , do sistema.

A equação (2.38) apresenta o cálculo de  $P_{\Sigma}$ . Já para o cálculo de  $S_{\Sigma}$ , os valores eficazes coletivos de tensão,  $V_{\Sigma}$ , e de corrente,  $I_{\Sigma}$ , são necessários e são apresentados nas equações (2.39) e (2.40).

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \sum_{n=1}^{N} v_n \times i_n dt$$
 (2.38)

$$V_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} \sum_{n=1}^{N} v_n^2 dt}$$
(2.39)

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} \sum_{n=1}^{N} i_{n}^{2} dt}$$
(2.40)



Figura 5 – Tetraedro de potências

Com isso, é possível calcular  $S_{\Sigma}$ , conforme equação (2.41).

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma} \times I_{\Sigma} \tag{2.41}$$

Finalmente,  $FP_{\Sigma}$  pode ser calculado conforme equação (2.42).

$$FP_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma}}{S_{\Sigma}} \tag{2.42}$$

Já para a questão da distorção, Budeanu introduziu o que denominou de potência de distorção, que contemplaria toda parcela pertencente a S sem correspondência em P e Q. Sua formulação é dada na equação (2.43) (SOŁJAN; ZAJKOWSKI; BORUSIEWICZ, 2023).

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) \tag{2.43}$$

Dessa forma, o triângulo de potências passa a ser um tetraedro, apresentado na Figura 5. Ainda, é possível estabelecer uma relação entre  $S \in S_{PQ}$ , conforme equação (2.44).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{|S_{PQ}|^2 + D^2}$$
(2.44)

Nesse sentido, o FP é ajustado considerando fatores de distorção, deixando de ser calculado conforme equações (2.1) e (2.37), e passando a ser formulado conforme (2.45).

$$FP = \cos\theta = \frac{P}{S} \tag{2.45}$$

Outrossim, podem ser definidos o Fator de Deslocamento e o Fator de Distorção, conforme equações (2.46) e (2.47), respectivamente.

$$\cos\phi = \frac{P}{|S_{PQ}|} \tag{2.46}$$

$$\cos\gamma = \frac{|S_{PQ}|}{S} \tag{2.47}$$

Vale ressaltar, que o FP em si pode ser obtido pelo produto entre esses dois fatores, obtidos pelos ângulos do tetraedro de potências.

Além de Budeanu e Buchholz, outros cientistas desenvolveram teorias ou contribuiram para o campo das teorias de potência. Dentre eles, destacam-se Fryze, realizando a primeira decomposição instantânea da corrente e Depenbrock unificando os conceitos apresentados por Fryze e Buchholz.

Contudo, por conta do enfoque na compensação ativa, duas teorias comumente utilizadas na literatura são abordadas e esmiuçadas na sua utilização em filtragem ativa. A primeira se trata da Teoria da Potência Instantânea (TPI) e a segunda a Teoria da Potência Conservativa (TPC).

#### 2.3.3 Teoria da Potência Instantânea

A TPI, proposta por Akagi (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017), baseia-se num conjunto de definições de potências instantâneas no domínio do tempo para circuitos trifásicos. Sua formulação é baseada na Transformada de Clarke, a qual referia os eixos girantes abc aos eixos  $\alpha\beta0$ , que são estacionários e ortogonais entre si. A Transformada utilizada uma matriz mudança de base para a mudança de referência do sistema, sendo que há duas matrizes possíveis para o cálculo, uma que mantem a tensão invariante e outra que mantém a potência invariante na referência  $\alpha\beta0$ . Na equação (2.48), é utilizada a que mantém potência invariante. Os mesmos cálculos são feitos para as correntes.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$
(2.48)

Como a Transformada de Clarke apenas muda o referencial a partir de uma matriz mudança de base, as propriedades físicas não são perdidas e as operações de potência realizadas nos eixos abc continuam válidos para os eixos  $\alpha\beta 0$ . Nesse sentido, as potências real, p, e imaginária, q, podem ser calculadas pelo produto entre corrente e tensão, conforme equação (2.49).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$
(2.49)

Como se observa, a potência de sequência zero depende apenas das componentes de sequência zero. Já a potência real se dá pelo produto entre as variáveis do mesmo eixo, visto que está relacionada ao completo alinhamento entre os sinais de tensão e corrente. Por fim, a potência imaginária se dá pelo produto entre as variáveis dos eixos  $\alpha \in \beta$ , pois está relacionada ao defasamento de 90° entre os sinais de tensão e corrente.

#### 2.3.3.1 Estudo de casos

Alguns cenários a depender das cargas alimentadas e do sistema elétrico podem ser avaliados para a formulação da teoria. Os dois mais importantes são com cargas desbalanceadas e o segundo com qualquer tipo de carga, inclusive com harmônicos, generelizando o problema. Nas equações (2.50-2.55) são apresentadas as mudanças das tensões dos eixos abc para  $\alpha\beta 0$  tendo em mente cargas desbalanceadas, com presença de termos de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero, para melhor compreensão das conclusões da teoria. Os sobrescritos com + indicam termos de sequência positiva, ao passo que - e 0 indicam de sequência negativa e zero, respectivamente.

$$v_a = \sqrt{2}V_+ \sin(\omega t + \phi_{v+}) + \sqrt{2}V_- \sin(\omega t + \phi_{v-}) + \sqrt{2}V_0 \sin(\omega t + \phi_{v0})$$
(2.50)

$$v_b = \sqrt{2}V_+ \sin(\omega t - 2\pi/3 + \phi_{v+}) + \sqrt{2}V_- \sin(\omega t + 2\pi/3 + \phi_{v-}) + \sqrt{2}V_0 \sin(\omega t + \phi_{v0}) \quad (2.51)$$

$$v_c = \sqrt{2V_+}\sin(\omega t + 2\pi/3 + \phi_{v+}) + \sqrt{2V_-}\sin(\omega t - 2\pi/3 + \phi_{v-}) + \sqrt{2V_0}\sin(\omega t + \phi_{v0}) \quad (2.52)$$

$$v_{\alpha} = \sqrt{3}V_{+}sin(\omega t + \phi_{v+}) + \sqrt{3}V_{-}sin(\omega t + \phi_{v-})$$
(2.53)

$$v_{\beta} = -\sqrt{3}V_{+}\cos(\omega t + \phi_{v+}) + \sqrt{3}V_{-}\cos(\omega t + \phi_{v-})$$
(2.54)

 $v_0 = \sqrt{6}V_0 \sin(\omega t + \phi_{v0}) \tag{2.55}$ 

Considerando que o mesmo procedimento é feito para as correntes, ao aplicar os termos das equações (2.50-2.55) na equação (2.49), são obtidas seis parcelas de potência, conforme equações (2.56-2.61).

$$\overline{p} = 3V_{+}I_{+}\cos(\phi_{v+} - \phi_{i+}) + 3V_{-}I_{-}\cos(\phi_{v-} - \phi_{i-})$$
(2.56)

$$\overline{q} = 3V_{+}I_{+}sin(\phi_{v+} - \phi_{i+}) - 3V_{-}I_{-}sin(\phi_{v-} - \phi_{i-})$$
(2.57)

$$\tilde{p} = -3V_{+}I_{-}\cos(2\omega t + \phi_{v+} + \phi_{i-}) - 3V_{-}I_{+}\cos(2\omega t + \phi_{v-} + \phi_{i+})$$
(2.58)

$$\tilde{q} = -3V_{+}I_{-}sin(2\omega t + \phi_{v+} + \phi_{i-}) + 3V_{-}I_{+}sin(2\omega t + \phi_{v-} + \phi_{i+})$$
(2.59)

$$\overline{p}_0 = 3V_0 I_0 \cos(\phi_{v0} - \phi_{i0}) \tag{2.60}$$

$$\tilde{p}_0 = -3V_0 I_0 \cos(2\omega t + \phi_{v0} + \phi_{i0}) \tag{2.61}$$

onde:

 $\overline{p}:$  potência real média;

- $\overline{q}$ : potência imaginária média;
- $\overline{p}_0$ : potência de sequência zero média;
- $\tilde{p}$ : potência real oscilante;
- $\tilde{q}$ : potência imaginária oscilante;
- $\tilde{p}_0$ : potência de sequência zero oscilante.

Como se observa, com o desequilíbrio das fases no sistema, surgem termos oscilantes para as potências real e imaginária, acrescidos de uma parcela média, justamente pela interação entre as sequências positiva e negativa. A potência de sequência zero também apresenta parcela média e oscilante, mas apresenta a peculiaridade de precisar ser compensada por completo, como demonstrado mais a frente. Para o caso genérico, as equações (2.53-2.55) podem ser extrapoladas, contemplando os "n" harmônicos do sistema. As formulações de tensão e corrente nos eixos  $\alpha\beta 0$ são apresentadas nas equações (2.62-2.67).

$$v_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} V_{+n} sin(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{3} V_{-n} sin(\omega_n t + \phi_{-n})$$
(2.62)

$$v_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}V_{+n}\cos(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{3}V_{-n}\cos(\omega_n t + \phi_{-n})$$
(2.63)

$$v_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} V_{0n} sin(\omega_n t + \phi_{0n})$$
(2.64)

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} sin(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sqrt{3} I_{-n} sin(\omega_n t + \delta_{-n})$$
(2.65)

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}I_{+n}\cos(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sqrt{3}I_{-n}\cos(\omega_n t + \delta_{-n})$$
(2.66)

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} I_{0n} sin(\omega_n t + \delta_{0n})$$
(2.67)

Novamente, com essas expressões para as tensões e correntes, as potências podem ser calculadas, resultando nas equações (2.68-2.73).

$$\overline{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n})$$
(2.68)

$$\overline{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$
(2.69)

$$\overline{q} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \sin(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + 3V_{-n} I_{-n} \sin(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$
(2.70)

$$\tilde{p}_{0} = \sum_{\substack{m=1\\m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0m} I_{0n} cos((\omega_{m} - \omega_{n})t + \phi_{0m} - \delta_{0m}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0m} I_{0n} cos((\omega_{m} + \omega_{n})t + \phi_{0m} + \delta_{0m})$$
(2.71)

$$\tilde{p} = \sum_{\substack{m=1\\m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) + 3V_{-m} I_{-n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) + \dots$$
$$\dots + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) - 3V_{-m} I_{+n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n})$$

$$\tilde{q} = \sum_{\substack{m=1\\m\neq n}}^{\infty} \sum_{\substack{n=1\\m\neq n}}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) + 3V_{-m} I_{-n} sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) + \dots + \sum_{\substack{m=1\\m\neq n}}^{\infty} \sum_{\substack{n=1\\n=1}}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} sin((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) - 3V_{-m} I_{+n} sin((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n})$$

$$(2.73)$$

(2.72)

Para o caso genérico, tem-se que as parcelas médias das potência real e imaginária resultam da interação entre tensões e correntes de mesma ordem harmônica e de mesma sequência. Enquanto a parcela média da potência de sequência zero é dada pelo pelo produto das tensões e correntes de sequência zero de mesma ordem harmônica.

Ainda, as parcelas oscilantes das potências real e imaginária são dadas pela soma das interferências de diferentes ordens harmônicas umas nas outras considerando uma mesma sequência e de diferentes sequências para uma mesma ordem harmônica. Novamente, a potência de sequência zero oscilante se restringe ao processo originado pelos harmônicos, sendo composta apenas pelas interferências dessas umas nas outras para as componentes de sequência zero.

Dessas definições e conceitos, algumas ponderações importantes podem ser realizadas:

- 1. A tensão de sequência zero só existe em sistemas com tensões desbalanceadas da rede, ou em sistemas com cargas desbalanceadas sem fio do neutro;
- A corrente de sequência zero só existe em sistemas com cargas desbalanceadas e fio do neutro;
- 3. Como consequência das duas definições acima, a potência de sequência zero se dá apenas em sistemas com fio do neutro com cargas e tensões da rede desbalanceadas;
- Por depender apenas das componentes de sequência zero, a potência de sequência zero será composta sempre por uma parcela oscilante e uma parcela média. Nesse caso, ao compensar uma parcela, a outra necessariamente também deverá ser compensada;
- 5. As parcelas médias das potências real e de sequência zero são responsáveis por fornecer a potência que será transformada em trabalho pelo carga. Nesse caso, todas as demais parcelas são consideradas não ativas e, caso compensadas, otimizam a transferência de energia do sistema;
- 6. Pelos duas definições acima, para a filtragem completa do sistema,  $p_0$  deverá ser compensada em sua totalidade. Dessa forma, como  $\overline{p}_0$  é responsável por transferência de energia unidirecional no sistema, deve ser suprida de outra forma. Visto que não altera o FP da rede, pode ser suprida por ela, sendo processada como uma parcela de potência real média,  $\Delta \overline{p}$ , entregue ao sistema.

2.3.3.2 Compensação utilizando a Teoria da Potência Instantânea

Ainda que seja importante entender a formulação e o objetivo por trás da teoria, para a compensação ativa não é necessário realizar todos esses passos de cálculo e toda
a qualificação das potências, pois toda potência imaginária será compensada junto das potências de sequência zero (quando necessário) e real oscilante. Ressalta-se que a parcela média pode ser obtida por intermédio de um filtro e que a parcela oscilante é obtida sub-traindo p de  $\overline{p}$ . Geralmente não há necessidade de compensação da potência de sequência zero, por conta das condições necessárias para que ela exista no sistema.

Nesse sentido, é possível manipular a equação (2.49), utilizando inversas de matrizes e obter o equação (2.74), que denota as correntes de compensação dos eixos  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} i_{C_{\alpha}} \\ i_{C_{\beta}} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - \Delta \overline{p} \\ q \end{bmatrix}$$
(2.74)

Entretanto, para manter o FAPP alimentado num nível de tensão aceitável, é necessário que a rede forneça energia suficiente para recarregar a capacitância, em virtude das perdas intrínsecas do sistema que reduzem sua tensão. Para isso, uma parcela média de potência de perdas,  $-p_{cap}$ , é acrescida à equação (2.74), de modo a garantir que essa corrente supra as perdas do sistema e mantenha o nível de tensão operacional. Esse processo é evidenciado pela equação (2.75).

$$\begin{bmatrix} i_{C_{\alpha}} \\ i_{C_{\beta}} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - \Delta \overline{p} - p_{cap} \\ q \end{bmatrix}$$
(2.75)

Com as correntes de compensação para os eixos  $\alpha \in \beta$  obtidas, é possível realizar a Transformada Inversa de Clarke, referenciando-as essas correntes aos eixos *abc*, conforme equação (2.76). Vale ressaltar que como a corrente de sequência zero é descoplada e deve ser totalmente compensada, ela volta a aparecer nesse cálculo e com polaridade inversa, para garantir que a corrente que flui pelo neutro em sistemas desbalanceados seja compensada.

$$\begin{bmatrix} i_{C_a} \\ i_{C_b} \\ i_{C_c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_{C_\alpha} \\ i_{C_\beta} \end{bmatrix}$$
(2.76)

Ainda, pode-se utilizar da definição de que a soma das correntes das fases resulta no oposto do fasor da corrente do neutro. Assim, a equação (2.77) é obtida, denotando a parcela de compensação para o neutro. Dessa forma, com a compensação, a corrente do neutro é anulada

$$i_{C_n} = -(i_{C_a} + i_{C_b} + i_{C_c}) \tag{2.77}$$

Na Figura 6 é apresentado um esquemático dos cálculos das correntes de compensação da TPI.



Figura 6 – Esquemático dos cálculos da TPI

# 2.3.4 Teoria da Potência Conservativa

A TPC, proposta por Tenti (TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2010; SOUZA; ALMEIDA, 2022), foi formulada visando descrever os fenômenos físicos relacionados às parcelas de potência, caracterizar as grandezas medidas de acordo com sua natureza, advindas da carga ou da fonte e também para compensação ativa de sistemas.

Para conseguir integrar todos esses objetivos na formulação da teoria, alguns conceitos matemáticos e seus fundamentos físicos devem ser definidos. Nesse sentido, são desenvolvidos os seguintes tópicos:

- 1. Definição de operadores matemáticos e suas propriedades;
- 2. Definição de potência instantânea e parcelas de energia;
- 3. Definicação de grandezas conservativas;
- 4. Seleção da tensão de referência para sistemas polifásicos;
- Definição das parcelas de potência média e seus significados físicos em redes elétricas reais.

Os operadores matemáticos são definidos tanto para grandezas escalares e periódicas, nas equações (2.78)-(2.84), quanto para grandezas vetoriais e periódicas, nas equações (2.85)-(2.89). Sendo T o período das variáveis  $x \in y$ , e  $\underline{x} \in \underline{y}$  são os vetores das grandezas com tamanho N.

Valor médio: 
$$\overline{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$
 (2.78)

$$Derivada \ temporal : \check{x} = \frac{dx}{dt}$$
(2.79)

Integral temporal : 
$$x_{\int} = \int_0^T x(\tau) d\tau$$
 (2.80)

Integral temporal imparcial: 
$$\hat{x} = x_{\int} - \overline{x}_{\int}$$
 (2.81)

Produto interno: 
$$\langle x, y \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x \times y \, dt$$
 (2.82)

norm (RMS value): 
$$X = ||x|| = \sqrt{\langle x, x \rangle}$$
 (2.83)

$$Ortogonalidade: \langle x, y \rangle = 0 \tag{2.84}$$

Produto escalar : 
$$\underline{x} \circ \underline{y} = \sum_{n=1}^{N} x_n \times y_n$$
 (2.85)

$$Magnitude: |\underline{x}| = \sqrt{\underline{x} \circ \underline{x}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N} x_n^2}$$
(2.86)

Produto interno: 
$$\langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = \sum_{n=1}^{N} \langle x_n, y_n \rangle$$
 (2.87)

Norma (Valor RMS): 
$$\mathbf{X} = \|\underline{x}\| = \sqrt{\sum_{n=1}^{N} \langle x_n, x_n \rangle} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N} X_n^2}$$
 (2.88)

$$Ortogonalidade: \langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = 0 \tag{2.89}$$

As operações com as grandezas escalares são utilizadas em sistemas monofásicos e com as grandezas vetoriais em sistemas polifásicos. Sendo que a norma do vetor, obtida na equação (2.88), é denominada valor coletivo eficaz da tensão ou da corrente.

Os operadores apresentados respeitam algumas propriedades, sendo as mesmas para as grandezas escalares e vetoriais, conforme equações (2.90)-(2.93)

$$Ortogonalidade: \langle x, \check{x} \rangle = \langle x, \hat{x} \rangle = 0$$
(2.90)

$$Equivalência \ 1: \langle x, \breve{y} \rangle = -\langle \breve{x}, y \rangle \tag{2.91}$$

Equivalência 2 : 
$$\langle x, \hat{y} \rangle = -\langle \hat{x}, y \rangle$$
 (2.92)

$$Equivalência \ 3: \langle x, y \rangle = -\langle \check{x}, \hat{y} \rangle = -\langle \hat{x}, \check{y} \rangle$$
(2.93)

Ainda, para condições senoidais, é possível expressar as propriedades (2.94)-(2.97).

$$X = ||x|| = \omega ||\hat{x}|| = \frac{||\check{x}||}{\omega}$$
(2.94)

$$x^{2} + \omega^{2} \hat{x}^{2} = x^{2} + \frac{\check{x}^{2}}{\omega^{2}} = 2X^{2}$$
(2.95)

$$\langle x, y \rangle = XY \cos\phi$$
 (2.96)

$$\langle \hat{x}, y \rangle = \frac{1}{\omega} XY sen\phi$$
 (2.97)

Observa-se que para condições senoidais os cálculos apresentados nas equações (2.96) e (2.97), para  $x \in y$  assumindo valores de tensão e corrente, resultam nos valores de potências ativa e reativa usuais.

Entretanto, a teoria é formulada visando contemplar todos os casos e, por isso deve lidar com problemas de distorção e de desbalanceamento do sistema. Para tanto, grandezas conservativas são utilizadas para os cálculos, pois não dependem da frequência e das distorçãos harmônicas no sistema.

Como aponta a equação (2.97), mesmo para ondas senoidais, o cálculo da potência reativa depende da frequência do sistema e, isso é agravado para casos com distorções harmônicas, pois a tensão dependerá tanto da frequência quanto dessas distorções. Nesse sentido, é necessário obter uma parcela referente aos reativos do sistema que seja conservativa. Tenti nomeia essa parcela de energia reativa.

A potência ativa e energia reativa são grandezas conservativas e são utilizadas para obter todas as parcelas de corrente do sistema, sendo apresentadas, respectivamente, nas equações (2.98) e (2.99), considerando vetores das correntes  $i_n$  e tensões  $u_n$  das N fases medidos em um ponto genérico.

$$Potência ativa instantânea : p = \underline{u} \times \underline{i} = \sum_{n=1}^{N} u_n \times i_n = \sum_{n=1}^{N} p_n$$
(2.98)

Energia reativa instantânea : 
$$w = \underline{\hat{u}} \times \underline{i} = \sum_{n=1}^{N} \hat{u}_n \times i_n = \sum_{n=1}^{N} w_n$$
 (2.99)

#### 2.3.4.1 Cálculo para redes monofásicas

Como as outras teorias de potência propostas, a corrente é separada em diferentes parcelas que devem todas serem ortogonais entre si, garantindo assim desacoplamento entre elas. Para sistemas monofásicos, a corrente é separada conforme equação (2.100).

$$i = i_a + i_r + i_v = i_a + i_r + i_{sa} + i_{sr} + i_q \tag{2.100}$$

Onde:

 $i_a$ : corrente ativa;  $i_r$ : corrente reativa;  $i_v$ : corrente *void*;  $i_{sa}$ : corrente ativa dispersa;  $i_{sr}$ : corrente reativa dispersa;  $i_q$ : corrente harmônica gerada. A corrente ativa é a corrente mínima, necessária para transmitir a potência ativa, P, que flui do sistema para a carga. A corrente reativa funciona de maneira análoga a ativa, mas para a transmissão de energia reativa. Suas formulações são dadas, respectivamente, nas equações (2.101) e (2.102).

$$i_a = \frac{\langle u, i \rangle}{\|u\|^2} u = \frac{P}{U^2} u = G_e \times u \tag{2.101}$$

Onde:

 $G_e$ : Condutância equivalente.

$$i_r = \frac{\langle \hat{u}, i \rangle}{\|\hat{u}\|^2} \hat{u} = \frac{W}{\hat{U}^2} \hat{u} = B_e \hat{u}$$
(2.102)

Onde:

 $B_e$ : Susceptância equivalente.

Já a corrente *void* é a parte remanescente da corrente total, conforme equação (2.103).

$$i_v = i - i_a - i_r \tag{2.103}$$

A corrente void não é responsável por transmitir nem potência ativa nem energia reativa, mas reflete a presença das correntes ativa e reativa dispersas e da corrente harmônica gerada pelas cargas. As correntes dispersas representam as admitâncias equivalentes para os harmônicos não fundamentais que compõem o sinal, tendo equivalente em tensão e corrente. Enquanto os harmônicos de corrente geradas pela carga distorcem apenas a corrente, sem influência na tensão. Vale ressaltar que, para fins de filtragem ativa, não é necessário separar a parcela *void*, pois é desejado que ela seja compensada em sua totalidade.

Ainda, para demonstrar a natureza não conservativa da potência reativa, é possível decompor  $U \in \hat{U}$  em termos da fundamental,  $U_f \in \hat{U}_f$ , e das componentes harmônicas,  $U_h$  e  $\hat{U}_h$ , sendo THD a distorção harmônica total. As descomposiçãos são dadas nas equações  $(2.104) \in (2.105)$ .

$$U = \sqrt{U_f^2 + U_h^2} = U_f \sqrt{1 + [THD(u)]^2}$$
(2.104)

$$\hat{U} = \sqrt{\hat{U}_f^2 + \hat{U}_h^2} = \hat{U}_f \sqrt{1 + [THD(u)]^2}$$
(2.105)

Além disso, é importante rever o resultado da razão entre a tensão fundamental e a tensão fundamental imparcial calculada conforme (2.81). Esse resultado é apresentado na equação (2.106), por conta do cálculo integral realizado na tensão de formato senoidal.

$$\frac{U_f}{\hat{U}_f} = \omega \tag{2.106}$$

Com esses conceitos estabelecidos, é possível calcular a potência reativa, assim como na equação (2.107).

$$Q = U \times I_r = \frac{U}{\hat{U}}W = \omega \times W \frac{\sqrt{1 + [THD(u)]^2}}{\sqrt{1 + [THD(\hat{u})]^2}}$$
(2.107)

Novamente, isso demonstra como a potência reativa, depende tanto da frequência quanto da distorção harmônica na tensão. Quando se trata de um sistema perfeitamente senoidal, a potência reativa formulada na TPC coincide com a potência reativa calculada da maneira usual.

A teoria ainda contempla os sistemas polifásicos, usualmente retratando os cálculos e casos em sistemas trifásicos à 3 fios e à 4 fios.

#### 2.3.4.2 Cálculo para redes trifásicas

Os sistemas trifásicos são classificados em sistemas à 3 fios e em sistemas à 4 fios. O primeiro caso remete às 3 fases do sistema, já o segundo às 3 fases em conjunto do neutro do sistema. Essa diferenciação se deve à presença ou não do fio do neutro para passagem de corrente nele em sistemas desbalanceados. Visto que, em sistemas desbalanceados sem a presença do neutro, as tensões nas cargas tornam-se desbalanceadas, mas com o neutro, as tensões se balanceiam e surge passagem de corrente no neutro.

Contudo, os cálculos das correntes independem dessa condição e seguem de maneira semelhante ao caso monofásico com algumas ressalvas. As correntes ativa e reativa de cada fase são calculadas, respectivamente, conforme (2.108) e (2.109), considerando n as fases do sistema.

$$i_{an} = \frac{\langle u_n, i_n \rangle}{\|u_n\|^2} u_n = \frac{P_n}{U_n^2} u_n = G_n \times u_n$$
(2.108)

$$i_{rn} = \frac{\langle \hat{u}_n, i_n \rangle}{\|\hat{u}_n^2\|} \hat{u}_n = \frac{W_n}{\hat{U}_n^2} \hat{u}_n = B_n \times \hat{u}_n \tag{2.109}$$

Onde:

 $G_n$ : Condutância da fase n;

 $B_n$ : Susceptância da fase n;

De maneira análoga ao caso monofásico, a corrente *void* é a parte remanescente da corrente, que não transfere nem potência ativa nem energia reativa. Sua formulação é dada na equação (2.110).

$$\underline{i}_v = \underline{i} - \underline{i}_a - \underline{i}_r \to i_{vn} = i_n - i_{an} - i_{rn} \tag{2.110}$$

Como com sistemas polifásicos surge a possibilidade de cenários com assimetrias no sistema, é possível separar as correntes ativa e reativa em balanceadas e desbalanceadas,

para contemplar o efeito de cada efeito físico do sistema sobre essas parcelas. As correntes ativa e reativa balanceadas são calculadas a partir da potência ativa e da energia reativa totais do sistema, além de utilizarem o valor coletivo eficaz da tensão, introduzido na equação (2.88). Os cálculos para essas correntes são apresentados, respectivamente, nas equações (2.111) e (2.112), sendo que o sobrescrito b denota a característica de balanceado.

$$\underline{i}_{a}^{b} = \frac{\langle \underline{u}, \underline{i} \rangle}{\|\underline{u}\|^{2}} \underline{u} = \frac{P}{\mathbf{U}^{2}} \underline{u} = G^{b} \times \underline{u}$$
(2.111)

$$\underline{i}_{r}^{b} = \frac{\langle \underline{\hat{u}}, \underline{i} \rangle}{\|\underline{\hat{u}}\|^{2}} \underline{\hat{u}} = \frac{W}{\hat{\mathbf{U}}^{2}} \underline{\hat{u}} = B^{b} \times \underline{\hat{u}}$$
(2.112)

Onde:

 $G^b$ : Condutância balanceada do sistema;

 $B^b$ : Susceptância balanceada do sistema.

Assim como todas as outras definições de corrente apresentadas na teoria, as parcelas balanceadas e desbalanceadas são ortogonais entre si. Dessa forma, para obter as correntes desbalanceadas, denotadas pelo sobrescrito d, basta subtrair o valor total das correntes ativa e reativa dos valores das parcelas balanceadas, conforme equações (2.113) e (2.114).

$$\underline{i}_a^d = \underline{i}_a - \underline{i}_a^b \to i_{an}^d = (G_n - G^b)u_n \tag{2.113}$$

$$\underline{i}_{r}^{d} = \underline{i}_{r} - \underline{i}_{r}^{b} \rightarrow i_{rn}^{d} = (B_{n} - B^{b})\hat{u}_{n}$$

$$(2.114)$$

Assim como no cenário monofásico, é possível expressar a corrente total do sistema em função de todas as suas parcelas, conforme equação (2.115).

$$\underline{i} = \underline{i}_a + \underline{i}_r + \underline{i}_v = \underline{i}_a^b + \underline{i}_a^d + \underline{i}_r^b + \underline{i}_r^d + \underline{i}_a^s + \underline{i}_r^s + \underline{i}_g$$
(2.115)

Finalmente, é possível calcular as parcelas de potência a partir das correntes formuladas. Os termos são a potência ativa, P, potência reativa balanceada,  $Q^b$ , potência de desbalanço, N, que pode ser dividida em potências de desbalanço ativo,  $N_a$ , e desbalanço reativo,  $N_r$ , e potência *void*, V. As equações (2.116)-(2.121) apresentam, respectivamente esses termos.

$$P = \mathbf{U} \times \mathbf{I}_a^b = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}_a^b\| \tag{2.116}$$

$$Q^b = \mathbf{U} \times \mathbf{I}_r^b = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}_r^b\|$$
(2.117)

$$N = \mathbf{U} \times \mathbf{I}^{d} = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}^{d}\| = \sqrt{N_{a}^{2} + N_{r}^{2}}$$

$$(2.118)$$

$$N_a = \mathbf{U} \times \mathbf{I}_a^d = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}_a^d\| \tag{2.119}$$

$$N_r = \mathbf{U} \times \mathbf{I}_r^d = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}_r^d\|$$
(2.120)

$$V = \mathbf{U} \times \mathbf{I}_v = \|\underline{u}\| \times \|\underline{i}_v\| \tag{2.121}$$

### 2.3.4.3 Compensação utilizando a Teoria da Potência Conservativa

Considerando sistemas polifásicos, para uma compensação completa do sistema, objetiva-se que a rede supra apenas a corrente ativa balanceada para as cargas. Em outras palavras, as parcelas não ativas de corrente, dentre elas, a corrente reativa balanceada, as correntas ativa e reativa desbalanceadas e a corrente *void* devem ser compensadas.

A corrente reativa balanceada pode ser compensada com impedâncias reativas (compensadores estacionários), por ter característica senoidal e balanceada. As correntes ativa e reativa desbalanceadas podem ser compensadas com compensador quase estacionários (reatâncias controláveis). Já a corrente *void* exige uma resposta em alta frequência para ser compensada, sendo necessária a utilização de compensadores de potência chaveados, como os Filtros Ativos de Potência. Por sua vez, esses compensadores chaveados são capazes de compensar todos os outros termos não ativos, fazendo-se os únicos necessários para a compensação completa do sistema.

A corrente para suprir a capacitância  $C_f$  que alimenta o FAPP,  $\underline{i}_C$ , será fornecida pela rede e, por conta disso, para manter o FP unitário, é necessário que esteja em fase com  $\underline{i}_a^b$ . Para garantir que esta corrente apenas influencie na fase do sinal é feita uma normalização de  $\underline{i}_a^b$  a partir da corrente máxima admitida no conversor,  $i_{máx}$ . Ainda, para obter a amplitude da corrente necessário para o carregamento, tem-se a corrente resultante do controlador de tensão que mantém a tensão em  $C_f$  nos níveis desejados,  $i_{cap}$ . Com a amplitude e a fase do sinal, é possível expressá-lo, conforme equação (2.122). Vale ressaltar que o sinal negativo surge porque essa corrente será para carregar a capacitância, com sentido contrário às correntes que sairão do conversor para suprir as cargas.

$$\underline{i}_C = -\frac{i_{cap} \times \underline{i}_a^b}{i_{m\acute{a}x}} \tag{2.122}$$

Assim, as correntes de compensação das fases que deverão ser processadas pelo FAPP são dadas por  $\underline{i}_{comp}$ , conforme equação (2.123).

$$\underline{i}_{comp} = \underline{i}_r + \underline{i}_a^d + \underline{i}_v + \underline{i}_C \tag{2.123}$$

Por fim, a corrente do neutro a ser compensada é calculada assumindo tensões balanceadas para as cargas, pois o fio do neutro impõe essa condição sobre o sistema. Assim, é possível afirmar que a corrente do neutro será dada pela equação (2.124).

$$i_{compn} = -\sum_{n=1}^{N} i_{rn} + i_{an}^{d} + i_{vn}$$
(2.124)

Na Figura 7 é apresentado um esquemático para o cálculo das correntes de compensação da TPC.



Figura 7 – Esquemático de cálculos da TPC

## 2.3.5 Controle por modo corrente do FAPP

Para controlar o FAPP, dois laços de controle são utilizados, um para fazer com que  $L_f$  injetem as correntes de compensação para as cargas e outro para que a tensão de  $C_f$  se mantenha em torno de  $V_{CC}$  mesmo com a oscilação que sofre em decorrência das perdas intrínsecas do sistema para alimentação do FAPP. As funções de transferência são, respectivamente, apresentadas nas equações (2.16) e (2.29).

Para o laço de corrente, a frequência de cruzamento,  $\omega_{c_i}$ , é ajustada dez vezes menor que a frequência de chaveamento do inversor,  $f_s$ , para ambas as teorias. O controlador utilizado foi um proporcional-integral, PI, com o zero posicionado na metade de  $\omega_{c_i}$ .

No laço de tensão, uma abordagem diferente foi realizada, em virtude de como a TPC e a TPI processam a corrente necessária para carregamento do capacitor. Na TPI é necessário inserir a potência de perdas, resultante do controlador de tensão, novamente nos cálculos de potência da teoria para então ser transformada em corrente, mas na TPC a corrente de carregamento é obtida como resultado do controlador de tensão sem serem necessários cálculos intermediários da teoria. Isso torna a dinâmica da malha tensão da TPI mais lenta que a da TPC.

Com o objetivo de garantir uma equivalência entre as teorias para realizar a comparação dos resultados de suas implementações, velocidades diferentes foram ajustadas nos controladores de tensçao, para fazer com que tivessem um tempo de assentamento semelhante. Na TPI,  $\omega_{c_v}$ , foi selecionado em  $1300 \times 2 \ rad/s$ , enquanto na TPC, esse valor foi de  $100\ddot{O}2\pi \ rad/s$ . Em ambos os casos, a dinâmica da malha de tensão foi mantida lenta o suficiente, para que na interação entre os laços, o de corrente seja observado como apenas um ganho para o de tensão. O controlador selecionado também foi um PI, com o zero alocado em um décimo de  $\omega_{c_v}$ .

Esses dois laços são apresentados na Figura 8 e para a compensação utilizando a



Figura 8 – Malhas de controle do controle modo corrente para a TPI e para a TPC

TPI e a TPC.

# 3 Metodologia

O trabalho realizado foi dividido em três partes, sendo a primeira a utilização do dSPACE e da placa DS1104 para realizar simulação em tempo real com o SIMULINK. O sistema elétrico físico encontra-se em ambiente de simulação e os cálculos da TPI e TPC, necessários para operação do FAPP, embarcados no microcontrolador TMS320F28379D, ambos operando em conjunto pela técnica de Hardware-in-the-Loop (HiL), para validar as teorias embarcadas (GROUP, 2020; Texas Instruments, 2024; MIHALIČ; TRUNTIČ; HREN, 2022).

A segunda contempla o desenvolvimento de um aplicativo de celular utilizando o MIT App Inventor, para recebimento dos dados de QEE do sistema via Bluetooth. Outrossim, também foi desenvolvido um webserver local pelo NodeRED para também receber os dados de QEE do sistema via Wi-Fi. Os dados são processados pelo microcontrolador principal e enviados via comunicação SPI para um ESP32, por conta do Bluetooth e Wi-Fi nativos desse microcontrolador.

Por fim, aspirando implementação física do sistema, foram realizadas simulações para sensoreamento e condicionamento de sinais, visando obter esses sinais para o microcontrolador realizar os cálculos necessários para o FAPP. Ainda, simulou-se um conversor Flyback como fonte auxiliar, para alimentar os circuitos de sensoreamento, condicionamento e de gate driver do inversor.

# 3.1 Hardware-in-the-Loop e simulação em tempo real

A simulação em tempo real é uma técnica utilizada para testar e validar sistemas de controle e eletrônicos em um ambiente controlado, onde as respostas do modelo simulado ocorrem simultaneamente com o tempo do mundo real. Essa abordagem permite a avaliação de desempenho e a identificação de possíveis problemas antes da implementação prática.

Uma abordagem popular nessa área é o HiL, onde uma planta (ou sistema físico) é simulada em tempo real, enquanto o controlador é um dispositivo físico, o que proporciona um ambiente de teste seguro e eficaz, permitindo atestar a funcionalidade e robustez do controlador em condições próximas às reais.

O dSPACE é amplamente utilizado em aplicações de HiL devido à sua alta capacidade de processamento e integração com dispositivos de controle. Ele permite que sistemas complexos sejam testados de maneira eficiente, reduzindo custos e riscos associados a protótipos físicos. O Simulink, por sua vez, é utilizado para modelar o sistema a ser simulado. A integração do dSPACE com o Simulink possibilita a execução de modelos complexos em tempo real, proporcionando um ambiente poderoso para o desenvolvimento e validação de sistemas embarcados.

# 3.1.1 dSPACE

O dSPACE é uma plataforma integrada de hardware e software, amplamente utilizada em ambientes de desenvolvimento de processos e produtos de engenharia, por conta da possibilidade de teste e validação de sistemas de controle em tempo real. Essa solução oferece uma interface entre modelos matemáticos em ambientes de simulação, como o SimulinK e sistemas físicos, como processos e cálculos embarcados em DSP. Isso permite a execução e prototipagem em tempo real, além do HiL.

O hardware do dSPACE consiste módulos de processamento em tempo real de alta velocidade e precisão que contemplam;

- Conversores ADC/DAC: Para interação com sinais analógicos de entrada e saída com dispositivos externos;
- Interfaces de comunicação: Suporte aos protocolos CAN, Ethernet, SPI, entre outros, possibilitando comunicação com sistemas externos;
- Entradas e saídas digitais (GPIO): Para interação com sensores e atuadores;
- Geração de PWM para controle de motores, inversores, entre outros. Com possibilidade de trabalhar com diversas técnicas diferentes de PWM.

Já no quesito de software, o ecossistema do dSPACE inclui:

- ControlDesk: Interface para monitoramento, controle e visualização de variáveis em tempo real;
- Real Time Interface (RTI): Integração com modelos do SIMULINK, permitindo execução no hardware;
- ConfigurationDesk: Usado para configurar sistemas HiL;
- AutomationDesk: Ferramenta para automatizar testes e validações.

Nesse sentido, por conta de suas características, o dSPACE tem aplicações típicas em controle de conversores de eletrônica de potência motores, no desenvolvimento de sistemas de automóveis, em sistemas de energia elétrica e em ambientes educacionais.

A placa utilizada é a DS1104 e é projetada para lidar com controladores digitais multivariáveis e simulação em tempo real. Para a aplicação atual, o sistema elétrico é simulado no Simulink em tempo real, sendo composto pela rede trifásica, o FAPP por intermédio de fontes controladas de corrente e as cargas.

Vale ressaltar que, para compilar a simulação em tempo real desse sistema, foi necessário configurar o passo fixo de simulação em 160  $\mu s$ , impossibilitando trabalhar com altas frequências para a geração de ondas portadoras, visando gerar o PWM dentro da simulação. Portanto, Lookup tables não puderam ser utilizadas para trabalhar na frequência desejada da portadora. Como alternativa, optou-se por geração de PWM pelo microcontrolador principal e pela captura do dSPACE desse PWM para atuar direto no inversor da simulação. Contudo, não foi possível continuar com essa abordagem, pois seria necessário a captura de 4 PWMs (considerando que os complementares seriam gerados na simulação) para o controle dos quatro braços do FAPP e, nesse cenário, o hardware específico do dSPACE para captura de PWM externo tem uma frequência de amostragem máxima de 7,14 kHz. Segundo o Teorema de Nyquist, com essa frequência de amostragem, a leitura não ocasionaria em perdas de dados apenas em frequências abaixo de 3,57 kHz. Considerando a implementação real, a máxima frequência possível de leitura sem perdas de dados seria ainda menor, dificultando ou impossibilitando a operação do FAPP. Por conta disso, optou-se pela substituição do inversor por fontes controladas de corrente nas simulações em tempo real.

As informações de corrente e tensão das cargas na simulação são enviadas via DACs do dSPACE para os ADCs do microcontrolador principal. Por sua vez, os cálculos embarcados das correntes de compensação são realizados no microcontrolador e retornam à simulação pelo envio de dados dos DACs do microcontrolador para os ADCs do dSPACE, controlando o FAPP na simulação.

Dessa forma, para compreender a aplicação de HiL desenvolvida, também é necessário averiguar o funcionamento dos microcontroladores externos, utilizados para o cálculo embarcado e para comunicação e envio de dados para supervisório.

# 3.1.2 Microcontroladores

São utilizados dois microcontroladores diferentes para a aplicação, o LAUNCHXL-F28379D e o ESP32. O primeiro é utilizado em aplicações complexas, que demandam elevada capacidade de processamento, sendo ideal para aplicações de controle de motores e conversores de potência, medição e monitoramento, além de automação em redes industriais. Já o segundo é um microcontrolador de baixo custo e alto desempenho, caracterizado por suas capacidades nativas de conectividade sem fio. Por lidar nativamente com tecnologias como o Bluetooth e o Wi-Fi, é constantemente utilizado em projetos de Internet das Coisas (do inglês *Internet of Things*, IOT).

Na presente aplicação, o F28379D recebe os dados de tensão e corrente das car-



Figura 9 – Esquema do HiL e simulação em tempo real

gas pelo dSPACE através de seus ADCs, que são acionados por um PWM interno, na frequência de amostragem de 30720 Hz e resolução de 12 bits. É importante salientar que, o LAUNCHXL-F28379D utilizado, tem apenas 2 DACs disponíveis. Assim, para enviar as correntes de compensação das três fases, optou-se pelo envios das correntes das fases a e b pelos DACs e da fase C por um PWM com filtro passa alta analógico na saída. Assim, como será apresentado na Seção 4, a fase c tem um certo ruído correspondente à frequência do PWM. Essas informações são utilizadas para implementação da TPI e da TPC, gerando as correntes de compensação do FAPP, que são enviadas pelos DACs para dSPACE e o Simulink em tempo real, conforme observado na Figura 9. Ainda, é utilizado para realizar comunicação SPI com o ESP32, para que os dados possam ser tratados e disponibilizados em outras mídias pelos módulos de comunicação do ESP32. Em vista disso, o ESP32 é utilizado para comunicação Bluetooth com um aplicativo de celular e envio dos dados de QEE, desenvolvido no MIT APP Inventor. Da mesma forma, é utilizado para a comunicação Wi-Fi, visando envio dos dados de QEE para um webserver local.

## 3.1.3 Comunicação e processamento de dados

Visando utilizar o sistema projetado para também obter parâmetros de qualidade de energia, além das potências, como a  $DHT_v$  e a  $DTD_i$ , a frequência do sistema e distúrbios de tensão, verificou-se a possibilidade de enviar os dados do sistema para um *webserver* local, utilizando a rede WiFi ou comunicação via rádio e para um aplicativo de celular via *bluetooth*.

Para realizar essas funções de trocas de dados, o ESP32 foi utilizado, visto que tem hardware nativo para comunicação Wi-Fi e Bluetooth. Contudo, como os dados a serem transferidos são obtidos e processados pelo DSP TMS320F28379D, eles devem ser enviados de alguma forma para o ESP32. Para tanto, optou-se pelo protocolo *Serial* 

*Peripheral Interface* (SPI), visto que é ideal para pequenas distâncias entre os dispositivos conectados, que no caso se encontram na mesma placa.

#### 3.1.3.1 Comunicação SPI

A comunicação entre dois ou mais dispositivos pode ser realizada de maneira serial ou paralela, com os dados sendo enviados de maneira sequenciada um por vez ou sendo enviados ao mesmo tempo, respectivamente, o que interfere na velocidade de transferência desses dados. Contudo, a comunicação paralela é custosa e volumosa. Portanto, para aplicações industriais e de transferência de dados sem alta complexidade, a comunicação serial se torna mais atrativa. Na Figura 10 são apresentados os tipos de comunicação serial e paralela mais utilizados (LEENS, 2009).



Figura 10 – Tipos de comunicação serial e paralela

Como se observa, a comunicação serial pode ser separada em duas categorias, serial assíncrona e serial síncrona. A diferença se dá pela utilização ou não do *clock* de um dispositivo mestre para garantir sincronia entre este e os dispositivos escravos, garantindo que problemas de dessincronização sejam eliminados.

Dentre a comunicação serial assíncrona, destacam-se os protocolos RS232 para comunicação entre dois dispositivos, que se vale do conceito de *Universal Asynchronous Receiver Transmitter* (UART) e para uma rede de comunicação com múltiplos dispositivos comunicando entre si, o RS485, amplamente utilizado em ambientes fabris. Esses protocolos são utilizados quando a transferência de dados em alta velocidade não é necessária, exonerando a necessidade de processadores com alta capacidade de processamento.

Já a comunicação serial síncrona é utilizada em aplicações de alta velocidade, comunicação com memórias *flash*, *displays* gráficos, sensores, conversores AD/DA e demais periféricos. Para a escolha dentre os protocolos de comunicação serial síncrona, deve-se observar suas diferenteças no que tangem a quantidade de dispositivos permitidos no barramento de comunicação, a taxa máxima de transferência de dados, o tipo do fluxo de dados e a complexidade de implementação em hardware e software. Os dois protocolos desse tipo mais utilizados são o SPI e o *Inter-Integrated Circuit* (I2C) e uma comparação entre eles e o RS232 é apresentada na Tabela 4.

Protocolo	Barramento de comunicação	Taxa máxima	Fluxo de dados
RS232	$\begin{array}{l} 2 \ (\text{sem controle de fluxo}) \\ 3 + n^{\text{o}} \ \text{de Escravos} \\ 2 \ (\text{até 127 dispositivos}) \end{array}$	115200 bps	Half Duplex
SPI		2 Mbps	Full Duplex
I2C		400 Kbps	Half Duplex

Tabela 4 – Comparação entre parâmetros de protocolos de comunicação serial.

Sendo que o fluxo de dados *Full Duplex* ou *Half Duplex* indica se o protocolo permite a comunicação simultânea entre o dispositivo mestre e escravo ou não.

Não obstante, como a comunicação SPI exige um fio e uma porta nova para cada escravo presente na rede de comunicação, sua implementação é mais simples do que a I2C, uma vez que esta utiliza apenas dois fios e é necessário endereçar cada um dos dispositivos da rede.

Tendo em vista essas características, optou-se pela utilização da comunicação SPI para transferência dos dados entre o TMS320F28379D e o ESP32.

Para a realização da comunicação SPI, os dispositivos devem ter os pinos MOSI, MISO, SCLK e SS, que atendem aos nomes *Master Output Slave Input, Master Input Slave Output, Serial Clock* e *Slave Select*, respectivamente. Como os nomes sugerem, o pino MOSI é o pino que transfere os dados do mestre para o escravo. O pino MISO faz a operação contrária. Já o SCLK é o pino que garante a sincronização do mestre com os escravos a partir de um sinal de *clock*. Por fim, o pino SS é um pino do tipo *General Purpose Input/Output* (GPIO), que serve para selecionar qual escravo será selecionado para transmissão das informações. Vale ressaltar que por se tratar de um protocolo com fluxo de dados *Full Duplex*, toda informação enviada do mestre para o escravo tem uma resposta em sentido contrário e vice-versa. Uma representação da ligação de uma rede de comunicação SPI é apresentada na Figura 11.

Para qualquer aplicação do protocolo SPI, além da disposição dos fios entre os dispositivos, algumas configurações padrões sempre devem ser configuradas, independentemente do microcontrolador utilizado. O SPI possibilita quatro métodos de transmissão e sincronização de dados entre o transmissor e o receptor usando o sinal de *clock*. A polaridade e fase desse sinal podem ser alteradas, respectivamente, pelos bits *Clock Polarity* (CPOL) e *Clock Phase* (CPHA). Na Tabela 5 são apresentadas as características dos quatro modos de transmissão.

Nesse sentido, quando CPOL = 0 e CPHA = 0, os dados são lidos na borda de subida do *clock* e os dados são atualizados no barramento de comunicação na borda de descida. Já para CHPA = 1 (ainda considerando CPOL = 0), os dados são lidos na borda de descida e atualizados no barramento de comunicação na borda de subida. Por fim, quando CPOL = 0, o sinal de *clock* é invertido, começando pela borda de subida



Figura 11 – Esquema de fios da comunicação SPI

Tabela 5 – Modos de transmissão da comunicação SPL	Ta	bela	5 -	Modos	$\mathrm{de}$	${\rm transmiss}$ ão	da	comunicação SPI.	
--	----	------	-----	-------	---------------	----------------------	----	------------------	--

Modo	CPOL	CPHA	Borda de transição	Transição	Nível em $IDLE$
0	0	0	Subida	Meio do bit	1
1	0	1	Descida	Começo do bit	0
2	1	0	Subida	Meio do bit	0
3	1	1	Descida	Começo do bit	1

inversa do outro caso.

Ainda, devem ser configurados a taxa de transferência ou *Baud Rate* da comunicação, a depender da velocidade máxima do dispositivo mestre, o número de bits por palavra transmitida, entre 8 e 16 bits e a ordem dos bits, indicando se os bits mais significativos ou menos significativos são os primeiros enviados e lidos.

Com essas configurações padrões decididas e com o hardware ajustado para a comunicação, é possível enviar os dados, com demais parâmetros e configurações sendo individuais para cara microcontrolador, de acordo com o fabricante.

#### 3.1.3.2 Comunicação Wi-Fi para dispositivo local

Para a comunicação Wi-Fi optou-se pela utilização do Node-RED para processar os dados enviados e recebidos da aplicação. Essa ferramenta oferece desenvolvimento baseado em fluxos e é usada para conectar dispositivos, serviços e *Application Programming Interfaces* (APIs) de maneira visual e intuitiva. É amplamente utilizada em aplicações de *Internet of Things* (IoT), automação, monitoramento e controle, além de integração de sistemas.

Node-RED		=/= implementar •
Q filtrar nós	Fluxo 1 + 👻	🖂 dashboard i 🖉 🕸 O
~ comum	repuscio mo	Layout Site Theme C
🖈 inject 💿	Motor 1 - C interruptor requisição http	Tabs & Links
debug		~ 35 Home
complete o		>  Supervisório
catch o		
++ status 🖗	a msg payload	
🔅 link in 🍦	🔲 🗘 inject 20 🗸 requisição http 🖓 🗶 alterar mag payload 🖓 🗋 joon 🖓 Gráfico 🖉 🗛 💋	
🖓 link call 👌		
🗧 link out 💮	Gráfico C	
comment	of crátoo o	
<ul> <li>função</li> </ul>		
tunction (	Gratico p	
e switch e		
Change	Gráfico de Lo Zo	
dij rango d		
e { template e		
delay o		
trigger	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
A V	a	

Figura 12 - Interface de desenvolvimento do node-RED

Suas aplicações são desenvolvidas em Node.js e podem ser executadas localmente, em um webserver local, em dispositivos, como o Raspberry Pi e o BeagleBone Black, ou até na nuvem.

Na atual aplicação, o Node-RED foi utilizado para gerar um *webserver* local de monitoramento do sistema, que é acessado via um *Internet Protocol* (IP) no computador com a ferramenta. Dessa forma, os dados que são enviados via Wi-Fi do ESP32 podem ser processados para gerar informações a respeito do sistema, podendo ser visualizados e analisados graficamente no computador . Ainda, mudanças podem ser realizadas no sistema a partir do *webserver* local, como alterações nos relés, contatores e até mesmo na rotina do microcontrolador, ao utilizar GPIOs como entradas para decisões tomadas na interface gráfica, caso seja desejado.

Na interface de desenvolvimento visual do Node-RED, apresentada na Figura 12, a programação é realizado conectando nós uns aos outros e também dentro dos blocos para tratamento dos dados. Os nós são blocos com alguma funcionalidade específica, como leitura de sensores, envio de mensagens, realização de cálculos, chamadas de APIs, entre outros. Ainda, existem vários tipos de nós para manipulação de dados, interfaces de hardware e comunicação. Já na Figura 13 é apresentado o dashboard com gráficos dos dados enviados. Os nós podem ser divididos em três categorias:

- Nós de Entrada: Recebem dados de uma fonte, como sensores, requisições Hypertext Transfer Protocol (HTTP), mensagens Message Queuing Telemetry Transport (MQTT), etc;
- Nós de Processamento: Realiza alugmas operações com os dados, como transformações ou cálculos;
- Nós de Saída: Envia os dados processados para outro sistema ou dispositivo, como uma API, um banco de dados ou uma interface gráfica.



Figura 13 – Dashboard desenvolvida

#### 3.1.3.3 Aplicativo para celular e comunicação Bluetooth

Para tornar fácil e prático o acesso às informações do sistema, um aplicativo para celular foi desenvolvido utilizando o MIT App Inventor. Essa plataforma online permite desenvolvimento de aplicativos móveis de maneira gratuita, rápida e de maneira simples por meio de blocos com instruções.

Para a construção do aplicativo existem duas etapas, a primeira relacionada à interface do aplicativo no celular e a segunda aos blocos com instruções e lógica por trás do funcionamento do aplicativo como um todo.

Na criação da interface é possível inserir textos, imagens, listas, botões, gráficos, entre outros. Além disso, podem ser inseridas ferramentas que utilizam das funções do dispositivo móvel para integrar o aplicativo, como seus sensores, câmera, microfone, lista de contatos, Bluetooth, entrada serial e até armazenamento de dados em arquivos de texto, .csv e nuvem. A interface gráfica de desenvolvimento pode ser observada na Figura 14. Na esquerda estão os objetos que podem ser adicionados no aplicativo para interação e visualização por parte do usuário. No meio, a tela de celular e como o aplicativo é visualmente. Na direita estão as configurações de parâmetros de cada um dos objetos adicionados na interface. Já na seção dos blocos, existem funções para controle dos processos com laços, lógica booleana, operações matemáticas básicas, operações com textos, entre outros. Outrossim, cada um dos elementos inseridos na seção de interface gráfica do aplicativo também apresentam blocos próprios na seção de programação. Na Figura 15 tem-se o ambiente de programação por blocos. Para o celular receber os dados enviados pelo ESP32, a tecnologia de Bluetooth foi utilizada. Os dados consistem nas correntes e tensões do sistema, nos cálculos de potência, valores RMS, entre outros.

No aplicativo foram inseridos gráficos para monitoramento da corrente e tensão, além da apresentação dos valores enviados pelo Bluetooth, para verificação dos aspectos

wetweth ODT				The second se
luelooun_GPT		Screen Mud Screen Mentove screen Project Properties Provide to valiety	II Company to	Designer B
ne / In search commonants		viewer	An Components *	Properties
		LDisplay hidden components in Viewer Tablet size (480 x 675)	B Screen1	V Appearance
User Interface		Andraid Ex Devices	magen_app     medicoes hotoes ho	About Carees (1)
Button	۲	Android 3* Devices		Aboutscreen
CheckBox	۲		Tensão	AlignHorizontal (7)
CircularProgress	۲		e 🔤 calculos_botoes_hori	Left:1 *
DatePicker	۲	▼⊿ 🗎 12:30	Contencia 🔤 Potência	AlignVertical
Image	۲	Medições de corrente Medições de tensão	😑 🔤 Bluetooth_horizontal	Top:1 ·
Label	(7)	Cáloulas de nationia	VerticalArrangeme	BackgroundColor
LinearPrograss		Carcillos da bitericia	😑 🔛 HorizontalArrar	BackgroundImage ®
Linthinker		Conectar com Bluetooth Desconectar	Con_Blue	None
ListPicker	<sup>O</sup>	Status	a descon_blue	BigDefaultText 🕐
ListView	۲		Valores potencia	Clear Person & simulation ®
Notifier	۲	Cálculos de potência	Lu Valores CPT	Default •
PasswordTextBox	۲	Pa: 0 Pb: 0 Pc: 0	e Dotencias_screen	HighContrast ®
Slider	۲	Qa: 0 Qb: 0 Qc: 0	Label12 ¥	
Spinner	۲		< >	OpenScreenAnimation Default •
Switch	۲	Cálculos CPT	Rename Delete	ScreenOrientation ®
TextBox	۲	P: 0	Media	Unspecified *
TimePicker	(2)	A: 0 Na: 0 Nr: 0	imagem 2, 29430 ppg	Scrollable ?
WebViewer		N: 0 V: 0	Upload File	ShowStatusBar ®
incomenda	0	THD		
yout		THD: 0		Title (?)
sdia		Text for Label25		Soreen 1

Figura 14 – Interface gráfica do MIT App Inventor

APP INVENTOR Projects •	Connect - Build - Settings - Help - My Projects View Trash Guide Report an Issue English - nicholas delben@ufms.br -
bluetooth_GPT	Servert • Add Exerve. (Hanna Exerve) Project Properties (Pedia to Galary
Blocks	Viewer
Bull-in Cotrol Cotrol Cotrol Cotrol Cotrol Cotro Cotro Variables Procedures Scent	www.scrent basks www.scrent basks wwwww.scrent basks www.scrent
Media Magem.2. 29430 png Upload File	when CCn_BLass Aktericking do D II - cat EVERSENCENTIE Common address - CCn_BLass Aktericking do D II - cat EVERSENCENTIE Common address - CCn_BLass Aktericking do D II - cat EVERSENCENTIE Common address - CCn_BLass Aktericking do D II - cat EVERSENCENTIE Common bitalake global B II

Figura 15 – Interface de programação por blocos do MIT App Inventor

de QEE desejados. Na Figura 16 é apresentada uma tela de dados sendo recebidos pelo aplicativo de celular e sendo apresentados em gráficos.

# 3.2 Placa de condicionamento de sinal

Foram realizados estudos e simulações de circuitos para condicionamento de sinal. No LTspice, um circuito Flyback em malha fechada, usando o CI UC3844A foi simulado, visando utilizá-lo como fonte auxiliar para alimentar os circuitos necessários para o condicionamento e para o inversor.



Figura 16 – Tela do aplicativo em funcionamento



Figura 17 – Circuito do conversor Flyback simulado no LTspice

# 3.2.1 Simulações no LTspice

Na simulação do Flyback, conforme Figura 17, é considerada uma tensão de 311 V, considerando processo de retificação a partir de 220  $V_{RMS}$ . Já na saída do sistema, são desejadas tensões de  $\pm$  20 V. Para regular o conversor, o circuito interno do CI UC3844A, CI dedicado para controle de fontes chaveadas, foi utilizado para operar em malha fechada. Nesse sentido, o transformador Flyback é dividido em enrolamentos primário, secundários e auxiliar. Nos enrolamentos secundários são obtidos os valores de  $\pm$  20 V e o enrolamento auxiliar é ajustado para uma tensão de 15 V e é utilizado para controlar o sistema com o CI UC3844A, que lê a tensão e atua no interruptor do enrolamento primário. Com a tensão de 15 V regulada, as demais tensões do conversor também são reguladas, obedecendo a relação de espiras dos enrolamentos. Na Figura 18 é possível observar os níveis de tensão atingidos.

# 3.2.2 Circuito auxiliar

Os componentes da placa de condicionamento de sinal necessitam de vários níveis de tensão diferentes para sua alimentação. Os transdutores de tensão LV 20-P, os transdutores de corrente LA 35-NP e os amplificadores operacionais LM358 são alimentados com tensões de  $\pm 15 V$ . Não obstante, para uma possível comunicação utilizando protocolo RS-485, os níveis de tensão de 5 V e 3, 3 V são necessários.

Para garantir que a placa seja funcional apenas com a tensão de rede na entrada, sem a necessidade de fontes e baterias externas, um circuito auxiliar foi projetado, composto por um conversor Flyback e reguladores de tensão lineares.

O conversor Flyback foi projetado de modo a receber tensão de duas fases da rede em  $220V_{RMS}$  e reduzi-la para as tensões constantes de  $\pm 20$  V. Para garantir os



Figura 18 – Circuito do conversor Flyback simulado no LTspice

níveis de tensão de saída controlados nos valores desejados, o Controlador Integrado (CI) UC3844A foi utilizado na configuração Regulador de Flyback Offline, conforme Figura 19. Além disso, na Tabela 6, são evidenciadas as descrições, valores e características de cada um dos componentes utilizados.



Figura 19 – Circuito para Flyback da fonte auxiliar

Comp.	Descrição	Valor
$\overline{R_1}$	Varistor - Proteção da fonte	$50 \ \Omega - NTC$
$R_2$	Alimentação do CI de controle	94 $k\Omega - 2 W$
$R_3$	Divisão de tensão para <i>feedback</i> do controlador	$12,5 \ k\Omega$
$R_4$	Divisão de tensão para <i>feedback</i> do controlador	$2,5 \ k\Omega$
$R_5$	Circuito de compensação do CI	91 $k\Omega$
$R_6$	Obtenção da frequência de chaveamento	$11,1 \ k\Omega$
$R_7$	Redução EMI e overshoot no MOSFET	$19,5 \ \Omega$
$R_8$	Medição de $I_s$ do MOSFET	$1 \ k\Omega$
$R_9$	Carga do enrolamento auxiliar	$150 \ \Omega - 3 \ W$
$R_{10}$	Medição de $I_s$ do MOSFET	$1,5 \ \Omega$
$R_{11}$	Snubber RCD do MOSFET	$2,7 \ k\Omega - 2 \ W$
$R_{12}$	Snubber RCD do primário do Flyback	$44 \ k\Omega - 2 \ W$
$R_{13}$	Resistor de pull-down	$20 \ k\Omega$
$R_{14}$	Snubber RC do diodo do secundário do Flyback	$100 \ k\Omega$
$R_{15}$	Snubber RC do diodo do secundário do Flyback	$100 \ k\Omega$
$C_{X1}$	Supressão da rede	$100 \ nF \ (275 \ VAC) - Tipo \ X$
$C_{X2}$	Supressão EMI entre GNDs	2,2 nF - Tipo X
$C_1$	Redução do <i>ripple</i> de tensão da retificação	$220 \ \mu F \ (400 \ V)$
$C_2$	Estabilização da alimentação do CI	$100 \ nF \ (25 \ V)$
$C_3$	Estabilização da alimentação do CI	$47 \ \mu F \ (25 \ V)$
$C_4$	Capacitor $LOW ESR$ do auxiliar do Flyback	$47 \ \mu F \ (400 \ V)$
$C_5$	Redução EMI entre alimentação e GND	$100 \ nF \ (50 \ V)$
$C_6$	Obtenção da frequência de chaveamento	$2,2 \ nF$
$C_7$	Filtragem para sensoreamento da corrente	$470 \ pF$
$C_8$	Snubber RCD do MOSFET	$680 \ pF \ (600 \ V)$
$C_9$	Snubber RCD do primário	$1,8 \ nF \ (600 \ V)$
$C_{10}$	Capacitor $LOW ESR$ da saída do Flyback	$470 \ \mu F \ (50 \ V)$
$C_{11}$	Capacitor $LOW ESR$ da saída do Flyback	$470 \ \mu F \ (50 \ V)$
$C_{12}$	Snubber RC do diodo do secundário	$270 \ pF \ (100 \ V)$
$C_{13}$	Snubber RC do diodo do secundário	$270 \ pF \ (100 \ V)$
$C_{14}$	Circuito de compensação do CI	$130 \ pF \ (6,3 \ V)$
$D_1$	Zener limitador de tensão da alimentação do CI	18 V - 1 W
$D_2$	Proteção do enrolamento auxiliar	$V2F22HM3/H \ (200 \ V - 2 \ A)$
$D_3$	Schottky do auxiliar do Flyback	$V2F22HM3/H \ (200 \ V - 2 \ A)$
$D_4$	Snubber RCD do primário	US1M - M3/61T (1000 V - 1 A)
$D_5$	Snubber RCD do MOSFET	US1M - M3/61T (1000 V - 1 A)
$D_6$	Schottky do secundário do Flyback	V2F22HM3/H (200 V – 2 A)
$D_7$	Schottky do secundário do Flyback	V2F22HM3/H (200 V – 2 A)
$D_8$	Zener limitador de tensão do gate do MOSFET	16 V - 0, 5 W

Tabela 6 – Componentes do conversor Flyback implementado.



Figura 20 – Circuito dos reguladores de tensão da fonte auxiliar

As tensões do conversor Flyback são rebaixadas para os valores de +15 V, -15 V, +5 V e +3, 3 V a partir dos reguladores lineares de tensão LM7815, LM7915, LM7805 e AMS1117-3,3, respectivamente.

Além disso, para proteger os *Analogic-Digital Converters* (ADCs) do microcontrolador, um circuito limitador composto pelo TL431A foi utilizado, visto que garante alta precisão programável a partir do circuito externo. Os circuitos utilizados para os reguladores lineares de tensão e para o sistema de proteção dos pinos dos ADCs são apresentados na Figura 20. Os valores dos componentes externos aos CIs são apresentados na Tabela 7.

O circuito do TL431A respeita a equação (3.1). Com  $V_{ref}$  sendo uma tensão interna do CI e equivalente a 2,5 V.

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) V_{ref} \tag{3.1}$$

# 3.2.3 Transdutores de corrente e tensão

Para o sensoreamento das tensões da rede e das correntes nos indutores de filtro, foram utilizados quatro transdutores de tensão, sendo três para tensões CA e um para tensão CC, e quatro transdutores de corrente, para as correntes das fases abc e neutro. Os componentes, suas descrições e valores são apresentados nas Tabelas 7 e 8, respectivamente, para o condicionamento da tensão e da corrente. Os circuitos podem ser observados nas Figuras 21 e 22.

O condicionamento consiste na escolha correta das resistências de entrada (para os transdutores de tensão) e resistências de medição (para ambos os tipos de transdutores), seguidos por buffers, um circuito somador, um filtro, uma resistência para limitar a corrente nos ADCs e o circuito de proteção de tensão do TL431.

Segundo o datasheet do LV 20-P, quando alimentado com  $\pm 15 V$ , a resistência de medição deve ficar entre 100 e 190  $\Omega$ . Além disso, tem-se que a corrente RMS nominal do



Figura 21 – Circuito de condicionamento dos sensores de tensão



Figura 22 – Circuito de condicionamento dos sensores de corrente

		Va	lor
С	Descrição	$\mathbf{C}\mathbf{C}$	CA
$\overline{R_1}$	Resistência de medição do transdutor	$66,5~\Omega$	91 $\Omega$
$R_2$	Resistência de medição do transdutor	$60,4~\Omega$	$42, 2 \ \Omega$
$R_3$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$	100 $k\Omega$
$R_4$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$	100 $k\Omega$
$R_5$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$	100 $k\Omega$
$R_6$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$	100 $k\Omega$
$R_7$	Resistência do Filtro Butterworth de primeira ordem	$10 \ k\Omega$	$10 \ k\Omega$
$R_8$	Resistência para limitação da corrente do ADC do DSP	100 $\Omega$	100 $\Omega$
$C_1$	Capacitância para redução do EMI entre alimentação e GND	$100 \ nF$	$100 \ nF$
$C_2$	Capacitância do Filtro Butterworth de primeira ordem	$10 \ nF$	6,8~nF

Tabela 7 – Componentes do condicionamento dos transdutores de tensão.

С	Descrição	Valor
$\overline{R_1}$	Resistência de medição do transdutor	$66, 5 \Omega$
$R_2$	Resistência de medição do transdutor	$30,2~\Omega$
$R_3$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$
$R_4$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$
$R_5$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$
$R_6$	Resistência do circuito somador	100 $k\Omega$
$R_7$	Resistência do Filtro Butterworth de segunda ordem	18 $k\Omega$
$R_8$	Resistência do Filtro Butterworth de segunda ordem	$22 \ k\Omega$
$R_9$	Resistência para limitação da corrente do ADC do DSP	100 $\Omega$
$C_1$	Capacitância para redução do EMI entre alimentação e GND	$100 \ nF$
$C_2$	Capacitância do Filtro Butterworth de segunda ordem	$270 \ pF$
$C_3$	Capacitância do Filtro Butterworth de segunda ordem	$560 \ pF$

Tabela 8 – Componentes do condicionamento dos transdutores de corrente.

secundário é de 25 mA. Já para o LA 35-NP, o valor da resistência deve ficar na faixa de 60-320  $\Omega$  e tem uma corrente RMS nominal do secundário de 35 mA.

Nesse sentido, como idealmente a saída dos transdutores deve excursionar entre  $\pm 1,5$  V, visando a melhor resolução possível, as resistências de medição são selecionadas para que +1,5 V corresponda ao maior valor real medido e -1,5 V ao menor valor real medido.

Para os transdutores de tensão CA, o valor de pico de saída corresponde a 35,4 mA, visto que o valor nominal RMS é de 25 mA. Para o transdutor de tensão CC, o valor de saída é constante em 25 mA. Por fim, para os transdutores de corrente CA, o valor de pico de saída corresponde a 49,5 mA, dado que seu valor nominal RMS é de 35 mA. Assim, sabendo o valor de corrente de saída e que ele deve corresponder a 1,5 V, é possível descobrir as resistências necessárias para isso, dividindo a tensão pela corrente. Assim são selecionados os valores das resistências  $R_2$  das Tabelas 6 e 7. E os valores de  $R_1$  são complementares para ficarem dentro das faixas comentadas para as resistências de medição.

O circuito somador é utilizado para inserir um valor médio no sinal de saída do transdutor, de modo a garantir que não excursion em valores negativos, os quais os ADCs do microcontrolador não são capazes de ler. As resistências foram selecionados de modo a não exercer ganho nos valores somados. Para a filtragem, Filtros Butterworth de primeira ordem foram utilizados no condicionamento de tensão e de segunda ordem para o de corrente, por conta do maior ruído encontrado nesta.

Finalmente, para a proteção do DSP, um resistor de 100  $\Omega$  é utilizado, diminuindo a corrente para níveis aceitáveis pelo DSP e o TL431 é utilizado para garantir que independentemente do que possa acontecer no circuito de condicionamento, a tensão que chegue aos pinos dos ADCs não ultrapasse 3,3 V, conforme equação (3.1).

# 4 Resultados

Para validar ambas as teorias de potência e técnicas exploradas os resultados serão separados em simulados e de HiL. Assumindo a utilização do inversor de quatro braços, SPCIQ 450-60-50, da SUPPLIER, que tem seus dados técnicos apresentados na Tabela 9, os testes teóricos em ambiente de simulação foram realizados de maneira a se aproximar de parâmetros e características reais de inversores.

Descrição	Valores
Tensão máxima do barramento CC $(V_{CC})$	600 V + 10%
Capacitor do barramento CC $(C_f)$	$2 \times 680 \ \mu F - 400 \ V$
Frequência máxima de chaveamento $(f_s)$	$50 \ kHz$
Potência nominal $(P)$	$4,5 \ kVA$
Tensão eficaz de linha de saída $(V_{F-F})$	0 - 380 V
Frequência de saída $(f_g)$	$30 - 500 \ Hz$
Corrente máxima de saída $(I_{maxinv})$	12 $A @ 125 V_{F-N}, V_{CC} = 600 V, 30 kHz$ 8 $A @ 125 V_{F-N}, V_{CC} = 600 V, 50 kHz$

Tabela 9 – Dados técnicos do SPCIQ 450-60-50.

Para aproveitar a máxima frequência de chaveamento, observa-se que a corrente máxima de saída deve ser de 8 A. Usar essa frequência é vantajoso, pois ela é inversamente proporcional ao valor de  $L_f$  e de  $C_f$ . Outrossim, os resultados de boa filtragem de distorção harmônica de correntes são mais facilmente atingíveis quando o conteúdo harmônico se encontra em frequências elevadas, assim como no caso da utilização de Filtros Passivos. Portanto, as cargas de simulação foram selecionadas para exigir uma corrente próxima dos 8 A.

# 4.1 Resultados de simulação

Para a simulação é utilizado o *solver* "ode23tb" e passo variável de 1  $\mu s$ . Na Tabela 10 são apresentados os parâmetros do sistema simulado, assumindo que não há impedância nem na fonte nem na linha que a conecta à fonte e às cargas.

# 4.1.1 Cargas lineares desbalanceadas

Na Tabela 11 os valores das cargas lineares desbalanceadas utilizadas para simulação são apresentadas.

Como esse cenário é composto apenas de cargas reativas e é caracterizado pelo desbalanço entre as fases, as correntes supridas ainda são senoidais, mas desbalanceadas

Parâmetros	Valores
Frequência de chaveamento - $f_s$	50kHz
Máxima corrente de <i>ripple</i> - $\Delta i_{máx}$	1,2 A
Tensão do barramento CC - $V_{CC}$	400 V
Indutâncias de filtro - $L_f$	2,1 mH
Resistências intrínsecas das indutâncias de filtro - $R_f$	78,5 $m\Omega$
Máxima tensão de <i>ripple</i> - $\Delta V_{CC}$	2 V
Frequência do sistema elétrico - $f_g$	60 Hz
Capacitância do barramento CC - $C_f$	$2 \times 680 \ \mu F$
Tensão eficaz fase-neutro do sistema elétrico - $V_{LRMS}$	127 V

Tabela 10 – Parâmetros do sistema simulado
--

Tabela 11 – Cargas lineares desbalanceadas utilizadas.			
Cargas	Fase a	Fase b	Fase c
Trifásica conectada em Y	$1 \ kW; \ 0, 2 \ kVAR$	$1,2 \ kW; \ 0,5 \ kVAR$	$0, 3 \ kW; \ 1 \ kVAR$

e defasadas das tensões correspondentes de cada fase. Esse cenário é o mais simples para correção, pois correntes harmônicas não compõem as correntes não ativas que o FAPP deve corrigir, sendo suficiente e eficiente a correção do FP pela inserção de filtros passivos no sistema.

Nas Figuras 23 e 24 são apresentadas as correntes das fases a, b e c da rede, com o período inicial correspondendo ao sistema antes da operação do FAPP e quando as correntes tornam-se balanceadas e em fase com as respectivas tensões tem-se o período de operação do FAPP para compensação das correntes não ativas utilizando a TPI e a TPC, respectivamente.

Observa-se a correção das correntes da rede, o que também indica que a corrente de neutro circulante foi zerada. A tensão na capacitância será abordada no cenário de cargas não lineares e lineares conjuntas, pois o comportamento do carregamento e descarregamento do capacitor mantem-se o mesmo.

Com relação aos resultados de  $DTD_i$  em cada cenário, na Tabela 12 são apresentados os valores ante à operação do FAPP em cada uma das fases e pós operação para ambas as teorias. Nas Figuras 25 e 26 são apresentadas as análises espectrais para a fase a com o FAPP operando para a TPI e TPC, respectivamente.

## 4.1.2 Cargas não lineares e lineares

Como esse cenário é composto por ambos os tipos de cargas, o FAPP deve lidar tanto com o desbalanço, quanto com cargas reativas e distorções harmônicas. Esse cenário é mais complexo, pois correntes harmônicas compõem as correntes não ativas que o FAPP deve corrigir, sendo necessário a operação de um FAPP para correção eficiente e dinâmica



Figura 23 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação de cargas lineares desbalanceadas



Figura 24 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação de cargas lineares desbalanceadas

Tabela 12 –  $DTD_i$  antes e após inserção do FAPP no sistema.

$DTD_i$	Fase a [%]	Fase b [%]	Fase c [%]
Sem o FAPP	0,00	0,00	0,00
Com o FAPP - TPI	$0,\!59$	$0,\!47$	$0,\!56$
Com o FAPP - TPC	$1,\!48$	$1,\!56$	$1,\!56$



Figura 25 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas lineares desbalanceadas



Figura 26 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPC) - Simulação de cargas lineares desbalanceadas

de cargas não lineares.

Para o teste no simulador foram utilizadas cargas trifásicas RL conectadas em estrela e cargas RL alimentadas por um retificador trifásico. Os valores das cargas são apresentados na Tabela 13.

Cargas	Fase a	Fase b	Fase c
Trifásica conectada em Y Retificador trifásico - L Retificador trifásico - R	$\begin{array}{c} 1 \ kW; \ 0,2 \ kVAR \\ 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$	$\begin{array}{c} 1,2 \ kW; \ 0,5 \ kVAR \\ 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$	$\begin{array}{c} 0, 3 \ kW; \ 1 \ kVAR \\ 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$

Tabela 13 – Cargas de simulação.

As correntes das fases abc e do neutro para o sistema utilizando compensação com a TPI são apresentadas na Figura 27. Já a tensão de  $C_f$  é observada na Figura 28.

Como se observa, antes da operação do FAPP, o sistema apresenta correntes nas fases não senoidais e desbalanceadas, com alto conteúdo harmônico, mas a partir do momento de operação do FAPP, a menos do transitório, as correntes tornam-se senoidais, balanceadas e defasadas entre si seguindo as suas respectivas tensões, além de corrente de neutro nula, indicando o FP quase unitário atingido pela operação do FAPP.

Nota-se também que a tensão na capacitância atinge regime permanente no valor desejado de 400 V, tornando possível a correta modulação do inversor.

Para a TPC, os resultados das correntes e da tensão são expressos, respectivamente, nas Figuras 29 e 30.

A análise é semelhante à compensação realizada com a TPI. Contudo, a tensão em  $C_f$  apresenta dinâmica diferente, justamente pela forma como a corrente que sai da rede para carregá-la é processada diferente em cada teoria. Na TPI, uma potência é calculada pelo controlador e é reinserida no cálculo da teoria para gerar novas correntes de compensação, ao passo que na TPC, a malha de controle de tensão gera diretamente a corrente de carregamento de  $C_f$  que a rede irá suprir. Nesse sentido, tem-se que, naturalmente, a dinâmica de tensão da TPC é mais rápida.

Com relação aos resultados de  $DTD_i$  em cada cenário, na Tabela 14 são apresentados os valores ante à operação do FAPP em cada uma das fases e pós operação para ambas as teorias. Não obstante, na Figura 31 a análise espectral da corrente da fase a sem operação do FAPP é apresentada. Já nas Figuras 32 e 33 são apresentadas as análises espectrais para a fase a com o FAPP operando para a TPI e TPC, respectivamente.

### 4.1.3 Cargas não lineares

Como esse cenário é composto puramente por cargas não lineares, o FAPP deve lidar com elevadas distorções harmônicas. Esse cenário é o mais complexo, pois as correntes



Figura 27 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação de cargas não lineares e lineares

$DTD_i$	Fase a [%]	Fase b [%]	Fase c [%]
Sem o FAPP	18,01	13,10	14,72
Com o FAPP - TPI	1,36	$1,\!49$	$1,\!37$
Com o FAPP - TPC	$1,\!26$	$1,\!37$	$1,\!25$

Tabela 14 –  $DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema.



Figura 28 – Tensão de  $C_f$  com FAPP operando com a TPI - Simulação de cargas não lineares e lineares

harmônicas são preponderantes em relação à fundamental dos sinais.

Para o teste no simulador foram utilizadas cargas RL alimentadas por um retificador trifásico. Os valores das cargas são apresentados na Tabela 15. As correntes das

Tabela 15 – Cargas de simulação.

Cargas	Fase a	Fase b	Fase c
Retificador trifásico - L Retificador trifásico - R	$\begin{array}{c} 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$	$\begin{array}{c} 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$	$\begin{array}{c} 10 \ mH; \ 1 \ m\Omega \\ 60 \ \Omega \end{array}$

fases a,b e c e para o sistema utilizando compensação com a TPI são apresentadas na Figura 34 e para a TPC na Figura 35. Como se observa, antes da operação do FAPP, o sistema apresenta correntes nas fases não senoidais e desbalanceadas, com alto conteúdo harmônico, mas a partir do momento de operação do FAPP, a menos do transitório, as correntes tornam-se senoidais, balanceadas e defasadas entre si seguindo as suas respectivas tensões, além de corrente de neutro nula, indicando o FP quase unitário atingido pela operação do FAPP.

Com relação aos resultados de  $DTD_i$  em cada cenário, na Tabela 16 são apresentados os valores ante à operação do FAPP em cada uma das fases e pós operação para ambas as teorias. Não obstante, na Figura 36 a análise espectral da corrente da fase a sem operação do FAPP é apresentada. Já nas Figuras 37 e 38 são apresentadas as análises espectrais para a fase a com o FAPP operando para a TPI e TPC, respectivamente.



Figura 29 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação de cargas não lineares e lineares

DTD <sub>i</sub>	Fase a [%]	Fase b [%]	Fase c [%]
Sem o FAPP	29,83	29,83	29,83
Com o FAPP - TPI	$2,\!28$	2,52	$2,\!33$
Com o FAPP - TPC	$2,\!57$	$2,\!46$	$2,\!25$

Tabela 16 –  $DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema.



Figura 30 – Tensão de  ${\cal C}_f$  com FAPP operando com a TPC - Simulação de cargas não lineares e lineares



Figura 31 – Análise harmônica de  $i_a$ sem o FAPP - Simulação de cargas não lineares e lineares


Figura 32 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas não lineares e lineares



Figura 33 – Análise harmônica de  $i_a \mbox{ com o FAPP (TPC)}$  - Simulação de cargas não lineares e lineares



Figura 34 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPI - Simulação de cargas não lineares



Figura 35 – Correntes do sistema com FAPP operando com a TPC - Simulação de cargas não lineares



Figura 36 – Análise harmônica de  $i_a$ sem o FAPP - Simulação de cargas não lineares



Figura 37 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPI) - Simulação de cargas não lineares



Figura 38 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPC) - Simulação de cargas não lineares

#### 4.1.4 Consideração sobre resultados de simulação e reanálise

Para os parâmetros de simulação configurados com o passo variável mínimo de 1  $\mu s$  e solver "ode23tb", observa-se que em todos os cenários de cargas, os resultados de  $DTD_i$  foram satisfatórios, indicando a baixa distorção harmônica obtida. O que consolida a operação do FAPP com ambas as teorias para resolução da QEE no que tange a presença de correntes não ativas no sistema elétrico. Além disso, eem-se que em todos os casos, os FPs de cada uma das fases e coletivo ficaram em torno de 0,99.

Contudo, para servir como base argumentativa para os resultados apresentados na seção de simulação em tempo real, uma nova simulação é apresentada, utilizando passo fixo de simulação de 160  $\mu s$  e o solver "ode1" trocando o inversor por três fontes de corrente controladas conectadas às fases, emulando os braços do inversor, e conectadas em Y, fazendo com que a corrente de neutro também seja compensada, caso as fases sejam compensadas. Essa abordagem se deve ao fato de que fontes de corrente controladas também são utilizadas no lugar do inversor para os os resultados de simulação em tempo real.

Nesse sentido, nas Figuras 39 e 40 são apresentadas, respectivamente, as correntes das fases a, b e c da rede e a  $DTD_i$  da fase a após a compensação com o FAPP. Os valores de  $DTD_i$  das outras fases são semelhantes. Identifica-se que o aumento do passo de simulação prejudica a obtenção de resultados, mesmo sem utilizar inversores chaveados em alta frequência. Isso se deve a problemas no cálculo do simulador ao lidar com transições rápidas, característica evidente em cargas com elevada distorção harmônica, ao utilizar



Figura 39 – Correntes do sistema com passo fixo de 160 $\mu s$ - Simulação de cargas não lineares



Figura 40 – Análise espectral da corrente da fase a da rede com passo fixo de 160 $\mu s$  - Simulação de cargas não lineares

passos de simulação inadequados.

# 4.2 Resultados de Hardware-in-the-Loop e simulação em tempo real

Para a implementação em HiL do FAPP utilizando o DSpace, o sistema elétrico utilizado foi o mesmo da Tabela 10 e os cenários e cargas apresentados se repetiram da subseção de simulação, a fim de comparações.

### 4.2.1 Cargas lineares desbalanceadas

Nas Figuras 41 e 42 são apresentados os resultados pertinentes para análise da operação do FAPP no sistema, operando com a TPI e a TPC, respectivamente. Nas Subfiguras "a" são denotados os valores de corrente e tensão nas cargas do sistema já reduzidos para níveis adequados considerando os DACs e ADCs envolvidos. Ressalta-se que, caso o FAPP não esteja em operação, os formatos das ondas são os mesmos na rede elétrica, visto que não é considerada impedância na rede ou na linha. Já nas Subfiguras "b", são exibidas as correntes de compensação das fases a, b e c calculadas no microcontrolador e já lidas pelo DSpace para operação do FAPP. Vale reiterar a questão da quantidade de DACs do launchpad utilizado, sendo necessário utilizar um pino de PWM com filtro passa-baixa para funcionamento como DAC, sendo sempre o caso para as correntes de compensação da fase c, que aparentam estar mais ruidosas, por conta dessa limitação. Por fim, nas Subfiguras "c" são evidenciadas as correntes e tensões (com amplitudes reduzidas para comparação com as correntes) da rede elétrica, sendo possível atestar e qualificar o funcionamento do FAPP. Para os demais cenários de cargas, a estrutura da Figuras e Subfiguras seguem as mesmas.

Como se observa, os resultados da operação do FAPP com ambas as teorias é bastante semelhante e o objetivo de tornar as correntes da rede senoidais, balanceadas e em fase com as respectivas tensões de fase é atingido. Para enfatizar, os FPs das fases a, b, c e coletivo antes da operação do FAPP são respectivamente, 0,260, 0,892, 0,986 e 0,729. Após a inserção do FAPP no sistema operando com a TPI, os FPs resultam em 0,993, 0,999, 0,999 e 0,996. Para o FAPP operando com TPC, resultam em 0,993, 0,999 e 0,997.

Outro parâmetro a ser anlisado é a  $DTD_i$  das correntes da rede após a correção do FAPP. Nesse sentido, nas Figuras 43 e 44 são apresentadas as  $DTD_i$  da corrente da fase a da rede, respectivamente, para o FAPP operando com a TPI e a TPC. Na Tabela 17 são evidenciados os valores de  $DTD_i$  para todas as fases sem e com o FAPP operando em ambas as teorias.



Figura 41 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPI. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP



Figura 42 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPC. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP



Figura 43 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPI) - Simulação em tempo real de cargas lineares desbalanceadas



Figura 44 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPC) - Simulação em tempo real de cargas lineares desbalanceadas

$DTD_i$	Fase a [%]	Fase b [%]	Fase c [%]
Sem o FAPP	0,00	0,00	0,00
Com o FAPP - TPI	$3,\!55$	$1,\!88$	$2,\!10$
Com o FAPP - TPC	$3,\!64$	1,75	$2,\!13$

Amplitude (A - V) 0.0 0 (a) v<sub>bg</sub> ag ad cg 0.01 0.02 0.03 0.04 0.05 0 0.06 0.07 0.08 (b) Amplitude (A) с 'c, 'c -10└─ 0 0.01 0.02 0.03 0.04 0.05 0.06 0.07 0.08 (c) Amplitude (A - V) 10 v<sub>bg</sub> 'ag v<sub>ag</sub> cg 0 'bg ca 10 0.01 0.08 0 0.02 0.03 0.04 0.05 0.06 0.07 Tempo(s)

Tabela 17 –  $DTD_i$  antes e após inserção do FAPP no sistema.

Figura 45 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPI. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP

## 4.2.2 Cargas não lineares e lineares

Nesse cenário são utilizadas cargas não lineares e lineares em conjunto, com desbalanço nas fases. Nesse sentido, o FAPP deve tanto lidar com as parcelas não ativas referentes à assimetria no sistema, quanto com as parcelas referentes à não linearidade e, consequentemente, a distorção harmônica, além das parcelas reativas. As Figuras 45 e 46 são referentes aos resultados da TPI e TPC, respectivamente. Nota-se que para essa configuração de cargas, os resultados da TPI e da TPC apresentam mais diferenças ainda que sejam semelhantes. As maiores mudanças estão na amplitude da corrente de compensação da fase c, e em algumas mudanças pequenas nos formatos de ondas das correntes das fases a e b, conforme Subfiguras 45b e 46. Os FPs das fases a, b, c e coletivo antes da operação do FAPP são, respectivamente, 0,763, 0,957, 0,986 e 0,907. Para o FAPP operando com a TPI, são 0,987, 0,986, 0,983 e 0,986. Enquanto para a operação com a TPC, são 0,986, 0,986, 0,989 e 0,987.



Figura 46 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPC. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP

Novamente, a  $DTD_i$  das correntes da rede são analisadas e apresentadas nas Figuras 47 e 48, utilizando-se da corrente da fase a da rede, respectivamente, para o FAPP operando com a TPI e a TPC. Na Tabela 18 são observados os valores para as demais fases sem e com o FAPP operando com ambas as teorias. Lembrando que o passo fixo de

$DTD_i$	Fase a [%]	Fase b [%]	Fase c [%]
Sem o FAPP	18,01	$13,\!10$	14,72
Com o FAPP - TPI	$33,\!15$	$62,\!62$	43,28
Com o FAPP - TPC	$34,\!02$	$41,\!17$	$61,\!69$

Tabela 18 –  $DTD_i$ antes e após inserção do FAPP no sistema.

simulação foi ajustado em 160  $\mu s$  para possibilitar a simulação em tempo real, causando o mesmo problema evidenciado com relação ao passo da simulação e os cálculos envolvendo sinais com elevado conteúdo harmônico.

### 4.2.3 Cargas não lineares

Nessa configuração de cargas, o FAPP deve lidar com alta  $DTD_i$ , visto que toda corrente não ativa a ser compensada é derivada da não linearidade das cargas. Nas Figuras 49 e 50 são apresentados os resultados do FAPP operando com a TPI e a TPC, respectivamente.



Figura 47 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPI) - Simulação em tempo real de cargas não lineares e lineares



Figura 48 – Análise harmônica de  $i_a$  com o FAPP (TPC) - Simulação em tempo real de cargas nãos lineares e lineares



Figura 49 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPI. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP



Figura 50 – Medidas pertinentes do HiL e operação do FAPP com TPC. a) Tensões e correntes das cargas com amplitude reduzida para DACs do dSPACE; b) Correntes de compensação lidas pelo dSPACE; c) Correntes e tensões (com amplitudes reduzidas) da rede para verificação da operação do FAPP



Figura 51 – Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC - Simulação

Verifica-se que os dois resultados são bastante semelhantes, com a maior diferença encontrada na corrente da fase c da rede, conforme Subfiguras 49c) e 50c), pois um filtro foi utilizado para tentar reduzir a informação em alta frequência imposta pela utilização do PWM na conversão dessa corrente na troca entre microcontrolador e DSpace. Os FPs das fases a, b, c e coletivo antes do FAPP ser conectado são, respectivamente, 0,946, 0,945, 0,944 e 0,946. Para o FAPP operando com a TPI, 0,961, 0,958, 0,94 e 0,954. Já para a TPC, são 0,961, 0,956, 0,946 e 0,955.

Como esse é o caso com as maiores distorções harmônicas dentre todos, não são apresentados os resultados de  $DTD_i$ , por conta da justificativa apresentada no caso anterior referente ao passo de simulação.

#### 4.2.4 Consideração sobre os resultados de Real-Time Simulation

Para reiterar o problema do passo fixo utilizado, são apresentadas comparações entre as correntes de compensação com o FAPP operando com a TPC, calculadas diretamente no SimulinK, as calculadas no microcontrolador e as enviadas do microncontrolador para o simulador em tempo real do caso das cargas não lineares em conjunto com cargas lineares nas Figuras 51, 52 e 53, respectivamente.

Como se observa, as correntes de compensação embarcadas no microcontrolador são extremamente semalhantes com as calculadas no simulador. Entretanto, quando são lidas no simulador em tempo real, por conta do passo fixo, sofrem pequenas distorções, que em conjunto com os demais cálculos sendo realizados com menor resolução, causam



Figura 52 – Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC - F28379D



Figura 53 – Correntes de compensação para cargas não lineares com TPC - ADCs do dSPACE

os problemas citados.

# Conclusão

Os cálculos das teorias de potência foram embarcados com sucesso no microcontrolador F28379D, sendo testados para diferentes cenários de carga, inclusive para aqueles com demanda em alta frequência das cargas com elevada distorção harmônica.

Ambas TPI e TPC se provaram válidas para a operação dos FAPPs. Nesse sentido, mesmo com a maior complexidade nos cálculos da TPC por conta dos cálculos integrais necessários, os comportamentos do FAPP operando com as teorias produziram resultados semelhantes.

A utilização da simulação em tempo real produziu resultados para validar o código embarcado no microcontrolador. Contudo, destaca-se que pela limitação dos passos de simulação exequíveis para ser possível compilar em tempo real a simulação, cenários com elevadas distorções harmônicas não foram totalmente compensados, pois a simulação não realizava os cálculos com resolução suficiente para os sinais de transiente rápido.

Como trabalhos futuros, objetiva-se o desenvolvimento do sistema físico para validação completa do protótipo desenvolvido na simulação em tempo real.

# Referências

ADAK, S. Harmonics mitigation of stand-alone photovoltaic system using lc passive filter. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Springer, v. 16, n. 5, p. 2389–2396, 2021.

Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), estabelecido pela Resolução Normativa ANEEL nº 956/2021. Brasília, Brasil: ANEEL, 2021. Atualização dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Brasil. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/prodist>https://www.aneel.gov.br/prodist.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.

ANDRADE, N. D. de et al. Embedded fpga controllers for current compensation based on modern power theories. *Energies*, MDPI, v. 15, n. 17, p. 6284, 2022.

ARRANZ-GIMON, A. et al. A review of total harmonic distortion factors for the measurement of harmonic and interharmonic pollution in modern power systems. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 20, p. 6467, 2021.

BAJAJ, M. et al. Optimal design of passive power filter using multi-objective paretobased firefly algorithm and analysis under background and load-side's nonlinearity. *IEEE Access*, IEEE, v. 9, p. 22724–22744, 2021.

BAO, G.; KE, S. Load transfer device for solving a three-phase unbalance problem under a low-voltage distribution network. *Energies*, MDPI, v. 12, n. 15, p. 2842, 2019.

BOYLESTAD, R. L.; INTRODUÇÃO, À. Análise de Circuitos. [S.l.]: Editora Pearson, Sao Paulo, 2012.

BUŁA, D.; GRABOWSKI, D.; MACIĄŻEK, M. A review on optimization of active power filter placement and sizing methods. *Energies*, MDPI, v. 15, n. 3, p. 1175, 2022.

DAS, S. R. et al. A comprehensive survey on different control strategies and applications of active power filters for power quality improvement. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 15, p. 4589, 2021.

DEPENBROCK, M. The fbd-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE transactions on power systems*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 381–387, 1993.

DING, Y.; MAO, M.; CHANG, L. Conservative power theory and its applications in modern smart grid: Review and prospect. *Applied Energy*, Elsevier, v. 303, p. 117617, 2021.

DIRIK, H.; GEZEGIN, C.; DIRIK, H. S. Reactive power compensation with hybrid compensator combining a synchronous motor and switched capacitors. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 216, p. 109010, 2023.

Eaton Corporation. *Harmonic Mitigating Transformers (HMT)*. Cleveland, OH, USA, 2021. Technical Document TD00904003E. Disponível em: <a href="https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/low-voltage-power-distribution-controls-systems/transformer/files/harmonic-mitigating-transformers-td00904003e-.pdf">https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/low-voltage-power-distribution-controls-systems/transformer/files/harmonic-mitigating-transformers-td00904003e-.pdf</a>>https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/low-voltage-power-distribution-controls-systems/transformer/files/harmonic-mitigating-transformers-td00904003e-.pdf</a>

GALI, V.; GUPTA, N.; GUPTA, R. Mitigation of power quality problems using shunt active power filters: A comprehensive review. In: IEEE. 2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). [S.l.], 2017. p. 1100–1105.

GRAÑA-LÓPEZ, M. et al. study of the sustainability of electrical power systems: Analysis of the causes that generate reactive power. *Sustainability*, MDPI, v. 11, n. 24, p. 7202, 2019.

GRASEL, B.; BAPTISTA, J.; TRAGNER, M. Supraharmonic and harmonic emissions of a bi-directional v2g electric vehicle charging station and their impact to the grid impedance. *Energies*, MDPI, v. 15, n. 8, p. 2920, 2022.

GROUP, A. T. *dSPACE CLP1104 Datasheet.* 2020. Accessed: 2024-12-15. Disponível em: <a href="https://www.artisantg.com/info/dSPACE\_CLP1104\_Datasheet\_2016630134744">https://www.artisantg.com/info/dSPACE\_CLP1104\_Datasheet\_2016630134744</a>.pdf>https://www.artisantg.com/info/dSPACE\_CLP1104\_Datasheet\_2016630134744.pdf.

IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. *IEEE Std* 1159-2009 (*Revision of IEEE Std* 1159-1995), p. 1–94, 2009.

International Electrotechnical Commission. *IEC 61000-3-4: Electromagnetic* Compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current Greater than 16 A. Geneva, Switzerland: IEC, 1998. 1st Edition. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/5707>https://webstore.iec.ch/publication/5707.

International Electrotechnical Commission. *IEC 61000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current 16 A per phase).* Geneva, Switzerland: IEC, 2018. 4th Edition. Disponível em: <a href="https://webstore.iec.ch/publication/5706">https://webstore.iec.ch/publication/5706</a>>

ISHAYA, M. M. et al. Single-tuned passive filter (stpf) for mitigating harmonics in a 3-phase power system. *Scientific Reports*, Nature Publishing Group UK London, v. 13, n. 1, p. 20754, 2023.

KUMAR, R. et al. Experimental investigations on particle swarm optimization based control algorithm for shunt active power filter to enhance electric power quality. *IEEE Access*, IEEE, v. 10, p. 54878–54890, 2022.

LAI, J. C.-T. et al. Wideband series harmonic voltage compensator for enhancing stability of microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 37, n. 8, p. 9687–9702, 2022.

LEENS, F. An introduction to i 2 c and spi protocols. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, IEEE, v. 12, n. 1, p. 8–13, 2009.

LI, Y. et al. Decoupled mitigation control of series resonance and harmonic load current for hapfs with a modified two-step virtual impedance shaping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 70, n. 8, p. 8064–8074, 2022.

LIU, Y. et al. Review and comparison of control strategies in active power decoupling. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 36, n. 12, p. 14436–14455, 2021.

LUMBRERAS, D. et al. Trends in power quality, harmonic mitigation and standards for light and heavy industries: A review. *Energies*, MDPI, v. 13, n. 21, p. 5792, 2020.

MIHALIČ, F.; TRUNTIČ, M.; HREN, A. Hardware-in-the-loop simulations: A historical overview of engineering challenges. *Electronics*, MDPI, v. 11, n. 15, p. 2462, 2022.

MOHAMED, M. A.-E.-H. et al. Energy saving maximization of balanced and unbalanced distribution power systems via network reconfiguration and optimum capacitor allocation using a hybrid metaheuristic algorithm. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 11, p. 3205, 2021.

MONTOYA, O. D.; ALARCON-VILLAMIL, J. A.; HERNÁNDEZ, J. C. Operating cost reduction in distribution networks based on the optimal phase-swapping including the costs of the working groups and energy losses. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 15, p. 4535, 2021.

MORÁN, L.; ALBISTUR, C. A.; BURGOS, R. Multimega var passive filters for mining applications: Practical limitations and technical considerations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 52, n. 6, p. 5310–5317, 2016.

MUMTAZ, F. et al. A high voltage gain interleaved dc-dc converter integrated fuel cell for power quality enhancement of microgrid. *Sustainability*, MDPI, v. 15, n. 9, p. 7157, 2023.

NAHVI, M.; EDMINISTER, J. A. Circuitos Elétricos-5. [S.l.]: Bookman Editora, 2014.

NASSIF, A. B.; XU, W.; FREITAS, W. An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. *IEEE transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 24, n. 3, p. 1710–1718, 2009.

PIRES, V. F. et al. Compensation of unbalanced low-voltage grids using a photovoltaic generation system with a dual four-leg, two-level inverter. *Electronics*, MDPI, v. 11, n. 3, p. 320, 2022.

SANJENBAM, C. D.; SINGH, B.; SHAH, P. Reduced voltage sensors based upqc tied solar pv system enabling power quality improvement. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 38, n. 1, p. 392–403, 2022.

SATISH, R. et al. A novel three-phase harmonic power flow algorithm for unbalanced radial distribution networks with the presence of d-statcom devices. *Electronics*, MDPI, v. 10, n. 21, p. 2663, 2021.

SLESZYNSKI, W.; CICHOWSKI, A.; MYSIAK, P. Suppression of supply current harmonics of 18-pulse diode rectifier by series active power filter with lc coupling. *Energies*, MDPI, v. 13, n. 22, p. 6060, 2020.

SOŁJAN, Z.; ZAJKOWSKI, M.; BORUSIEWICZ, A. Reactive power compensation and distortion power variation identification in extended budeanu power theory for single-phase systems. *Energies*, MDPI, v. 17, n. 1, p. 227, 2023.

SOUZA, W. A. de; ALMEIDA, T. A. de. An effective cpt-based nonintrusive load monitoring for cognitive meters. *IEEE transactions on smart grid*, IEEE, v. 13, n. 3, p. 2148–2157, 2022.

STAUDT, V. Fryze-buchholz-dependence: A time-domain power theory. In: IEEE. 2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation. [S.I.], 2008. p. 1–12.

TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative power theory, a framework to approach control and accountability issues in smart microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 664–673, 2010.

Texas Instruments. *TMS320F28379D* - *C2000 Real-Time Microcontroller*. 2024. https://www.ti.com/product/TMS320F28379D. Accessed: 2024-01-12.

WANG, Y. et al. A novel integrated method for harmonic suppression and reactive power compensation in distribution network. *Symmetry*, MDPI, v. 14, n. 7, p. 1347, 2022.

XU, S. et al. Adaptive damping-an improved resonance mitigation scheme for shunt capacitors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 37, n. 2, p. 755–764, 2021.

YIDI, S. A. G. et al. Comparison of reactive power compensation methods in an industrial electrical system with power quality problems. *Electricity*, MDPI, v. 5, n. 3, p. 642–661, 2024.