



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CAMPUS DE SOBRAL**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SAMELIUS SILVA DE OLIVEIRA**

**PROJETO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE FILTRO ATIVO PARALELO TRIFÁSICO**

**SOBRAL**

**2019**

SAMELIUS SILVA DE OLIVEIRA

PROJETO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE FILTRO ATIVO PARALELO TRIFÁSICO

Monografia apresentada ao curso de engenharia elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

SOBRAL

2019

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

---

O51p Oliveira, Samelius Silva de.  
Projeto, análise e simulação de um filtro ativo paralelo trifásico / Samelius Silva de Oliveira. – 2019.  
75 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral,  
Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2019.  
Orientação: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

1. Filtro Ativo de Potência. 2. Harmônicos. 3. Eixo de referência síncrono. I. Título.

CDD 621.3

---

SAMELIUS SILVA DE OLIVEIRA

PROJETO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE FILTRO ATIVO PARALELO TRIFÁSICO

Monografia apresentada ao curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em: \_\_\_/\_\_\_/\_\_\_\_\_.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira  
Universidade Estadual do Ceará (UFC)

Aos meus pais, Joaquim (*in memoriam*) e  
Fátima.

## **AGRADECIMENTOS**

Aos meus pais, Joaquim e Fátima, pela dedicação, amor incondicional e pelo esforço para que eu tivesse a melhor educação.

Aos meus tios Vanaldo e Antônia e toda sua família por todo o apoio e acolhimento que me deram como um filho e ao meu primo Aldair pelo companheirismo e amizade em todos esses anos a quem tenho como um irmão.

A todos os colegas de graduação em especial Iago Machado, Danillo Fernandes, Johan Lucas, Larissa Souza pelo companheirismo e amizade ao longo desses anos.

Aos colegas e tutores do Programa de Educação Tutorial (PET) ao qual fiz parte por mais de três anos e que me propiciaram experiências singulares que auxiliaram em minha formação como estudante e como pessoa.

Ao Professor Isaac, pela excelente orientação ao longo desse trabalho e aos professores participantes da banca examinadora Marcus Rogério de Castro e Adson Bezerra que me deram a honra de prestigiar e avaliar este trabalho.

“Os cientistas estudam o mundo como ele é, os engenheiros criam um mundo como ele nunca havia sido.”

(Theodore Von Karman)

## RESUMO

Este trabalho descreve o projeto e a simulação de um filtro ativo de potência paralelo (FAPP) para ser aplicado em sistemas elétricos trifásico com fornecimento a três fios. A finalidade deste dispositivo é mitigar correntes harmônicas que circulam na rede elétrica e compensar potência reativa. O filtro é composto por um conversor fonte de tensão bidirecional em corrente capaz que sintetizar correntes de compensação de acordo uma referência gerada por um de um circuito de controle. A determinação das referências para o filtro é feita pelo método baseado em eixos de referência síncrona (*synchronous reference frame* - SRF), fundamentada na transformada de Park. A metodologia do dimensionamento dos componentes, a modelagem do sistema e projeto das malhas de controle são descritos. Para avaliar o funcionamento e a resposta dinâmica do filtro são realizadas simulações em ambiente computacional, com diferentes situações de operação. O filtro ativo projetado apresentou desempenho satisfatório garantindo a compensação de harmônicos e corrigindo o fator de potência para os diferentes tipos de carga testados, validando assim, a metodologia proposta no trabalho.

**Palavras-chave:** Filtro Ativo de Potência. Harmônicos. Eixo de referência síncrono

## ABSTRACT

This work describes design and simulation of shunt active power filter (SAPF) applied to three-phase three-wire electrical systems. The purpose of this device is to mitigate harmonic currents presents in the grid and compensate reactive power. The SPAF consists of a bi-directional converter capable of synthesizing compensation currents and a control circuit to obtain current references. The obtaining the references for the filter are based on the synchronous reference frame (SRF) method, based on the Park's transform. The methodology of component sizing, system modeling and control loop design are described. In order to evaluate the operation and dynamic response of the filter, simulations are performed in a computational environment, with different operating situations. The active filter presented a satisfactory performance guaranteeing the harmonic compensation and power factor correction for the different types of load tested, thus validating the methodology proposed in the work.

**Keywords:** Active Power Filters. Harmonics. Synchronous reference frame.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	– Ondas distorcidas e seus componentes harmônicos.....	17
Figura 2.2	– Forma de onda (a) e seu espectro de harmônico (b).....	18
Figura 2.3	– Distorção na tensão causada por carga não-lineares.....	19
Figura 2.4	– Tetraedro de potências.....	22
Figura 2.5	– Interpretação física das potências instantâneas.....	24
Figura 2.6	– Filtro ativo série (a) Filtro ativo paralelo (b).....	26
Figura 2.7	– Princípio de operação de um FAPP.....	26
Figura 3.1	– Inversor fonte de tensão (VSI).....	28
Figura 3.2	– Diagrama do circuito do FAPP.....	29
Figura 3.3	– Espectro harmônico da tensão no PAC causada pelo chaveamento do FAPP.....	33
Figura 3.4	– Estrutura de filtro passivo de alta frequência.....	33
Figura 3.5	– Circuito de pré-carga.....	34
Figura 3.6	– Transformação abc para $\alpha\beta$ .....	36
Figura 3.7	– Transformação $\alpha\beta$ para dq.....	36
Figura 3.8	– Geração das referências de corrente.....	37
Figura 3.9	– Análise harmônica no eixo síncrono.....	38
Figura 3.10	– Diagrama de blocos do circuito q-PLL.....	39
Figura 3.11	– Sinal de saída do PLL com distúrbios de tensão.....	40
Figura 4.1	– Esquemático do conversor conectado ao sistema.....	43
Figura 4.2	– Circuito monofásico equivalente do conversor.....	43
Figura 4.3	– Circuito monofásico equivalente do sistema.....	44
Figura 4.4	– Desacoplamento dos eixos d e q.....	46
Figura 4.5	– Fluxo de potência no FAPP.....	47

Figura 4.6	– Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.....	49
Figura 4.7	– Diagrama de Bode da FTMA de corrente.....	50
Figura 4.8	– Diagrama de Bode da FTMA de corrente compensada.....	52
Figura 4.9	– Diagrama de Bode da FTMF da corrente.....	53
Figura 4.10	– Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.....	54
Figura 4.11	– Diagrama de Bode da FTMA de tensão compensada.....	55
Figura 5.1	– Correntes no FAPP (a) e tensão no barramento CC (b).....	57
Figura 5.2	– Detalhe da correntes no FAPP (a) e tensão no barramento cc.....	58
Figura 5.3	– Correntes na (a) carga, (b) filtro e (c) na rede.....	59
Figura 5.4	– Espectro harmônico das correntes: (a) carga, (b) filtro e (c) rede.....	60
Figura 5.5	– Correntes de (a) $i_d$ e (b) $i_q$ da carga.....	60
Figura 5.6	– Detalhe da corrente no FAPP.....	61
Figura 5.7	– Correntes na (a) carga, (b) filtro e (c) na rede.....	62
Figura 5.8	– Espectro harmônico das correntes: (a) carga, (b) filtro e (c) rede.....	62
Figura 5.9	– Correntes de (a) $i_d$ e (b) $i_q$ da carga.....	63
Figura 5.10	– Correntes no FAPP ( $i_{fa}$ ) e de referência ( $i_{fa}^*$ ).....	63
Figura 5.11	– Tensão e corrente no PAC (Fase A).....	64
Figura 5.12	– Tensao no PAC: (a) sem filtro e (b) com filtro de alta frequência.....	64
Figura 5.13	– Correntes na (a) carga, (b) rede e (c) tensão no barramento CC.....	65
Figura 5.14	– Análise com carga desequilibradas: Correntes na (a) carga, (b) rede e (c) tensão no barramento cc.....	66
Figura 5.15	– Espectro harmônico da tensão do capacitor com carga desequilibrada.....	66

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Limites máximos de distorção harmônicas de corrente em (%) de $i_L$ .....	20
Tabela 3.1 – Valores críticos da carga.....	30
Tabela 3.2 – Valores máximos corrente e tensão no FAPP.....	35
Tabela 5.1 – Parâmetros da simulação.....	56
Tabela 5.2 – Cargas utilizadas.....	56
Tabela 5.3 – Resultados da simulação para situação 1.....	59
Tabela 5.4 – Resultados da simulação para situação 2.....	61

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FD	Fator de distorção
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa-Baixas
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse With Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Harmonic Total Distortion</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$d$	Razão cíclica
$f_c$	Frequência de chaveamento
$f_r$	Frequência da rede elétrica
$i_d$	Corrente de eixo direto
$i_q$	Corrente de eixo em quadratura
$L_f$	Indutância do FAPP
$v_\beta$	Tensão no eixo beta
$v_\alpha$	Tensão no eixo alfa
$V_{cc}$	Tensão do barramento cc
$\omega_{cz}$	Frequência de cruzamento
$P$	Potência Ativa
$S$	Potência Aparente
$D$	Potência de Distorção Harmônica
$Q$	Potência Reativa
$V_t$	Tensão de pico da portadora triangular
$C_f$	Capacitância do barramento CC
$K_p$	Ganho proporcional do controlador PI
$K_I$	Ganho integral do controlador PI
$i_s$	Corrente na fonte
$i_f$	Corrente no filtro
$i_L$	Corrente na carga
$p$	Potência ativa instantânea
$q$	Potência reativa instantânea
$i_s$	Corrente na rede
$i_f$	Corrente no FAPP
$i_L$	Corrente na carga

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos.....</b>	<b>16</b>
<b>1.2</b>	<b>Estrutura do trabalho.....</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>DISTORÇÃO HARMÔNICA E FILTROS ATIVOS.....</b>	<b>17</b>
<b>2.1</b>	<b>Harmônicos.....</b>	<b>17</b>
<b>2.1.1</b>	<i>Normas regulamentadoras.....</i>	<i>19</i>
<b>2.1.2</b>	<i>Potência elétrica em condições não lineares.....</i>	<i>21</i>
<b>2.1.2.1</b>	<i>Definição clássica no domínio da frequência.....</i>	<i>21</i>
<b>2.1.2.2</b>	<i>Teoria das potências instantâneas.....</i>	<i>23</i>
<b>2.2</b>	<b>Filtro Ativos de Potência.....</b>	<b>24</b>
<b>3</b>	<b>PROJETO DO FAPP.....</b>	<b>28</b>
<b>3.1</b>	<b>Circuito de Potência.....</b>	<b>28</b>
<b>3.1.1</b>	<i>Potência Processada.....</i>	<i>29</i>
<b>3.1.2</b>	<i>Barramento CC.....</i>	<i>30</i>
<b>3.1.3</b>	<i>Indutores de acoplamento.....</i>	<i>31</i>
<b>3.1.4</b>	<i>Filtro Passivo de Alta Frequência.....</i>	<i>32</i>
<b>3.1.5</b>	<i>Circuito de Pré-carga.....</i>	<i>34</i>
<b>3.1.6</b>	<i>Sistema de Medição.....</i>	<i>35</i>
<b>3.2</b>	<b>Estratégia de geração de referência.....</b>	<b>35</b>
<b>3.2.1</b>	<i>Algoritmo SRF (Synchronous Reference Frame).....</i>	<i>35</i>
<b>3.2.2</b>	<i>Circuito de Sincronismo.....</i>	<i>38</i>
<b>4</b>	<b>PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE.....</b>	<b>42</b>
<b>4.1</b>	<b>Modelagem do conversor.....</b>	<b>42</b>
<b>4.1.1</b>	<i>Modelo de correntes.....</i>	<i>44</i>
<b>4.1.2</b>	<i>Modelo do barramento cc.....</i>	<i>46</i>
<b>4.2</b>	<b>Controle das correntes do FAPP.....</b>	<b>48</b>
<b>4.3</b>	<b>Controle da tensão do barramento CC.....</b>	<b>53</b>
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....</b>	<b>56</b>
<b>5.1</b>	<b>Energização do FAPP.....</b>	<b>57</b>
<b>5.2</b>	<b>Análise em regime permanente.....</b>	<b>58</b>
<b>5.2.1</b>	<i>Situação 1.....</i>	<i>58</i>

5.2.2	<i>Situação 2</i> .....	61
5.3	<b>Análise transitória e controle do barramento cc</b> .....	65
6	<b>CONCLUSÃO</b> .....	67
6.1	<b>Conclusão geral</b> .....	67
6.2	<b>Sugestões de trabalhos futuros</b> .....	68
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	69
	<b>APÊNDICE A –ESQUEMÁTICOS DA SIMULAÇÃO</b> .....	71
	<b>APÊNDICE B –CARGAS SIMULADAS</b> .....	72
	<b>APÊNDICE C –ESQUEMATICO DO CONTROLADOR</b> .....	73

## 1 INTRODUÇÃO

A evolução da eletrônica de potência ao longo do tempo possibilitou um notável avanço tecnológico. O surgimento dos dispositivos semicondutores e as estratégias baseadas em chaveamento em alta frequência proporcionaram o desenvolvimento de novos equipamentos e sistemas que processam a energia elétrica de forma mais eficiente e versátil. Assim a utilização desses equipamentos eletrônicos se tornou algo comum e essencial nas mais diversas escalas de consumo. Apesar das vantagens e melhorias advindas dessas tecnologias, a crescente utilização de tais equipamentos tem causado grande preocupação referente à qualidade de fornecimento da energia elétrica.

Há mais de um século a distribuição de energia é feita majoritariamente em regime de corrente alternada entregando a tensão em formato senoidal. Dessa forma, os equipamentos conectados a uma rede elétrica são fabricados para operar nessa condição. As cargas eletrônicas drenam correntes não lineares (harmônicas) da rede, tal fenômeno acarreta a deteriorização da tensão fornecida comprometendo o funcionamento e a integridade de outras cargas mais sensíveis conectadas nessa mesma rede. O problema afeta não somente as cargas, mas também ao próprio sistema de fornecimento. As harmônicas causam aumento das perdas de energia nos condutores e mau funcionamento de dispositivos de proteção que compõe a instalação.

Os altos níveis de potência envolvidos e a grande quantidade de cargas não-lineares presentes tornam o ambiente industrial o mais susceptível aos efeitos prejudiciais das correntes harmônicas e onde o impacto econômico é mais considerável.

Diante disso, a crescente preocupação com a qualidade energia se reflete no crescimento do número de publicações internacionais relacionadas a esse tema nos últimos anos (OMORI, 2007) e na elaboração de normas e recomendações que visam controlar o conteúdo harmônico nos sistemas elétricos orientando o consumidor ou impondo restrições aos fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos.

É nesse contexto, de minimizar o impacto de correntes harmônicas em um sistema elétrico, que surgem os filtros ativos de potência paralelos (FAPP). Essas estruturas são conversores eletrônicos conectados na rede que agem como fontes controladas processando correntes no ponto de conexão de tal forma que a corrente drenada da rede elétrica seja aproximadamente senoidal e em fase com a tensão. Para isso o FAPP possui um circuito de controle que age extraíndo as referências de correntes que devem ser geradas e, com técnicas de controle adequadas, garantindo a imposição dessas correntes de forma correta.

## 1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é projetar e simular um filtro ativo de potência paralelo (FAPP) para ser aplicado em um sistema de distribuição de baixa tensão trifásico a três fios. O dispositivo terá a função de mitigar correntes harmônicas que circulam na rede de alimentação e/ou corrigir fator de potência. Como objetivos específicos pode-se citar:

- Caracterizar as distorções harmônicas, suas causas e seus impactos em sistemas elétricos;
- Apresentar uma discussão sobre teoria matemáticas de potência elétrica que fundamentam as estratégias de controle do FAPP;
- Projetar o circuito de potência e a estratégia de geração de referência do FAPP de acordo com as especificações estabelecidas;
- Estabelecer modelos matemáticos no domínio da frequência para representar a dinâmica do FAPP e projetar os controladores;
- Realizar simulações computacionais para verificar o desempenho do FAPP em variadas condições de operação.

## 1.2 Estrutura do trabalho

No capítulo 2 são apresentados conceitos relativos à qualidade de energia com ênfase no fenômeno de distorção harmônica, suas causas e efeitos num sistema elétrico e sobre os processos de filtragem ativa, seu princípio de funcionamento e topologias existentes.

Em seguida, no capítulo 3 é descrito sequencialmente o dimensionamento do circuito de potência do FAPP, o método utilizado para gerar as correntes de referências e o circuito de sincronismo com a rede elétrica.

No capítulo 4 é mostrado o projeto das malhas de controle do filtro ativo precedidos da modelagem matemática do conversor e o dimensionamento dos ganhos dos controladores utilizados nas malhas de corrente e tensão no barramento CC.

No capítulo 5 são mostrados os procedimentos utilizados nas simulações computacionais, mostrando o funcionamento do filtro e os resultados obtidos em forma de dados numéricos e gráficos.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais do trabalho.

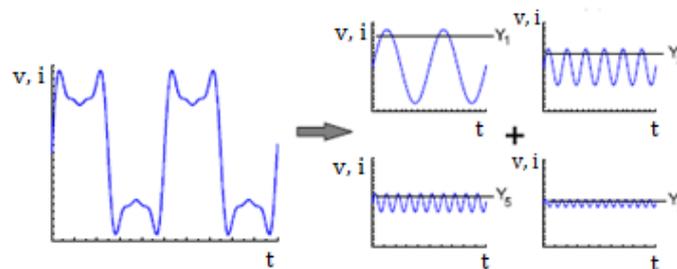
## 2 DISTORÇÕES HARMÔNICAS E FILTROS ATIVOS

Neste capítulo serão apresentados conceitos e definições sobre harmônicos e filtragem ativa. O entendimento desses conceitos servirá de base para dimensionamento dos elementos que compõe o filtro ativo e para o seu controle que serão tratados em capítulos posteriores.

### 2.1 Harmônicos

Em sistemas elétricos, os harmônicos são definidos como tensões ou correntes com frequência múltipla inteira da fundamental (frequência nominal de operação do sistema). Qualquer sinal periódico pode ser decomposto por uma soma infinita de senoides de frequências distintas, essa soma é conhecida como série de Fourier. Assim, formas de ondas com distorções podem ser representadas como uma composição da componente fundamental somadas aos seus harmônicos como mostrado na Figura 2.1.

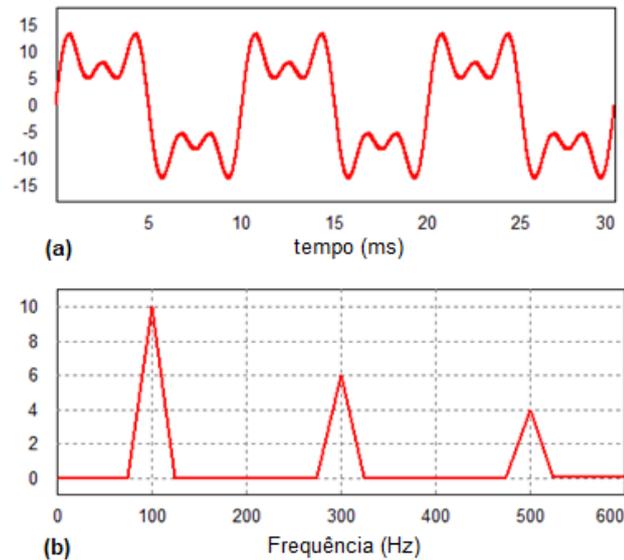
Figura 2.1 – Onda distorcida e seus componentes harmônicos



Fonte: AZEVEDO (2011)

Outra ferramenta matemática utilizada na análise de harmônicos é a transformada de Fourier. Por meio desta, é possível obter uma representação da onda no domínio da frequência. O espectro de Fourier ou espectro harmônico é uma ferramenta gráfica útil que permite analisar quantitativamente a composição de harmônicos em uma onda periódica, em que é possível visualizar a amplitude de cada componente em sua respectiva frequência conforme mostrado na Figura 2.3

Figura 2.2 – Forma de onda (a) e seu espectro harmônico (b)



Fonte: Elaborado pelo autor

A quantificação do conteúdo harmônico presente em uma onda é feito geralmente por um parâmetro denominado de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) cujo cálculo pode ser aplicado para corrente ou tensão.

O índice THD é definido como:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.1)$$

Sendo:

$I_n$  o valor eficaz da n-ésima componente harmônica

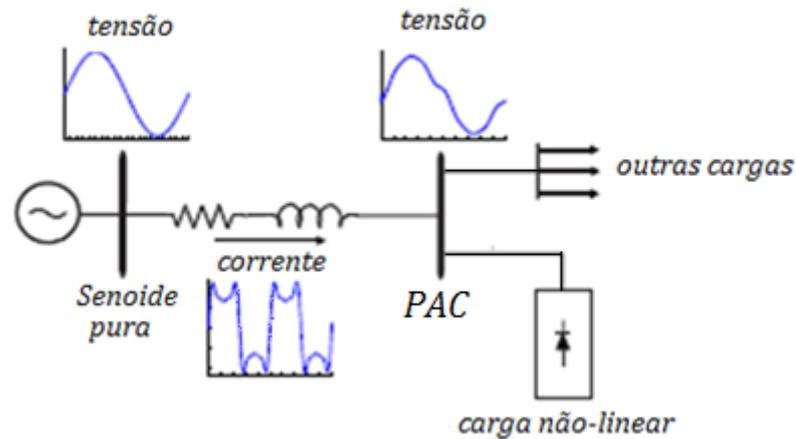
$I_1$  o valor eficaz da componente fundamental

A distorção harmônica é causada pela presença de cargas não-lineares conectadas ao sistema elétrico. Entende-se por carga não-linear aquelas cuja corrente drenada não é proporcional à forma da tensão aplicada. No contexto de sistemas elétricos, as tensões de fornecimento são senoidais, logo tais cargas drenam correntes não-senoidais.

Os tipos de cargas não-lineares mais comuns são: retificadores, dispositivo de arco voltaico, lâmpadas de descarga, transformadores operando em vazio, inversores de frequência, dentre outros.

Essas correntes contendo altas derivadas ao interagir com indutâncias ou capacitâncias intrínsecas do sistema de fornecimento, causam distorções nas tensões no ponto de acoplamento comum (PAC) comprometendo assim o funcionamento de equipamentos mais sensíveis conectados a esse ponto. A Figura 2.2 ilustra esse fenômeno.

Figura 2.3 – Distorção na tensão causada por cargas não-lineares



Fonte: AZEVEDO (2011)

Outros efeitos indesejados causados pela circulação de correntes harmônicas são descritos a seguir (ORTMANN, 2008):

- Aumento da temperatura de operação e perdas em capacitores, motores e transformadores.
- Atuação indevida de dispositivos de proteção
- Interferência e ou falhas em equipamento sensíveis
- Excitação de ressonância nas impedâncias do sistema
- Sobrecarga em condutor neutro;

### 2.1.1 Normas regulamentadoras

Em decorrência da crescente utilização de equipamentos geradores de harmônicos e os problemas gerados por elas algumas entidades internacionais como IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), o IEC (*Internacional Electrotechnical Commission*) e no Brasil, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), estabelecem normas e limites no intuito de reduzir a circulação de harmônicas em sistemas elétricos.

A norma IEEE Std. 519-2014 descreve procedimentos para o controle de harmônicos nos sistemas de energia elétrica. Estabelecendo limites máximos para harmônicos de corrente e tensão (IEEE standards, 2014).

Os limites de distorção são estabelecidos de acordo com o nível de tensão do sistema e o nível de curto-circuito no PAC. As distorções máximas admissíveis são proporcionais ao nível de curto-circuito ( $I_{cc}$ ) e inversamente proporcionais ao nível de tensão do sistema. Na Tabela 2.1 são mostrados os limites máximos aceitáveis de cada componente harmônica ímpar em porcentagem da componente fundamental máxima ( $I_L$ ) para uma tensão nominal entre 120 V e 69 kV.

Tabela 2.1 – Limites máximos de distorção harmônicas de corrente em (%) de  $i_L$

$I_{cc}/I_L$	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 - 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 - 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte: Norma IEEE Std. 519 - 2014

Em relação às normas nacionais, não existe critérios que limitem diretamente as distorções de corrente, mas sim as distorções na tensão de fornecimento. O módulo 8 do PRODIST estabelece limites para THD de tensão de acordo com a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Limites das distorções harmônicas (em % da tensão fundamental)

Indicador	Tensão nominal (Vn)		
	Vn < 1,0 kV	1,0 kV < Vn < 69 kV	69kV < Vn < 230 kV
TDH	10,0 %	8,0 %	5,0 %
TDH <sub>p</sub>	2,5 %	2,0 %	1,0 %
TDH <sub>i</sub>	7,5 %	6,0 %	4,0 %
TDH <sub>3</sub>	6,5 %	5,0 %	3,0 %

Os subíndices representam:

p = componentes pares não múltiplas de 3

i = componentes ímpares não múltiplas de 3

3 = componentes múltiplas de 3

Fonte: Adaptado de ANEEL (2016)

Em relação ao fator de potência, a norma estabelece o valor mínimo de 0,92 capacitivo ou indutivo para unidades consumidoras com tensão inferior a 230 kV. (ANEEL, 2016).

## 2.1.2 Potência elétrica em condições não-lineares

Os conceitos de potência e fator de potência são aspectos importantes que se relacionam com a qualidade de energia elétrica. A descrição matemática desses termos é bem conhecida e consolidada em sistemas contendo apenas uma frequência. No entanto na presença de harmônicas a interpretação das potências de um determinado sistema ganha outra abordagem. A seguir serão mostradas duas abordagens para o cálculo dessas potências que servirão de base para o projeto dos elementos do FAPP e para o entendimento da filosofia de controle do dispositivo. A primeira é feita no domínio da frequência e a segunda no domínio do tempo.

### 2.1.2.1 Definição no domínio da frequência

Esta abordagem se fundamenta na análise de Fourier e teve sua origem na década de 20 e passou por correções e aprimoramentos tornando-se o conceito mais popular atualmente.

Em um sistema de alimentação trifásico com tensão puramente senoidal a potência ativa e reativa média são definidas como:

$$P = 3V_s I_1 \cos \theta \quad (2.2)$$

$$Q = 3V_s I_1 \sin \theta \quad (2.3)$$

Sendo:

$V_s$  o valor eficaz da tensão

$I_1$  o valor eficaz componente fundamental da corrente

$\theta$  o ângulo de defasagem entre  $V_s$  e  $I_1$ .

Na presença de correntes harmônicas surge uma nova componente de potência denominado de potência harmônica ou potência de distorção definida como:

$$D = 3V_s \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (2.4)$$

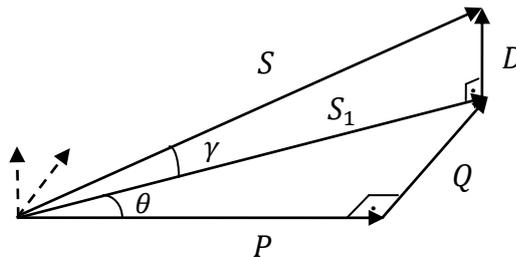
Sendo  $I_k$  o valor eficaz de cada componente harmônica.

A potência aparente total desse sistema pode ser escrita como:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.5)$$

O resultado (2.5) é representado na Figura 2.3 pelo diagrama conhecido como tetraedro de potências.

Figura 2.4 – Tetraedro de potências



Fonte: Elaborado pelo autor

Sendo:

- P = Potência ativa
- Q = Potência reativa
- D = Potência de distorção
- S = Potência aparente
- S<sub>1</sub> = Potência aparente na fundamental

A partir da Figura 2.3 se define os seguintes parâmetros:

- Fator de deslocamento, que pode ser entendido como o fator de potência (FP) da fundamental, dado por:

$$\cos \theta = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.6)$$

- Fator de distorção é dado por:

$$\cos \gamma = \frac{S_1}{S} = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{S} \quad (2.7)$$

Considerando os parâmetros obtidos em (2.6) e (2.7). O FP total portando pode ser expresso por (2.8) ou (2.9):

$$FP = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (2.8)$$

$$FP = \cos \gamma \cdot \cos \theta \quad (2.9)$$

### 2.1.2.2 Teoria das potências instantâneas

Esta teoria de cálculos de potências foi proposta por Akagi *et al* (1983) que desenvolveu novos conceitos de potência ativa e reativa instantâneas no domínio do tempo. Comparada com a metodologia de cálculo apresentada anteriormente, esta é mais abrangente, pois seus cálculos não impõem restrições às formas de ondas envolvidas e, além disso, a análise é válida tanto em regime permanente como para transitórios.

A abordagem se inicia na transformação algébrica de coordenadas abc para  $\alpha\beta 0$  conhecida como transformada de Clarke para tensões e correntes:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dessa forma são definidas a potência real  $p$ , imaginária  $q$  e de sequência zero  $p_0$ :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ V_\beta & -V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Considerando o caso mais geral em que existem harmônicos ou desequilíbrios nas tensões e correntes as potências real e imaginária são compostas por duas parcelas: uma parte média ( $\bar{\phantom{x}}$ ) e uma parte oscilante ( $\tilde{\phantom{x}}$ ) conforme (2.13) e (2.14)

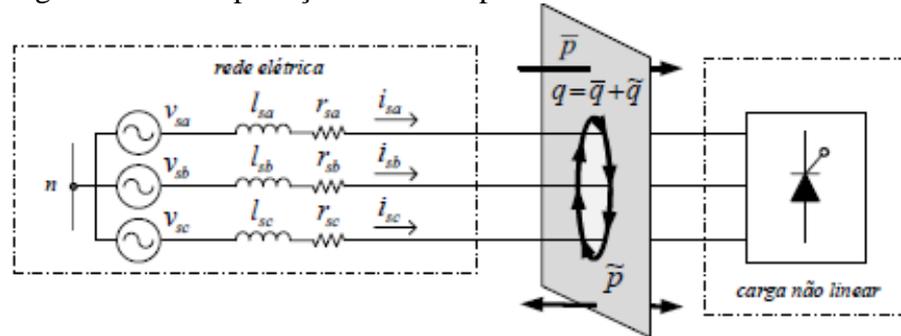
$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.13)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.14)$$

As componentes oscilantes  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  ocorrem devido a presença de harmônicas e desequilíbrios. As componentes médias  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  correspondem às potências da componente fundamental e equivalem matematicamente às expressões (2.2) e (2.3).

A Figura 2.5 permite visualizar o significado físico das potências instantâneas e seus termos em sistema trifásico com carga não-linear.

Figura 2.5 – Interpretação física das potências instantâneas



Fonte: OLIVINDO (2017).

A potência real  $p$  representa o fluxo de energia por unidade de tempo que ocorre entre fonte e carga. A parcela  $\bar{p}$  corresponde a um fluxo unidirecional da fonte para carga.

A potência imaginária  $q$  representa a energia que é trocada entre as fases do sistema. Logo,  $q$  não contribui para transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum momento. Esta potência só existe em sistemas com mais de uma fase. (AKAGI, 1984).

## 2.2 Filtros ativos de potência

Para evitar ou reduzir os problemas causados por harmônicas e atender as normas de qualidade estabelecidas algumas soluções são adotadas. Estas podem ser preventivas como a substituição de equipamentos de baixo fator de potência por outros que contenham um estágio de correção em sua entrada ou serem aplicadas soluções corretivas como a instalação de filtros de harmônicos, que podem ser do tipo passivo ou ativo.

Os filtros passivos são soluções mais simples. Eles são compostos basicamente de uma associação de elementos armazenadores de energia como capacitores e indutores. Estes são instalados em paralelo ao ponto desejado e dimensionados de modo a oferecer um caminho de baixa impedância para as correntes de cada harmônica pré-selecionada. (MODESTO, 2007).

Apesar do seu baixo custo e simplicidade de projeto, essas estruturas apresentam desvantagens como: operação dependente das impedâncias da rede, seu grande volume e peso, risco de ocorrer ressonâncias com o sistema e impossibilidade de adequação automática as mudanças nos perfil de correntes da carga visto sua característica de compensação fixa (ORTMANN, 2008).

Uma alternativa para superar os inconvenientes e limitações da filtragem passiva são os denominados filtros ativos de potência. Essas estruturas são compostas por conversores chaveados capazes de gerar correntes ou tensões por meio de seu sistema de controle de modo a anular os efeitos das distorções harmônicas. Ao contrário do filtro passivo, este permite a adaptação de seus parâmetros por meio de seu controle em malha fechada, garantindo mais precisão e flexibilidade na compensação harmônica. Essas vantagens são contrabalanceadas por sua complexidade e custo elevado em relação ao filtro passivo.

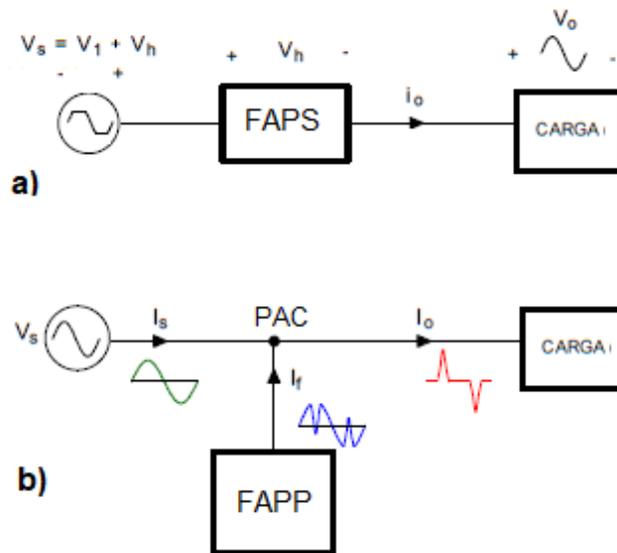
Os princípios básicos dos filtros ativos foram propostos ainda na década 70, contudo a tecnologia disponível na época tornava o projeto físico deste dispositivo inviável. Apenas anos depois com a evolução dos dispositivos semicondutores de potência, dos sistemas digitais de controle e de sensores foi possível a implementação em larga escala.

Existem várias topologias de filtro ativo de acordo com a aplicação e a estrutura do sistema elétrico ao qual será inserido. Este pode ser monofásico ou trifásico. Os filtros monofásicos são menos utilizados e tem aplicação mais restrita a sistemas de baixa potência (ORTMANN, 2008). Já os trifásicos são os mais populares e podem ser projetados para sistemas de três ou quatro fios.

De acordo com a grandeza de compensação os filtros podem ser divididos em: filtro ativo de potencia série (FAPS) e filtro ativo de potência paralelo (FAPP). Ambos atuam como fontes controladas, o primeiro como fonte controlada de tensão e o segundo como uma fonte controlada de corrente conforme a Figura 2.6.

O FAPS é inserido em série entre a rede e a carga, essa conexão, no entanto, não é interessante pois toda corrente da carga circula através do filtro acarretando maiores perdas e exigindo componentes mais robusto e mais caros. Além disso, qualquer problema de funcionamento do FAPS afeta diretamente a carga conectadas após o dispositivo (LINDEKE, 2003).

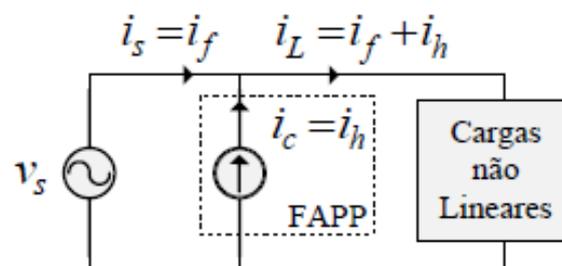
Figura 2.6 – Filtro ativo série (a) e filtro ativo paralelo (b)



Fonte: Elaborado pelo autor

O FAPP é colocado em paralelo entre a rede e a carga geradora de harmônicas. O filtro age como uma fonte de corrente controlada injetando correntes composta apenas por componentes harmônicos com os mesmos valores da carga ( $i_h$ ), mas com fase opostas. Desse modo somente a componente fundamental ( $i_f$ ) circula pela rede de alimentação, como mostra a Figura 2.7.

Figura 2.7 – Princípio de operação de um FAPP



Fonte: CAMPANHOL (2013).

Sendo:

$I_s$  = corrente da rede;

$I_f$  = componente fundamental;

$I_c$  = corrente do filtro (corrente de compensação);

$I_h$  = componentes harmônicas.

As correntes que o FAPP deve sintetizar são obtidas através do monitoramento contínuo das correntes do sistema e processadas por meio de uma estratégia que permita a extração apenas das componentes harmônicas. A escolha desta estratégia é um fator determinante para o desempenho da filtragem e será devidamente discutida no capítulo seguinte.

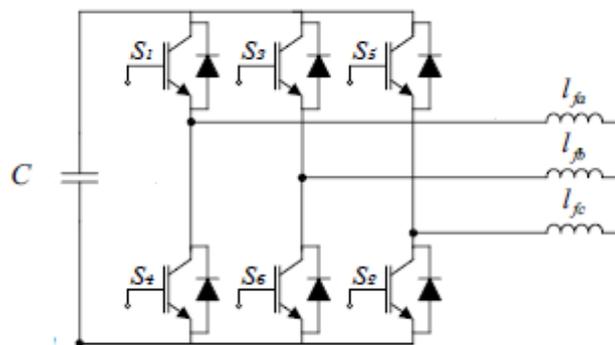
### 3 PROJETO DO FAPP

Nesta seção será descrito o dimensionamento do circuito de potência e do circuito de controle responsável por gerar as referências de corrente do FAPP. O projeto de todos os componentes e subsistemas que compõe o sistema a ser analisado foi realizado de modo a garantir sua correta operação nas condições especificadas.

#### 3.1 Circuito de Potência

O princípio de funcionamento do FAPP requer o uso de um conversor chaveado. O conversor aplicado neste trabalho foi o inversor fonte de tensão (*voltage source inverter - VSI*) trifásico. A estrutura do VSI utilizado neste trabalho é composta por seis chaves semicondutoras controladas com seus diodos antiparalelos, um capacitor do barramento CC e três indutores de acoplamento para cada braço do conversor (Figura 3.1).

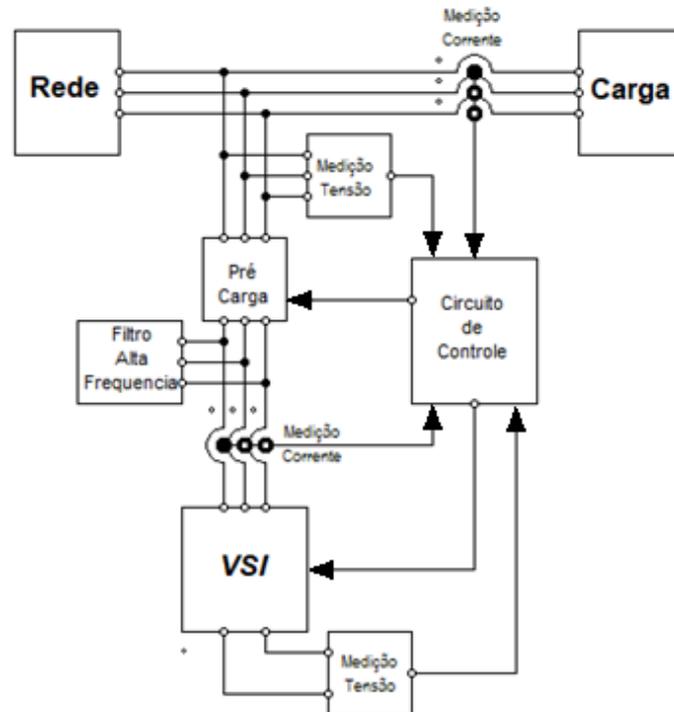
Figura 3.1 - Inversor fonte de tensão (VSI).



Fonte: Adaptado de OLIVINDO (2017)

Adicionalmente o FAPP possui estruturas auxiliares necessárias a sua operação como circuito de partida, sensores de corrente e tensão e filtro passivo de alta frequência. A Figura 3.2 mostra um diagrama simplificado do FAPP projetado.

Figura 3.2 – Diagrama do circuito do FAPP



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.1.1 Potência do FAPP

O primeiro procedimento é determinar a potência a ser processada pelo FAPP de acordo com especificações iniciais de projeto e as características da carga. Como dito anteriormente o conversor trabalha compensando harmônicos de correntes e reativos da carga, logo o dispositivo processará apenas as potências de distorção ( $D$ ) e reativa ( $Q$ ) da carga a jusante do FAPP instalado. A potência aparente da carga ( $S_L$ ) é dada pela equação (3.1).

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (3.1)$$

Então a potência aparente ( $S_f$ ) que o FAPP deverá processar corresponde a:

$$S_f = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2} \quad (3.2)$$

A definição da potência na forma mostrada em (3.2) é difícil de mensurar em termos práticos além de não ser intuitiva. Como alternativa,  $S_f$  pode ser definida em função do THD das correntes da carga e do ângulo do fator de potência (FP) da fundamental da carga ( $\theta$ ). Substituindo a equação (2.8) definida no capítulo 1 em (3.1) e (3.2) e rearranjando os termos resulta na equação (3.3).

$$S_f = S_L \frac{\sqrt{\text{sen}^2\theta + \text{THD}^2}}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \quad (3.3)$$

O FAPP será dimensionado considerando sua operação para o caso mais crítico de carga. A Tabela 3.1 mostra esses valores para cada parâmetro.

Tabela 3.1 – Valores críticos da carga

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
THD <sub>i</sub>	36 %
Fator de potência	0,88
Potência da carga	30 kVA
Ordem máxima de harmônica a ser compensada	25

Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando os valores da Tabela 3.1 na equação (3.3) obteve-se o valor para  $S_f$  igual a 17 kVA.

### 3.1.2 Barramento CC

O nível de tensão no barramento CC ( $V_{cc}$ ) deve ser superior ao valor de pico da tensão de linha da rede elétrica ao qual o FAPP está inserido. Uma diferença considerável entre essas duas tensões possibilita maior controlabilidade de corrente, todavia valores muito elevados para  $V_{cc}$  podem causar problemas.

A definição do valor de tensão para o barramento CC não é um procedimento exato, existem variados critérios disponíveis na literatura sobre filtros ativos para determinar esse parâmetro. Neste caso será adotado o critério utilizado em Neto (2009) que recomenda um valor de  $V_{cc}$  igual a 1,5 vezes o valor de pico da tensão de linha de acordo com (3.4)

$$V_{cc} = \frac{3}{2} \sqrt{2} V_{linha} \quad (3.4)$$

Utilizando (3.4) o valor do barramento seria 806 V, no entanto será considerada uma margem de segurança adotando assim o valor de 840 V.

No processo de compensação ocorre fluxo de potência ativa oscilante através do barramento CC causando variações na tensão do capacitor. Para evitar níveis de oscilações maiores é necessário dimensionar de forma adequada o valor nominal desse elemento. Esse dimensionamento é feito mediante a análise do fluxo de energia através do componente e o valor é dado por (3.5) (NETO, 2009).

$$C = \frac{S_L \cdot THD_i}{\Delta V_{cc} \cdot n \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot V_{cc}^2} \quad (3.5)$$

Sendo:

$n$  = Ordem da harmônica máxima a ser compensada

$f_r$  = Frequência de operação da rede

$V_{cc}$  = Tensão média do barramento CC

$S_f$  = Potência aparente da carga;

$\Delta V_{cc}$  = Variação máxima da tensão no barramento

Para uma ondulação máxima de 0,5% de  $V_{cc}$ , o valor da capacitância será igual a 1,8 mF.

### **3.1.3 Indutores de acoplamento**

Os indutores de acoplamento fazem a conexão entre o conversor e o PAC e são responsáveis por limitar as variações de corrente de alta frequência ocasionada pelo chaveamento do conversor. A determinação dessa indutância deve ser feita observando-se a ondulação de corrente permitida através do indutor e garantir que o mesmo permita gerar derivadas de correntes acentuadas características das correntes da carga ao qual se deseja compensar.

Conforme Olivindo (2017) a indutância deve satisfazer a condição mostrada em (3.6).

$$\frac{\pi(V_{cc} - \sqrt{2}V_{fase})}{I_{pk}\Delta I_L\omega_s} < L_f < \frac{V_{cc} - \sqrt{2}V_{fase}}{\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{m\acute{a}x}} \quad (3.6)$$

Sendo:

$\Delta I_L$  a ondulação de corrente através do indutor.

$\omega_s$  a frequência angular de chaveamento.

$I_{pk}$  a corrente de pico no indutor

$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{m\acute{a}x}$  a derivada máxima de corrente no indutor.

A relação obtida em (3.6) evidencia o compromisso da escolha para o valor de  $L_f$ . Quanto maior a indutância menor será as ondulações de correntes, em contrapartida também será menor a derivada máxima de corrente que o FAPP poderá sintetizar, limitando assim a compensação de harmônicas de ordens mais elevadas.

O valor de pico da corrente que atravessa o indutor é dado por:

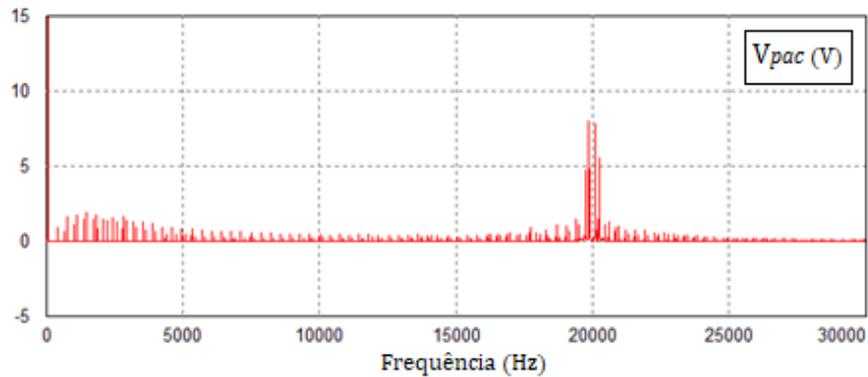
$$I_{pk} = \frac{S_f\sqrt{2}}{3V_{fase}} = 32,1 \text{ A} \quad (3.7)$$

A frequência de chaveamento do conversor é estabelecida em 20 kHz. Considerando  $\Delta I_L$  igual a 0,2 A e substituindo os demais valores já estabelecidos em (3.6), determina-se a indutância  $L_f = 2$  mH.

### **3.1.4 Filtro passivo de alta frequência**

Na operação do FAPP a comutação das chaves do conversor produz componentes de altas frequências nas correntes produzidas pelo FAPP que causam distorções nas tensões do PAC. Na Figura 3.3 é mostrado o espectro harmônico da tensão do PAC com um FAPP em funcionamento. Nota-se a presença de harmônicos de baixa magnitude principalmente centradas em torno da frequência de chaveamento.

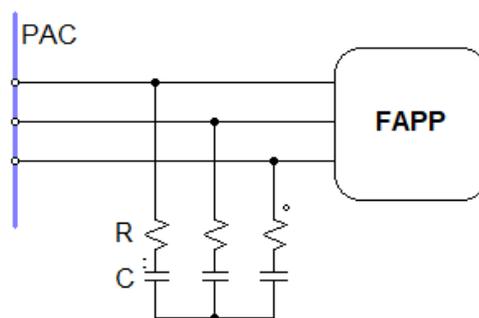
Figura 3.3 – Espectro harmônico da tensão no PAC causada pelo chaveamento do FAPP.



Fonte: Elaborado pelo autor

A fim de evitar este fenômeno, é inserido um filtro passivo em paralelo entre FAPP e a rede. Será utilizado um filtro do tipo RC, mostrado na Figura 3.4, pois os capacitores propiciam um caminho de baixa impedância para frequências elevadas. Assim a determinação da capacitância será feita a fim de garantir a filtragem eficaz e não afetar de modo significativo o reativo do FAPP.

Figura 3.4 – Estrutura do filtro passivo de para alta frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

Consideraram-se os valores da resistência e da indutância da rede iguais a  $0,7 \Omega$  e  $0,4 \text{ H}$  respectivamente. Nesse caso a impedância equivalente da rede na frequência de comutação das chaves do FAPP será aproximadamente  $50 \Omega$ . Estabelecendo uma capacitância

de  $6,6 \mu F$  e resistência de  $2 \Omega$ , a impedância do filtro passivo na frequência de chaveamento é:

$$z = R - \frac{j}{2\pi f_c C} = 2 - \frac{j}{2\pi * 20000 * 6,6 * 10^{-6}} = 2 - j1,2 \Omega \quad (3.8)$$

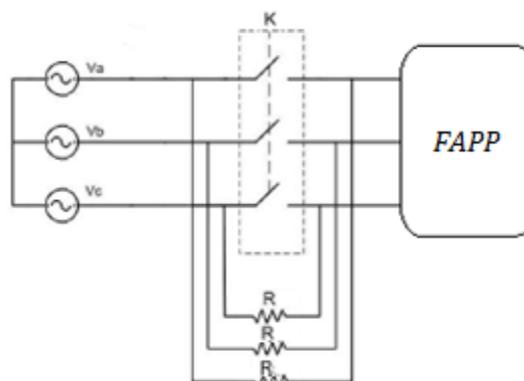
Apesar de aumentar a impedância total do FAPP o filtro passivo dimensionado proporciona caminho de baixa impedância para altas frequências eliminando possíveis distorções nas tensões do PAC.

### 3.1.5 Circuito de Pré-carga

No momento da conexão do FAPP no sistema, o capacitor do barramento encontra-se inicialmente descarregado, comportando-se como um curto-circuito no instante da energização, então a corrente drenada pelo FAPP é limitada apenas pelas impedâncias dos indutores e das chaves do conversor, provocando assim elevadas correntes até o carregamento total do barramento CC.

É necessário elaborar um sistema que atenuie esse efeito garantindo a segurança no momento da ligação. O circuito designado para esse fim é chamado de circuito de partida ou pré-carga. Ele é composto basicamente por resistores de potência conectados em série com o filtro a fim de limitar a corrente de partida. Em paralelo aos resistores existe um contator responsável por curto-circuitar os resistores após o período de carga quando o capacitor já estiver carregado. A Figura 3.5 ilustra o circuito de pré-carga do conversor. Foi estabelecido valores de  $22 \Omega$  para os resistores.

Figura 3.5 – Circuito de pré-carga



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.1.6 – Sistema de medição

O FAPP é sistema físico controlado que opera em malha fechada, portanto deve haver uma medição contínua das grandezas a serem controladas. Neste dispositivo há basicamente quatro grandezas a serem monitoradas: as correntes nos indutores de acoplamento, correntes na carga e as tensões de linha do PAC e a tensão nos terminais do capacitor do barramento CC.

A obtenção dessas variáveis é feita por meio de sensores de corrente e tensão cujos ganhos são determinados de acordo com os níveis de tensão e correntes máximos ao qual o circuito de potência é submetido. Esses valores são mostrados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Valores máximos de corrente e tensão no FAPP.

<b>Grandezas</b>	<b>Valores</b>
Corrente de pico da carga	64,4 A
Corrente de pico do filtro	32,1 A
Tensão barramento CC	840 V
Tensão de pico da rede	511 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir dos valores dos esforços as relações de conversão dos sensores de corrente e de tensão foram definidos em 100:1 e 1000:1 respectivamente.

## 3.2 Geração das correntes de referência

Nesta seção será apresentada a técnica empregada para gerar as referências de corrente que o FAPP deverá sintetizar. Existem diversas técnicas que podem ser empregadas.

Dentre essas estratégias existem aquelas baseadas do domínio da frequência como: Correntes senoidais de Fryzze, transformada de Fourier e aquelas baseadas no domínio do tempo como: Teoria pq e no eixo de referência síncronos (SRF - *Synchronous Reference Frame*) (ORTMANN, 2008). Sendo a última a ser utilizada neste trabalho e por isso será explicada com mais detalhes a seguir.

### 3.2.1 Algoritmo SRF (*Synchronous Reference Frame*)

Esta estratégia se fundamenta na transformação dos sinais de tensão ou corrente do eixo estacionário trifásico abc para o eixo síncrono dq. Essa conversão é realizada por

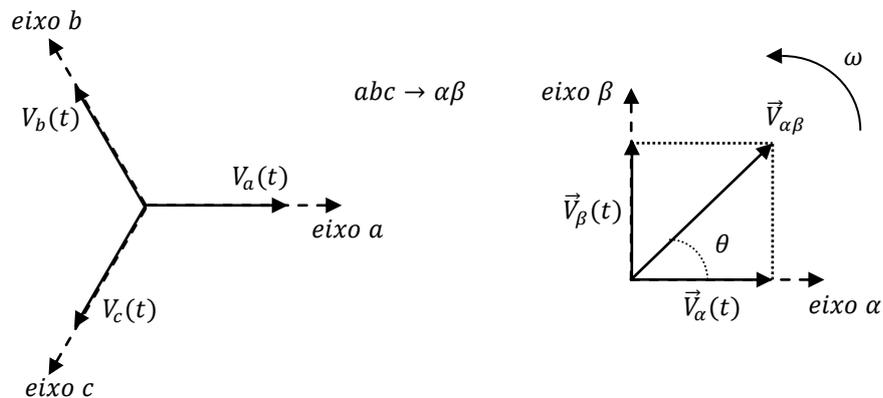
meio de transformações matemáticas lineares invariantes em potência denominadas transformadas de Clarke e Park. A partir desses sinais de corrente transformados é possível extrair informações sobre harmônicas e fator de potência do sistema.

As correntes de fase da carga são obtidas através de sensores e convertidas para o sistema estacionário ortogonal  $\alpha$ - $\beta$ , por meio da transformada de Clarke de acordo com a equação (3.9), em seguida por meio da transformada de Park, representada por (3.10), em que o eixo estacionário  $\alpha$ - $\beta$  é posto a girar com velocidade angular  $\omega$ , originando as correntes de eixo direito ( $i_d$ ) e ( $i_q$ ) eixo em quadratura. Esse processo de transformação das correntes é mostrado graficamente nas Figuras 3.6 e 3.7

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

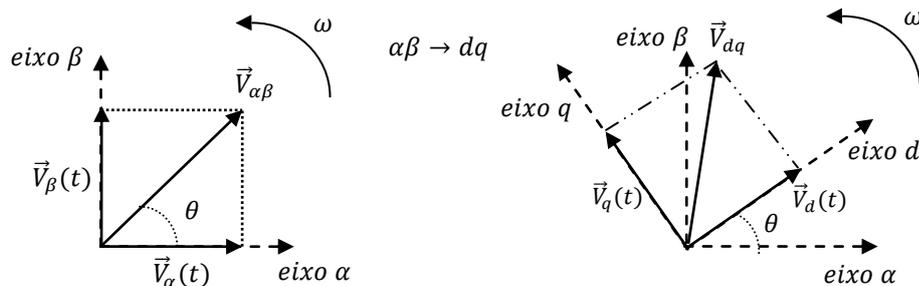
$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Figura 3.6 – Transformação abc para  $\alpha\beta$ .



Fonte: Adaptado de VILLALVA (2010)

Figura 3.7 – Transformação  $\alpha\beta$  para dq.



Fonte: Adaptado de VILLALVA (2010)

O ângulo  $\theta$  representa a posição angular do eixo síncrono em função do tempo. Quando  $\omega$  é igual à velocidade angular da rede elétrica ( $\omega_s$ ), as correntes com frequência fundamental se tornam sinais constantes enquanto as correntes harmônicas se manifestam em forma de componentes oscilantes. Dessa forma, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  obtidas podem ser decompostas em:

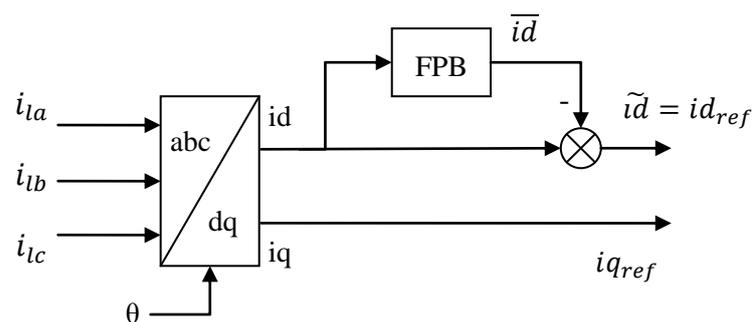
$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (3.11)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (3.12)$$

As parcelas oscilantes  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$  surgem devido à presença de harmônicas. As parcelas  $\bar{i}_d$  e  $\bar{i}_q$  representam as parcelas da fundamental referentes à potência ativa e reativa respectivamente. Para realizar a compensação das harmônicas o FAPP deve gerar as componentes oscilantes  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$ , de tal forma que apenas  $\bar{i}_d$  seja drenada da rede. A separação dessas parcelas é feita com filtro passa-baixa para extrair a componente contínua e depois subtraí-la de  $i_d$ , resultando assim na componente oscilante que será a referência de corrente no eixo d. Além da compensação das harmônicas o filtro projetado se estende a compensar reativos, por isso a corrente  $i_q$  não será filtrada tornando ela mesma a própria referência.

A Figura 3.8 mostra o diagrama de blocos do método utilizado para gerar as referências de corrente.

Figura 3.8 – Geração das referências de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

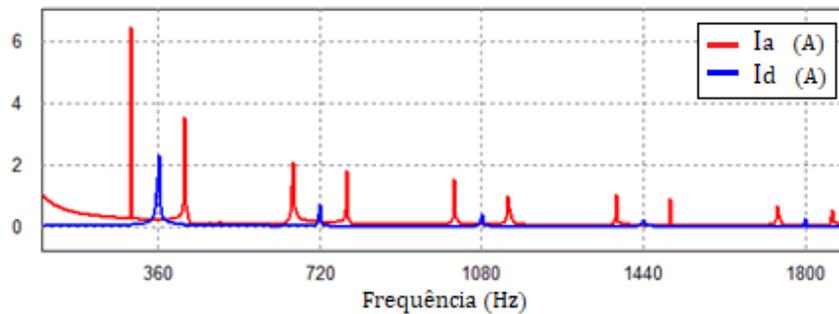
A extração das parcelas oscilantes dos sinais  $i_d$  e  $i_q$  é feita por meio de filtros passivos de 1ª ordem, logo é preciso determinar a frequência de corte do filtro. Para isso é necessário analisar a característica dos sinais envolvidos sobre o eixo dq.

Os conversores eletrônicos são tipos de cargas não-lineares mais comuns em sistemas de distribuição. As correntes que essas cargas drenam são compostas por

harmônicas ímpares (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>...) excetuando as componentes de sequência zero (devido a ausência do condutor neutro).

De acordo com uma análise demonstrada em Neto (2009) e Ortmann (2008), harmônicos de sequência positiva e negativa no eixo abc passam a ter ordens múltiplas de 360 Hz no eixo de referência síncrono (considerando frequência fundamental 60 Hz), como mostra o espectro harmônico da Figura 3.9

Figura 3.9 – Análise do espectro harmônico das correntes



Fonte: Elaborada pelo autor

Na Figura 3.6 as componentes harmônicas de  $i_d$  (azul) ocorrem nas frequências múltiplas de 360 Hz, portanto a princípio o filtro passa-baixa deverá ter frequência de corte inferior a 360 Hz. Contudo, ao se considerar a situação em que existe desequilíbrio de correntes surgem na corrente  $i_d$  componentes de sequência negativa (120 Hz, 270 Hz, 450 Hz,...). Desse modo, para garantir a filtragem adequada, a frequência de corte foi estabelecida em 12 Hz, correspondente a uma década abaixo da primeira componente de sequência negativa.

Pode-se notar que a extração das parcelas oscilantes em (3.11) e (3.12) poderia ser feita empregando filtros passa-alta diretamente sobre  $i_d$ , no entanto essa abordagem geraria defasagens acentuadas nas frequências mais baixas.

### 3.2.2 Circuito de sincronismo PLL (*Phase Locked Loop*)

Como visto na subseção anterior a transformação das coordenadas abc para dq para obter as referências de correntes é feita fazendo  $\omega = \omega_r$ , ou seja, é necessário rastrear continuamente a posição angular do vetor de tensão da rede elétrica.

Existem muitos métodos para se obter esse sincronismo com a rede. Nesse trabalho optou-se por utilizar um sistema denominado PLL (*Phase Locked Loop*), devido sua

robustez e versatilidade. O PLL é baseado em um sinal de realimentação que sincroniza a frequência instantânea do sinal de saída com o sinal de entrada.

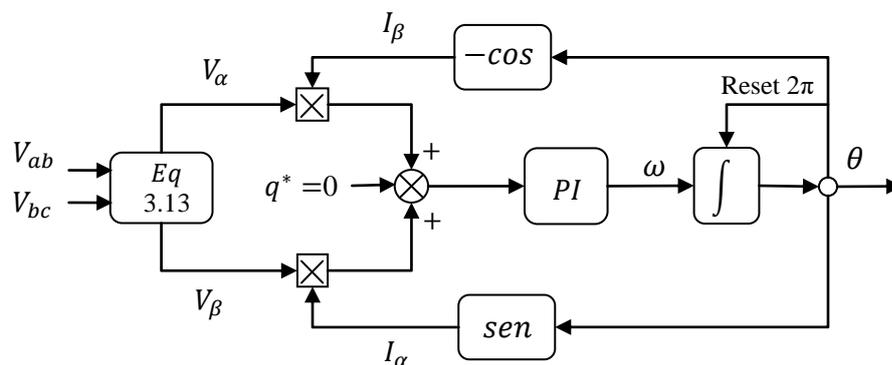
Diferentes estruturas de PLL são conhecidas na literatura, foi utilizado um esquema de PLL trifásico baseado na teoria pq cuja metodologia pode ser encontrada com mais detalhes em Ortmann (2008).

Os sinais de entrada para o PLL são as tensões da rede representadas no eixo  $\alpha\beta$ . Essa transformação como visto na equação (3.9) é realizada sobre as tensões de fase. No entanto em um sistema trifásico a três fios, o condutor de neutro não está disponível, dificultando a leitura direta das tensões de fase. Portanto foram utilizadas as tensões de linha para transformação no eixo alfa e beta aplicando a transformada de Clarke adaptada (3.13)

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{1}{6}} \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

O circuito adotado será q-PLL, cujo diagrama de blocos está representado na Figura 3.10. A malha de controle atua com objetivo de anular o sinal de potência instantânea  $q$  e em consequência alinhando o eixo d com o vetor espacial girante das tensões de fase do PAC.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos do circuito q-PLL.



Fonte: Elaborado pelo autor

Considerando o sinal de entrada com amplitude unitária, conforme o diagrama de blocos o sinal de controle a ser comparado com a referência é dado por:

$$u(t) = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} \quad (3.14)$$

$$u(t) = \text{sen}(\omega_i t + \phi_i - 90^\circ) \text{sen}(\omega_o t + \phi_o) - \text{sen}(\omega_i t + \phi_i) (-\cos(\omega_o t + \phi_o)) \quad (3.14)$$

$$u(t) = -\cos(\omega_i t + \phi_i) \text{sen}(\omega_o t + \phi_o) + \text{sen}(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (3.15)$$

Aplicando as relações trigonométricas conhecidas resulta em:

$$u(t) = \text{sen}(\omega_i t + \phi_i - \omega_o t + \phi_o) \quad (3.16)$$

$$u(t) = \text{sen}(\phi_i - \phi_o) \quad (3.17)$$

Pode-se notar que a equação (3.17) não é linear, todavia, para pequenas diferenças entre os ângulos sabe-se que a função seno é aproximadamente igual a seu argumento, logo:

$$u(t) \cong \phi_e \quad (3.18)$$

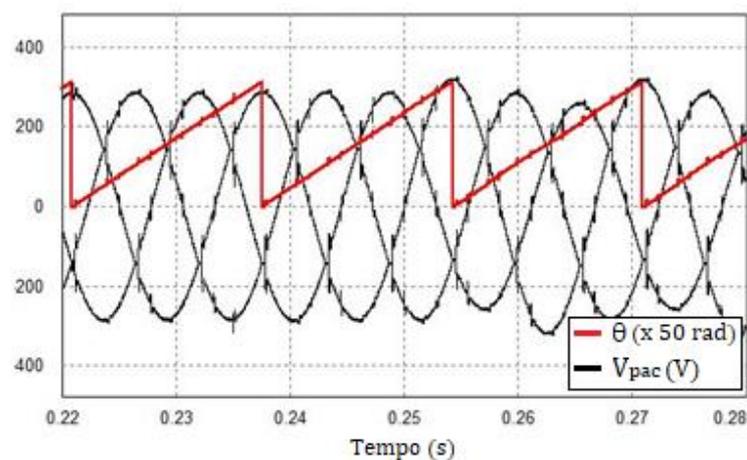
Sendo  $\phi_e$  o erro entre os ângulos dos sinais de entrada e saída.

O resultado obtido em (3.18) permite obter um modelo linear para a malha de controle do PLL e assim determinar os parâmetros do controlador.

Pela Figura 3.10 o ângulo de fase  $\theta$  é obtido por meio da integração da velocidade angular  $\omega_r$  de saída do bloco PI.

Para verificar o desempenho da malha de controle do PLL foi realizada uma simulação. Na Figura 3.11 são mostradas as tensões de fase da rede (preto) e a posição angular  $\theta$  obtida pelo bloco integrador. O sinal de saída do ângulo da malha do PLL está  $90^\circ$  atrasado em relação a  $V_{\alpha}$ .

Figura 3.11 – Sinal de saída do PLL com distúrbios de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor

No instante 0,25 s ocorre o desbalanceamento das tensões da rede. Observa-se que apesar das distorções e desequilíbrio que as tensões apresentam o controlador do PLL ainda mantém o rastreamento correto do ângulo. Comprovando assim a robustez dessa técnica de sincronismo frente a distúrbio nos sinais de entrada. A partir disso pode-se afirmar que a referência das correntes  $i_d$  e  $i_q$  não se altera, mostrando que o algoritmo SRF permite a compensação de harmônicos de corrente independente das formas de ondas da tensão no PAC, pois o rastreamento do ângulo via q-PLL realiza o sincronismo com as componentes de sequência positivas das tensões.

## **4 MODELAGEM DO SISTEMA E PROJETO DOS CONTROLADORES**

Para que o FAPP gere as correntes de compensação de acordo com os sinais de referências (descrito na seção 3.2) é necessário elaborar um modelo matemático que descreva com precisão adequada a dinâmica do FAPP.

Neste capítulo será descrita a modelagem do FAPP para o controle das correntes e controle da tensão no capacitor do barramento CC e as metodologias utilizadas no projeto do sistema de controle. O dimensionamento dos controladores das malhas de corrente e tensão foi realizado baseado na resposta em frequência por meio dos diagramas de Bode das Funções de Transferência (FT) que representam o FAPP.

A metodologia utilizada para determinar os ganhos dos controladores das malhas de corrente e de tensão deste projeto foi a mesma empregada em Campanhol (2013). O procedimento pode ser dividido em três passos sequenciais:

1° - Especificar a frequência de cruzamento e margem de fase desejada para FTMA.

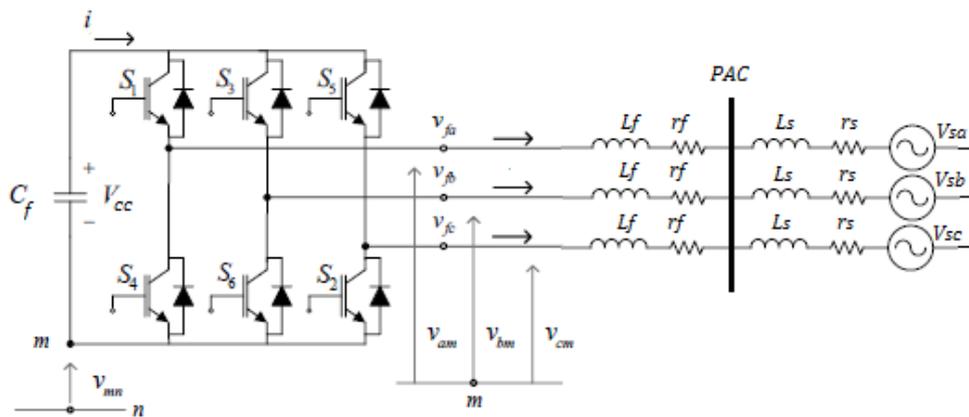
2° – Identificar a fase na frequência de cruzamento desejada e com base nisso calcular o deslocamento de fase necessário para obter um compensador de fase e inserí-lo de modo que satisfaça a margem de fase especificada no passo 1.

3° – Incluir um ganho do compensador de forma que a curva de módulo do sistema em malha aberta cruze 0 dB na frequência especificada no passo 1.

### **4.1 Modelagem do conversor**

Serão descritas os modelos do conversor relacionando as correntes de linha do FAPP e a tensão do barramento CC com a razão cíclica. A modelagem das FT's é feita no domínio d-q. O circuito mostrado na Figura 4.1 servirá de base para o equacionamento do sistema.

Figura 4.1 – Esquemático do conversor conectado ao sistema



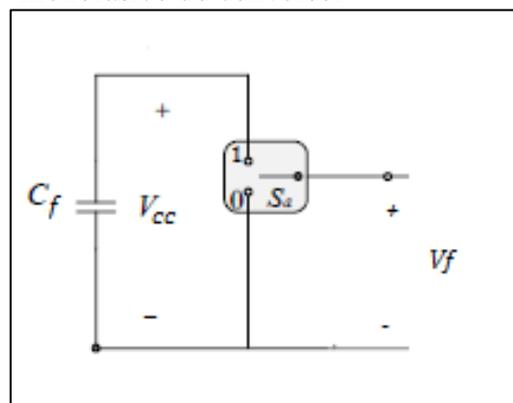
Fonte: Adaptado de OLIVINDO (2017)

A tensão de saída do conversor por fase é representada por  $v_{fa}$ ,  $v_{fb}$  e  $v_{fc}$

Por não haver conexão física entre os neutros da rede e do conversor, as tensões de fase  $v_f$  não são independentes entre si. Todavia, para facilitar a modelagem, considera-se as tensões e correntes do sistema balanceados. Desse modo passam a existir dois neutros virtuais equipotenciais  $m$  e  $n$ , permitindo assim a representação monofásica do circuito do conversor.

No processo de chaveamento as duas chaves de cada ramo são acionadas de maneira complementar de modo a não curto-circuitar o barramento CC. É possível obter um circuito simplificado do conversor mostrado na Figura 4.2 em que as chaves foram substituídas por uma única chave ( $S$ ) que representa os estados de comutação.

Figura 4.2 – Circuito equivalente monofásico do conversor



Fonte: Elaborado pelo Autor

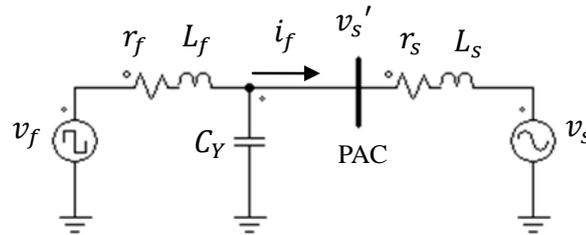
A tensão instantânea de  $v_f$  assume dois valores possíveis  $V_{cc}$  ou 0. A comutação das chaves ocorre em alta frequência de modo que o valor médio da tensão de saída depende do tempo em que a chave (S) fica acionada em um determinado período, ou seja, sua razão cíclica  $d(t)$ . Logo o valor médio de  $v_f$  será dado por:

$$v_f = d(t)V_{cc} \quad (4.1)$$

#### 4.1.1 Modelo de correntes

Considerando as tensões e correntes balanceadas o sistema pode ser representado pelo seu equivalente monofásico como mostra a Figura 4.3 em que o filtro e a rede foram substituídas por fontes de tensão equivalentes.

Figura 4.3 – Circuito equivalente monofásico do sistema.



Fonte: Elaborado pelo autor

No circuito a capacitância shunt possui baixo valor, sua impedância na frequência da rede é elevada e, portanto pode ser desprezado na análise. Aplicando a lei de Kirchoff no circuito da Figura 4.1 resulta em:

$$v_f = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + v_s' \quad (4.1)$$

Aplicando a equação (4.1) para cada fase do sistema e considerando a impedância por fase, tem-se:

$$v_{fa} = r_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{sa}' \quad (4.2)$$

$$v_{fb} = r_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{sb}' \quad (4.3)$$

$$v_{fc} = r_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{sc}' \quad (4.4)$$

A equação (4.2) pode ser escrita em notação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = r_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sa}' \\ v_{sb}' \\ v_{sb}' \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Aplicando a transformação dq ( $T_{dq}$ ) em (4.3) resulta na equação matricial (4.5).

$$T_{park} \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = r_f \left( T_{dq} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \right) + L_f \frac{d}{dt} \left( T_{dq} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \right) + T_{dq} \begin{bmatrix} v_{sa}' \\ v_{sb}' \\ v_{sb}' \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} = r_f \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + L_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd}' \\ v_{sq}' \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Assim, o sistema mostrado na Figura 4.3 pode ser descrito em por meio de duas equações diferenciais uma para cada eixo:

$$v_{fd} = v_{sd}' + r i_d - L_f \omega i_q + L_f \frac{di_d}{dt} \quad (4.8)$$

$$v_{fq} = v_{sq}' + r i_q + L_f \omega i_d + L_f \frac{di_q}{dt} \quad (4.9)$$

Realizando a análise do circuito para pequenas variações de sinais, as variáveis das equações são escritas da seguinte forma:

$$v_{f(dq)} = \bar{v}_f + \widehat{v}_f \quad (4.10)$$

$$i_{f(dq)} = \bar{i}_s + \widehat{i}_f \quad (4.11)$$

$$v'_{s(dq)} = \bar{v}_s + \widehat{v}_s \quad (4.12)$$

As variáveis  $\bar{v}_f$ ,  $\bar{i}_s$ ,  $\bar{v}_s$  representam os valores em regime permanente no ponto de operação e  $\widehat{v}_f$ ,  $\widehat{i}_f$ ,  $\widehat{v}_s$  representam as perturbações ou variações de cada variável em torno desse ponto.

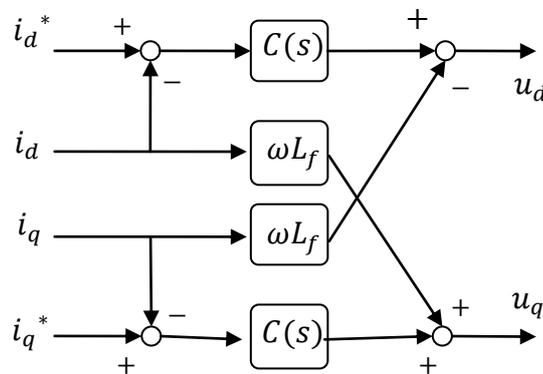
Neste contexto os termos em regime permanentes são desconsiderados, pois as grandezas envolvidas variam continuamente no tempo e não há ponto de operação definido. Além disso, como o intuito é estabelecer uma FT que relacione  $v_f$  com  $i_f$ , a variável  $v_s'$  é definida como um distúrbio. Então, substituindo (4.10), (4.11) e (4.12) em (4.8) e (4.9) em seguida aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$v_{fd}(s) = r i_d(s) - L_f \omega i_q(s) + s L_f i_d \quad (4.13)$$

$$v_{fq}(s) = r i_q(s) + L_f \omega i_d(s) + s L_f i_q \quad (4.14)$$

Observa-se por (4.13) e (4.14) a existência de termos acoplados entre os dois eixos, impossibilitando, em uma análise prévia, a obtenção de uma FT independente para cada eixo. Essa interdependência pode ser contornada por meio de um artifício matemático que é aplicado no controlador mostrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 - Desacoplamento dos eixos d e q



Fonte: Elaborado pelo autor

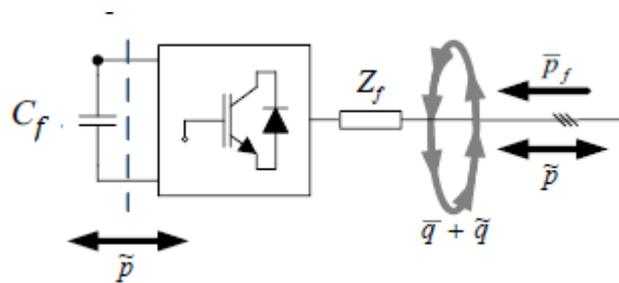
Considerando o sistema já desacoplado e lembrando que  $v_f = d \cdot V_{cc}$ , a partir de (4.13) e (4.14), obtém-se a seguinte função de transferência que relaciona as correntes no eixo dq com o ciclo de trabalho ( $d$ ):

$$\frac{\hat{i}_d}{\hat{d}} = \frac{\hat{i}_q}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}}{R_f + s L_f} \quad (4.15)$$

#### 4.1.1 Modelo do barramento CC

A modelagem do barramento CC começa com análise do fluxo de potência entre o FAPP e o sistema elétrico conforme representado no diagrama unifilar da Figura 4.5.

Figura 4.5 - Fluxo de potência no FAPP.



Fonte: OLIVINDO (2017)

O fluxo de potência instantâneo que circula pelo FAPP é:

$$p = \bar{p}_f + \tilde{p} = v_d \tilde{i}_d \quad (4.16)$$

onde  $\bar{p}_f$  é representa as perdas de energia nas chaves e nos elementos passivos do FAPP.

A energia armazenada em um capacitor é calculada como:

$$E_c = \frac{1}{2} C_f V_c(t)^2 \quad (4.17)$$

Sabendo-se que potência pode ser definida como a variação de energia por unidade de tempo conforme (4.18), e substituindo (4.17) resulta em (4.19)

$$p = \frac{dE_c}{dt} \quad (4.18)$$

$$p = C_f V_c(t) \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (4.19)$$

Igualando (4.16) e (4.19) e considerando as pequenas perturbações na variável  $V_c(t) = \bar{V}_c + \widehat{v}_c(t)$ , obtém-se:

$$v_d \tilde{i}_d = C_f \bar{V}_c \frac{d\widehat{v}_c(t)}{dt} \quad (4.20)$$

Rearranjando os termos obtém-se o modelo para valores médios temos:

$$\frac{d\widehat{v}_c(t)}{dt} = \frac{v_d}{C_f \bar{V}_c} \cdot \tilde{i}_d \quad (4.21)$$

Lembrando que  $v_d = \sqrt{3}V_{fase}$  e aplicando a transformada de Laplace em (4.21), é possível obter a seguinte função de transferência que relacionada a tensão no capacitor com sua corrente:

$$\frac{v_c}{\tilde{i}_d} = \frac{V_{fase}\sqrt{3}}{V_{cc}C_f s} \quad (4.22)$$

## 4.2 Controle das correntes do FAPP

Algumas considerações devem ser feitas sobre o controle das correntes. O objetivo do controle é fazer o conversor sintetizar as correntes de acordo com a referência adotada com o mínimo erro. A escolha do controlador adequado para a aplicação deve ser feita de acordo com a natureza do sinal envolvido. Em princípio foi proposto a escolha entre dois tipos de controladores: proporcional integral (PI) e o proporcional ressonante (PR).

Os controladores PI possuem boa resposta para sinais constantes, mas apresentam dificuldade reduzir o erro em regime permanente para sinais oscilantes que o filtro deve sintetizar. Tendo em vista isso, o uso de controladores ressonantes torna-se interessante uma vez que estes controladores inserem ganho elevado nas frequências que compõe os sinais pré-definidos eliminando o erro de rastreamento. Porém, seu baixo desempenho em reduzir o erro de sinais CC (que surgem quando o filtro opera compensando reativo) e a complexidade adicional na sua implementação prática, torna a opção pelo compensador PI preferível e portanto a escolhida nesta aplicação.

A FT que relaciona o ciclo de trabalho com as correntes  $i_d$  e  $i_q$  foi obtida na subsecção 3.1., é mostrada novamente em (4.23)

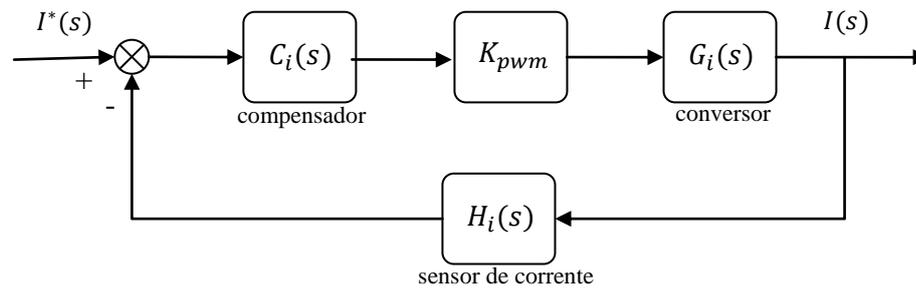
$$G_i(s) = \frac{V_{cc}}{L_f s + R_f} \quad (4.23)$$

Substituindo os valores especificados no projeto e substituindo em (4.23) tem-se a FT da planta do conversor:

$$G_i(s) = \frac{840}{0,002s + 0,8} \quad (4.24)$$

Na Figura 4.6 é mostrado o diagrama de blocos da malha de controle das correntes.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor

Sendo:

$I^*(s)$  = Sinal de referência;

$G_i(s)$  = FT do conversor;

$C_i(s)$  = FT do compensador;

$H_i(s)$  = FT do transdutor de corrente;

$K_{pwm}$  = Ganho PWM do conversor.

De acordo com o diagrama de blocos a função de transferência de malha aberta (FTMA) do sistema não compensado é definida por:

$$FTMA_i(s) = K_{pwm}G_i(s)H_i(s) \quad (4.25)$$

A função de transferência dos sensores de correntes pode ser referida apenas como o próprio ganho cujo valor de  $H_i(s)$  é igual a  $1/100 = 0,01$ . O ganho PWM é numericamente igual ao inverso do valor de pico da onda portadora. Com isso pode-se determinar a FTMA da malha de corrente.

$$FTMA_i(s) = \frac{0,84}{0,002s + 0,8} \quad (4.26)$$

A margem de fase requerida para a FTMA da corrente foi definida em  $85^\circ$ . Esse valor garante estabilidade da resposta do sistema.

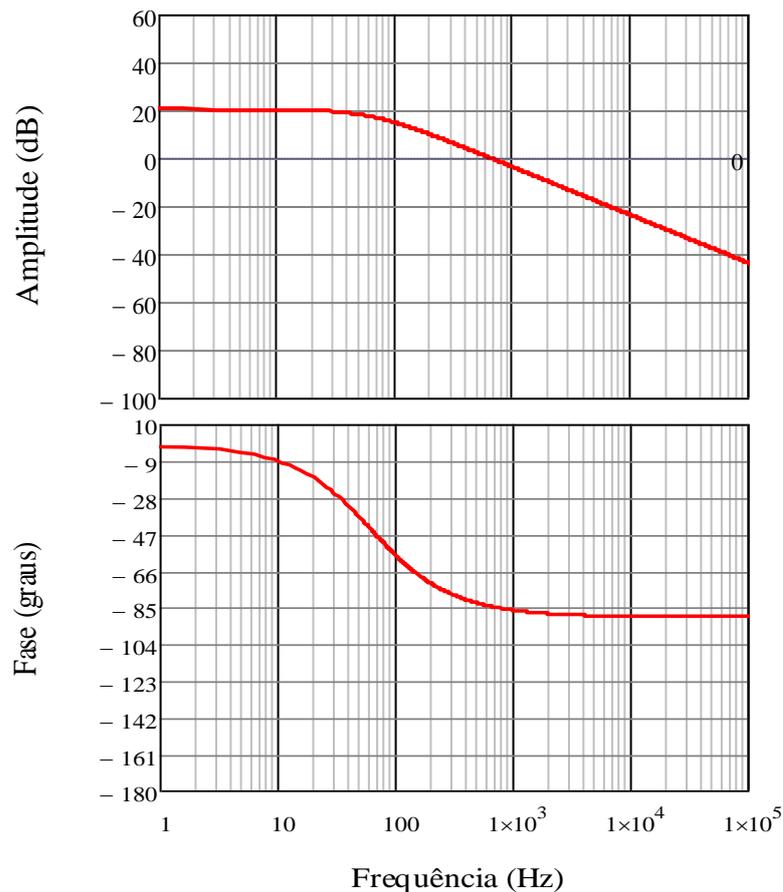
Em projeto de conversores chaveados é desejável que a frequência de cruzamento da FTMA seja no mínimo  $\frac{1}{4}$  da frequência de comutação para garantir a precisão do modelo linear.

Outro ponto a se considerar diz respeito à natureza do sinal envolvido. Como especificado no capítulo 3 o FAPP deve ser capaz de gerar até a 25ª harmônica, ou seja, o que corresponde a correntes de até 1,5 kHz. Visto isso, a banda passante da malha de controle deve ser suficiente grande para abranger o amplo espectro de frequência das correntes a serem processadas pelo FAPP.

A frequência de cruzamento da FTMA compensada equivale à banda passante da função de transferência de malha fechada (FTMF). Para atender as condições expressas anteriormente foi definida um frequência de cruzamento ( $f_{cz}$ ) de 5 kHz.

A Figura 4.6 mostra o diagrama de Bode da FTMAi expressa em (4.26). Analisando o diagrama vê-se que na frequência de cruzamento desejada (5 kHz) a fase do sistema é de  $-89,73^\circ$ .

Figura 4.7 - Diagrama de Bode da FTMA da corrente



Fonte: Elaborado pelo autor.

O compensador escolhido será um PI, sendo necessário calcular os valores das constantes  $k_p$  e  $k_i$  com base nas especificações adotadas. A FT do compensador é dada por:

$$C_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.27)$$

Reescrevendo (4.27) de modo a evidenciar o ganho linear do compensador:

$$C_i(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \quad (4.28)$$

Sendo T denominado de constante de tempo:

$$T = \frac{k_p}{k_i} \quad (4.29)$$

O avanço de fase requerido pelo PI necessário para alcançar a margem de fase desejada ( $MF_d$ ) é:

$$\theta_{cz} = MF_d - (-89,73 + 180) = -5,73^\circ \quad (4.30)$$

Com isso, calcula-se o valor de T que resulte na fase do compensador

$$C_i(\omega_c) = k_p \left( 1 + \frac{1}{\omega_{cz} j T} \right) \quad (4.31)$$

$$C_i(\omega_c) = k_p \left( 1 - \frac{1}{\omega_{cz} T j} \right) \quad (4.32)$$

A equação (4.32) é um número complexo cujo argumento (fase) pode ser obtido por meio de:

$$\operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{180} \theta_{cz} \right) = -\frac{1}{\omega_{cz} T} \quad (4.33)$$

Isolando a constante de tempo e substituindo os valores definidos, tem-se:

$$T = \frac{-1}{\omega_{cz} \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi \cdot \theta_{cz}}{180} \right)} = 3,17 \times 10^{-4} \quad (4.34)$$

Em seguida, calculando-se o ganho do controlador de modo a deslocar a curva de ganho para obter ganho 0 dB na frequência desejada.

$$k_p = \frac{1}{\left| \left(1 + \frac{1}{sT}\right) \cdot FTMAi(\omega_{cz}) \right|} = 7,45 \quad (4.35)$$

Substituindo os valores encontrados (4.34) e (4.35) em (4.29) tem-se:

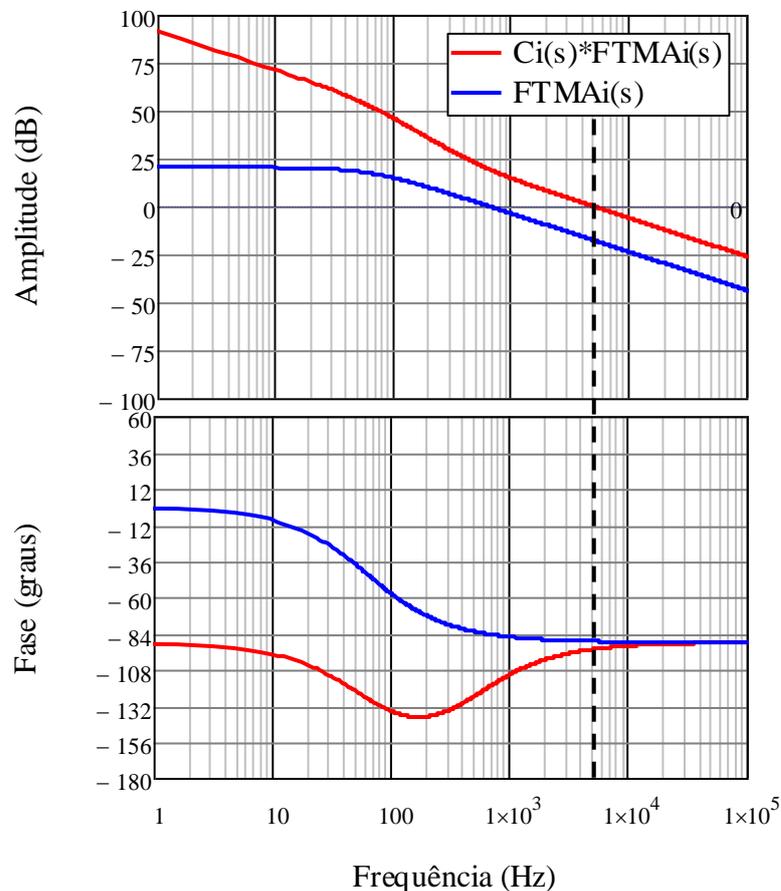
$$k_i = \frac{k_p}{T} = 21430 \quad (4.36)$$

Por fim, é obtida FT do compensador com seus ganhos determinados:

$$C_i(s) = \frac{7,45s + 22187}{s} \quad (4.37)$$

Na Figura 4.8 é mostrado o diagrama de bode da FTMAi já compensado comparado com FTMA não compensada. Verifica-se que após a inclusão do compensador o sistema cruza o eixo da frequência em 5 kHz e apresenta margem de fase de 85°, mostrando assim que o PI projetado atende as especificações requeridas.

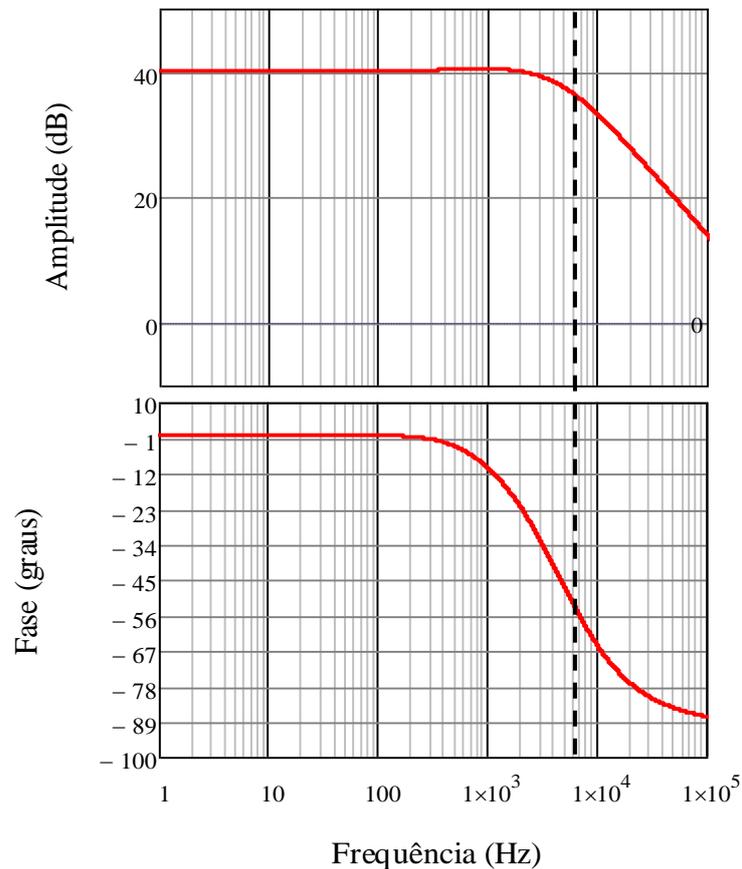
Figura 4.8 – Diagrama de Bode da FTMA de corrente compensada



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 4.9 é mostrada a resposta em frequência da malha fechada do sistema compensado no qual verifica-se que a banda passante é de 5 kHz.

Figura 4.9 - Diagrama de Bode da FTMF da corrente

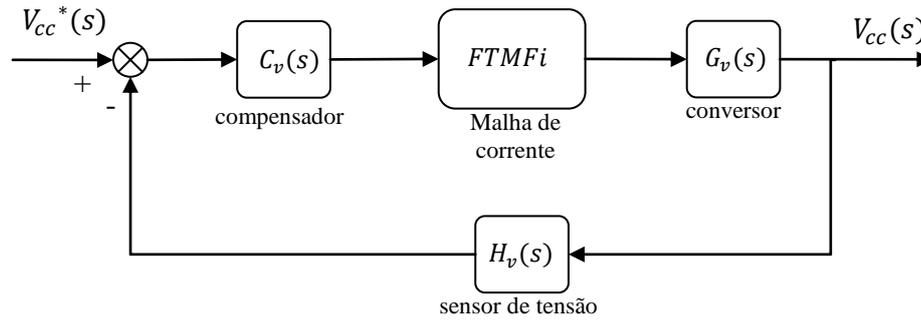


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3 Controle da tensão no barramento

A malha de tensão do barramento CC é responsável por manter a tensão no capacitor do barramento constante e no nível especificado. Como mostra o diagrama de blocos da Figura 4.10, essa malha é a mais externa do sistema incluindo em seu interior a malha de corrente analisada na subseção anterior.

Figura 4.10 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor

Sendo:

$V_{cc}^*$  = Tensão de referência;

$C_v$  = FT do compensador;

$G_v$  = FT do conversor;

$H_v$  = Ganho do transdutor de tensão.

De acordo com os valores já determinados a FT que relaciona a tensão do barramento CC com as correntes  $i_d$  e  $i_q$  é:

$$G_v(s) = \frac{279,32}{s} \quad (4.38)$$

A FTMA da tensão do barramento não compensada é dado por:

$$FTMA_v(s) = G_v(s)H_v(s)FTMA_i(s) \quad (4.39)$$

A malha de controle da tensão tem uma dinâmica mais lenta que a da corrente, ou seja, sua frequência de operação e largura de banda são menores. Para frequências muito baixas a  $FTMF_i$  é equivalente ao inverso do ganho do sensor de corrente, ou seja,  $1/H_i = 100$  e o ganho do sensor de tensão é igual a  $H_v$  a 0,001. Substituindo os valores em (4.38) obtém-se a FTMA da tensão:

$$FTMA_v(s) = \frac{27,93}{s} \quad (4.40)$$

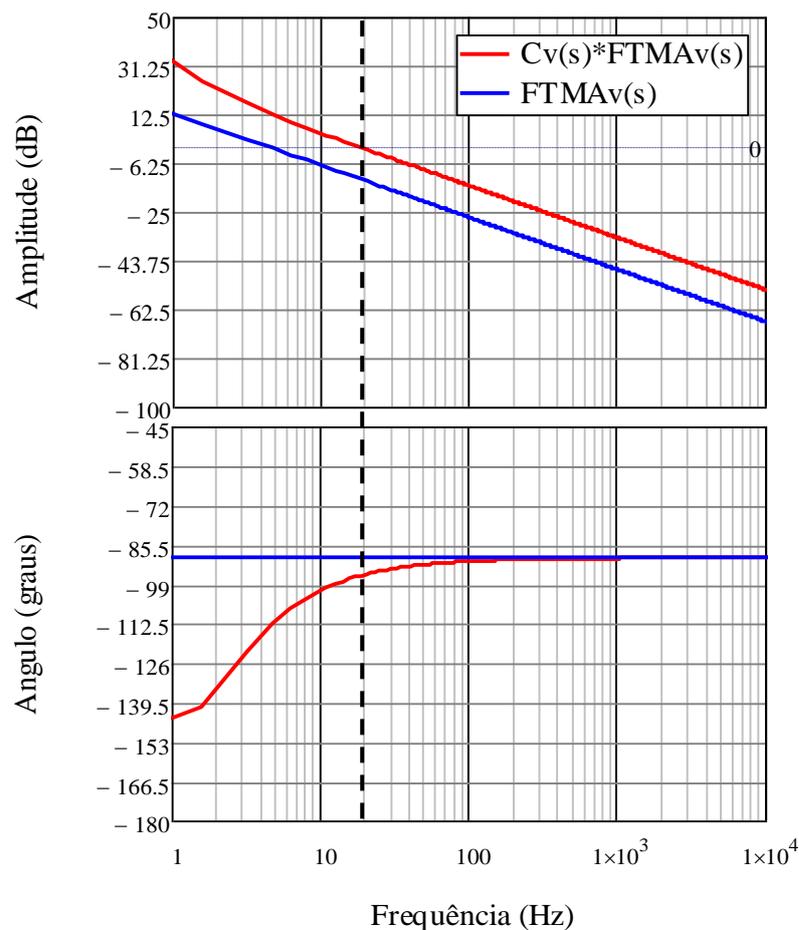
Os requisitos de operação da malha de tensão são diferentes da malha de corrente. A dinâmica da primeira deve ser mais lenta de modo que não influencie na segunda. Tal fato possibilita a análise separada das malhas.

A frequência de cruzamento foi definida em 20 Hz e a margem de fase desejada em 85°. Seguindo os mesmos procedimentos adotados para malha de corrente, obtém-se a FT do controlador PI de tensão do barramento CC.

$$C_v(s) = \frac{4,05s + 51,15}{s} \quad (4.41)$$

Na Figura 4.11 são mostradas as curva de ganho e fase para o sistema compensado (vermelho) e não-compensado (azul). Analisando o gráfico vê-se que a curva de ganho cruza 0 dB em 20 Hz conforme a especificação desejada.

Figura 4.11 – Diagrama de Bode da FTMA de tensão compensada



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Este capítulo tem o objetivo de verificar o funcionamento do conversor e suas etapas de funcionamento. Em seguida são apresentados os resultados da simulação integrando o sistema completo. As simulações foram realizadas no software PSIM. O diagrama esquemático do circuito simulado que compreende a parte de potência e a lógica de controle, são mostrados no Anexo A. A Tabela 5.1 mostra os parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 5.1 – Parâmetros da simulação

Parâmetro	Valores
Tensão eficaz de linha	380 V
Frequência de chaveamento	20 kHz
Resistência da rede	0,7 $\Omega$
Indutância da rede	0,4 mH
Capacitor do barramento CC	1,8 mF
Tensão do barramento CC	840 V
Indutância de acoplamento	2 mH
Resistência de pré-carga	22 $\Omega$
Frequência da rede	60 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nas simulações foram utilizados conjuntos de cargas trifásicas diferentes para analisar o comportamento do filtro sob diferentes perfis de carga. A Tabela 5.2 apresenta as características das quatro cargas utilizadas.

Tabela 5.2 – Cargas utilizadas

Grandeza	Rede
Carga A	Retificador trifásico de onda completa com carga RL R = 30 $\Omega$ , L = 15 mH
Carga B	Carga Linear trifásica RL R = 3 $\Omega$ , L = 75 mH
Carga C	Retificador trifásico de onda completa com carga resistiva R = 80 $\Omega$
Carga D	Retificador trifásico controlado com carga RL (ângulo de disparo 60°) R = 60 , L = 120 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

Primeiramente são mostrados os resultados do processo de energização (partida) do FAPP, seguido das análises em regime permanente sob diferentes níveis de carga em que pode verificar a ação da malha de corrente. Por fim, é mostrada a resposta transitória do FAPP durante variações de carga, sendo realizada outra análise com carga desequilibrada por meio do controle de tensão do barramento CC.

### 5.1 Energização do FAPP

Uma simulação foi feita para avaliar o comportamento do filtro no instante da sua energização inicial e a atuação do circuito de pré-carga (discutido no capítulo 3). As formas de onda da corrente no filtro e a tensão no barramento CC são mostradas na Figura 5.1.

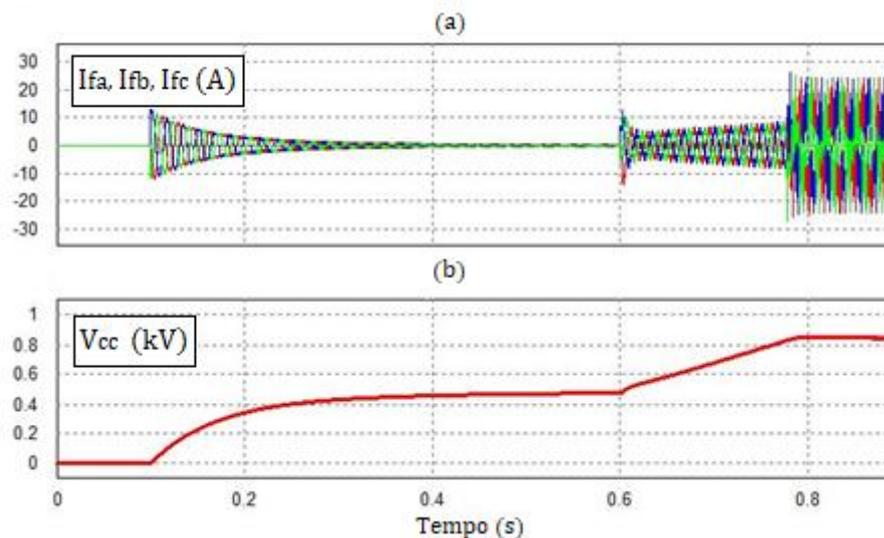
O algoritmo de controle utilizado no processo de partida do filtro é dividido em três etapas sequenciais:

1 – No instante 0,1 s o filtro é conectado ao sistema nesse momento ocorre o carregamento do capacitor através dos resistores de partida até sua tensão atingir o valor de pico da tensão de linha. Ao fim o contator do circuito pré-carga é acionado curto circuitando os resistores.

2 – O controle do barramento CC começa a atuar definindo uma referência em rampa de 540 V a 840 V durante 0,1 s.

3 – No instante 0,8 s, o controle da malha de tensão define a referência em 840 V e controle de correntes passa a atuar em toda a operação do filtro.

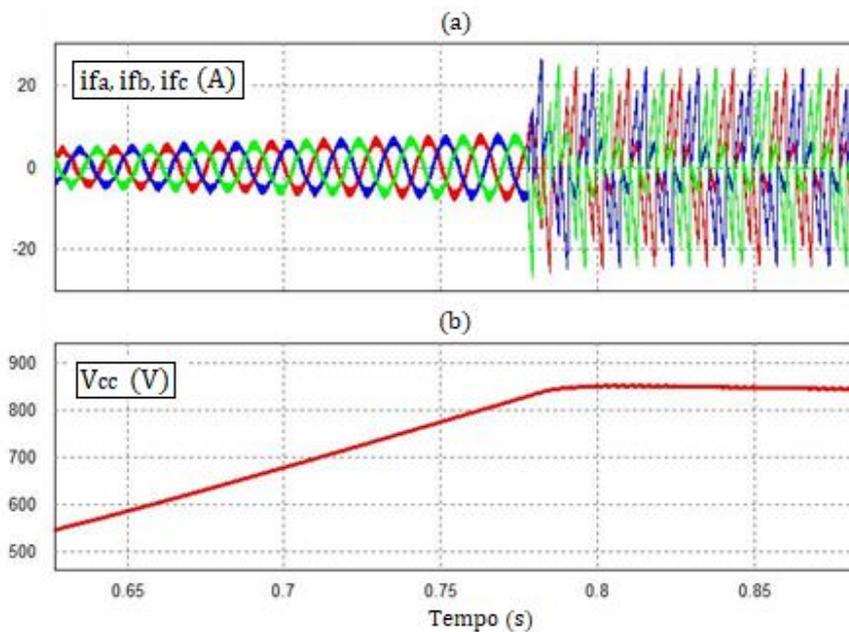
Figura 5.1 – Correntes do FAPP (a) e tensão no barramento CC (b)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o uso de resistores de  $22 \Omega$  a corrente de partida se limitou a aproximadamente 10 ampéres, valor esse dentro dos limites dos indutores. O tempo total do processo de energização é cerca de 700 ms. A Figura 5.2 mostra em detalhe o momento da transição em que o controle de corrente é ativado e o FAPP inicia a operação de completa. A estratégia de referência suave possibilitou a ausência de sobressinal na tensão do barramento durante a partida.

Figura 5.2 – Detalhes das correntes do FAPP (a) e tensão no barramento CC (b)



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5.2 Análise em regime permanente

Nesta secção será apresentada a operação do FAP em duas condições de cargas específicas. Para ambas as situações serão mostradas as seguintes formas de ondas: correntes na carga, no FAPP e na fonte e seus respectivos espectros harmônicos; correntes dq da carga e a corrente de referência e no FAPP.

### 5.1.1 Situação 1

Nesta situação estão conectadas no PAC as cargas A e C da Tabela 5.2. A corrente eficaz drenada pela carga é aproximadamente 20,77 A.

A Tabela 5.3 apresenta alguns valores numéricos das grandezas de interesse para a análise durante a operação do filtro. As medidas relativas à carga podem ser interpretadas como as medidas da rede antes da inserção do filtro.

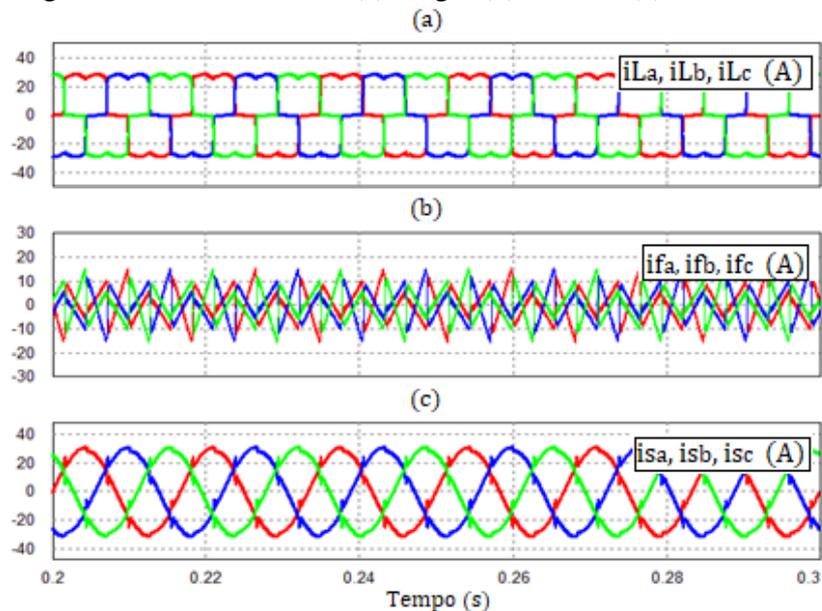
Tabela 5.3 – Resultados da simulação para situação 1

Grandeza	Carga	Rede
P	13119 W	13092 W
S	13671 VA	13111 VA
THD <sub>I</sub>	28,94 %	5,34 %
THD <sub>V</sub>	4,17 %	2,60 %
FP	0,959	0,998

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 5.3 são mostradas as formas de ondas das correntes drenadas pela carga, gerada pelo FAPP e na rede.

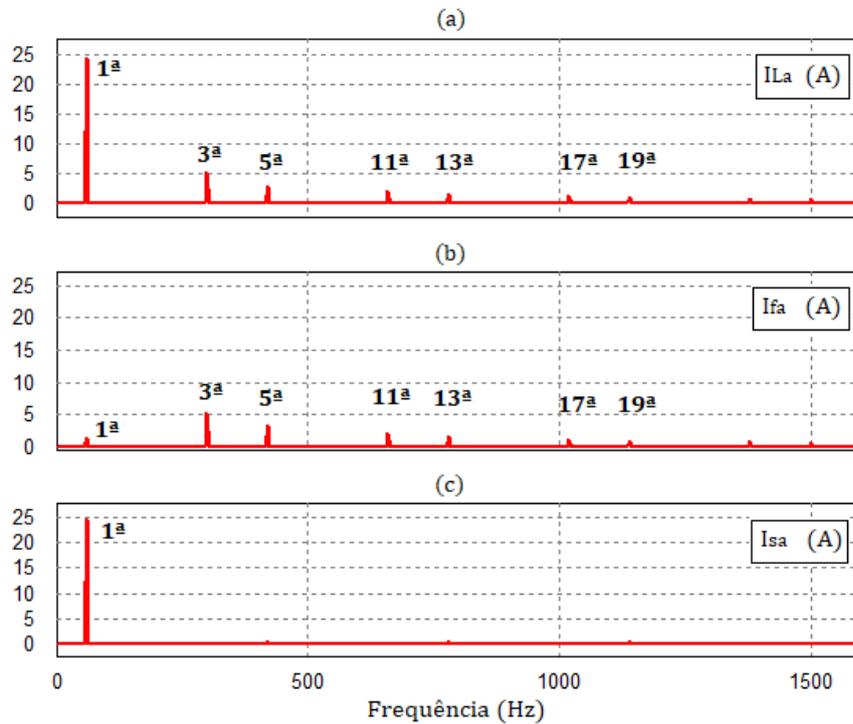
Figura 5.3 – Correntes na (a) carga, (b) filtro e (c) na rede.



Fonte: Elaborada pelo autor

Observa-se pelos gráficos anteriores a atuação do FAPP em fornecer as correntes harmônicas drenadas pela carga, possibilitando que as correntes fornecidas pela rede sejam aproximadamente senoidais. Os espectros harmônicos dessas correntes da Figura 5.3 são mostradas na Figura 5.4 (apenas fase A).

Figura 5.4 – Espectro harmônico das correntes: (a) carga, (b) FAPP e (c) rede

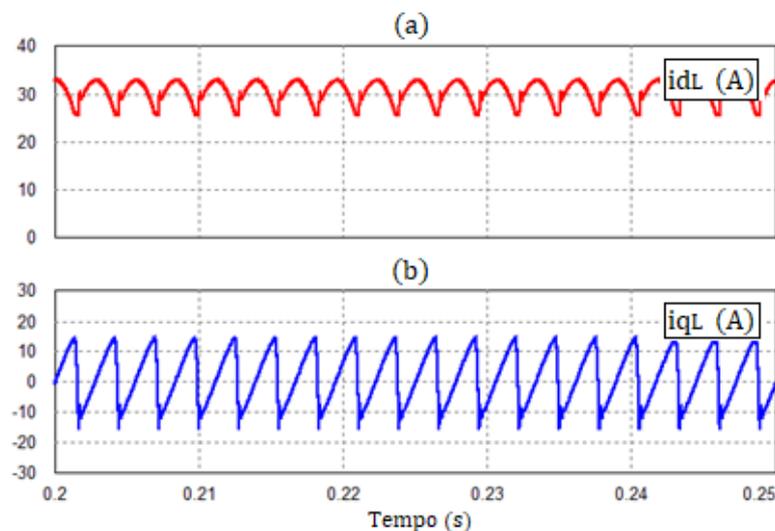


Fonte: Elaborada pelo autor.

Pela observação do espectro da Figura 5.4 fica ainda mais evidente a mitigação das componentes harmônicas que antes circulavam pela rede.

As correntes drenadas pela carga no eixo dq são mostradas na Figura 5.5. As oscilações presentes nas duas formas de ondas evidenciam a presença de componentes harmônicas. Analisando a forma de onda de  $i_q$ , observa-se que seu valor médio é aproximadamente nulo, o que significa que a potência reativa ( $Q$ ) da carga é pequena.

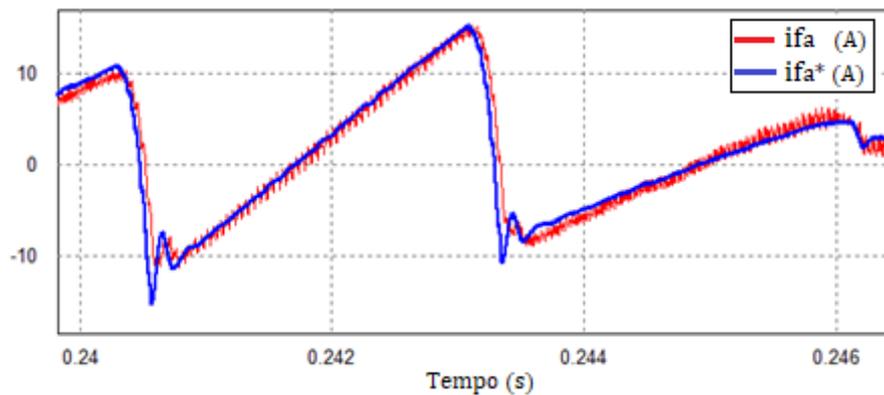
Figura 5.5 – Correntes (a)  $i_d$  e (b)  $i_q$  da carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.6 é mostrada a corrente de referencia gerada pelo controlador ( $i_{fa}^*$ ) e a corrente real sintetizada pelo FAPP ( $i_{fa}$ ). O erro de rastreamento é muito pequeno e o ripple da corrente no indutor está dentro do limite especificado.

Figura 5.6 – Detalhe da corrente no FAPP.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.2 Situação 2

Nesta condição todas as cargas descritas anteriormente estão ligadas ao PAC. Dessa forma aumenta-se o nível de potência requerida e altera-se o perfil de harmônicos na rede. Na Tabela 5.3 são apresentados os resultados numéricos nessa situação.

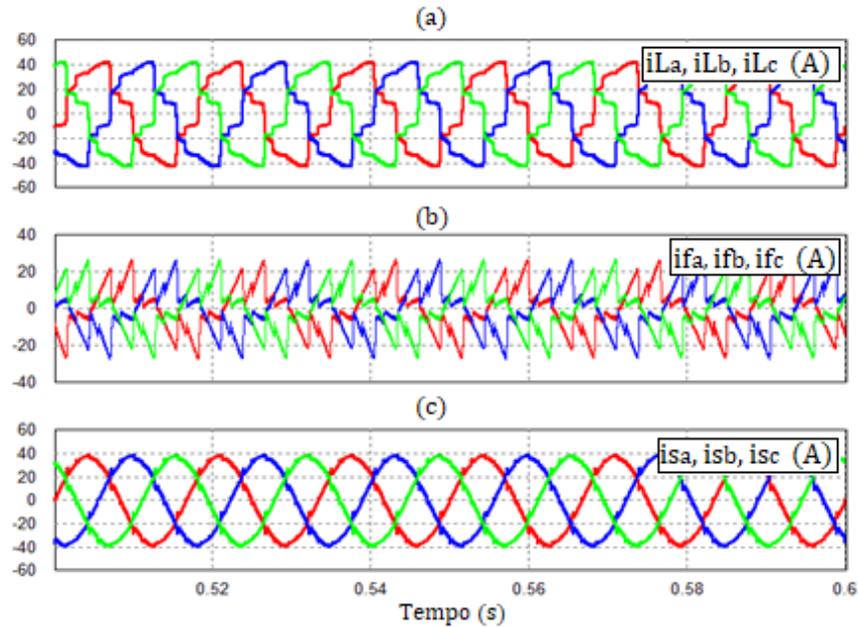
Tabela 5.3 – Resultados da simulação para situação 2

Grandeza	Carga	Rede
P	15837 W	15933 W
S	17384 VA	15968 VA
TDH <sub>I</sub>	19,68 %	4,16 %
TDH <sub>V</sub>	4,17 %	2,60 %
FP	0,91	0,998

Fonte: Elaborado pelo autor.

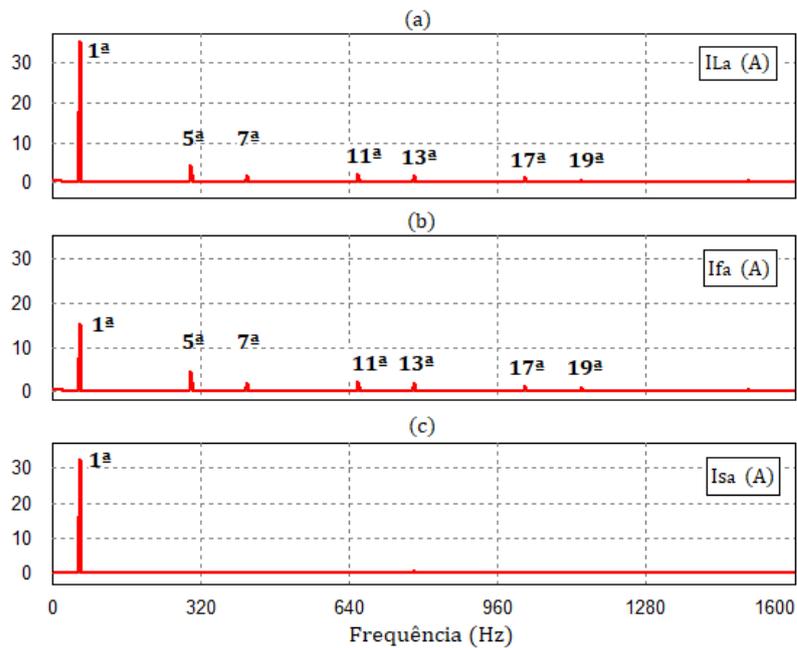
Na Figura 5.7 são mostradas as formas de ondas das correntes na carga, FAPP e na rede e na Figura 5.8 seus respectivos espectros harmônicos.

Figura 5.7 – Correntes na (a) carga, (b) FAPP e (c) rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

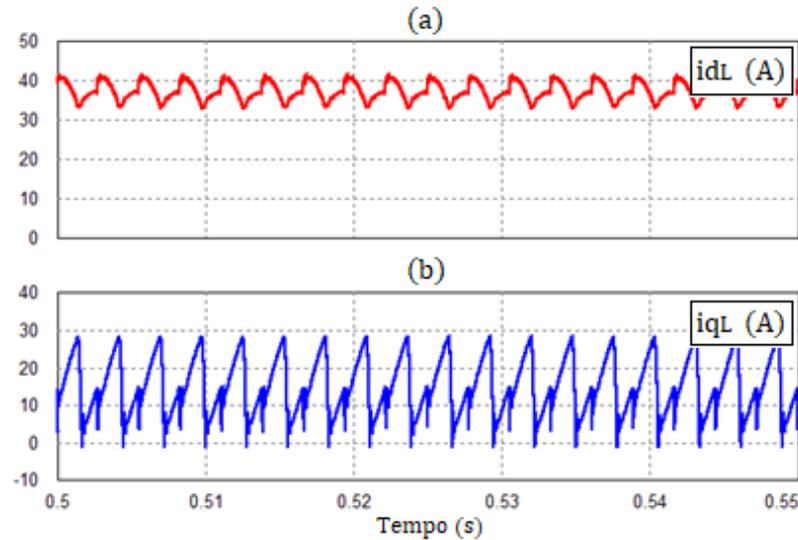
Figura 5.8 – Espectro harmônico das correntes na (a) carga, (b) filtro e (c) rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível observar que nessa situação há uma componente considerável na frequência fundamental na corrente gerada pelo filtro devido ao fator de descolamento maior nesse perfil de cargas para corrigir o fator de potência da fundamental. Na Figura 5.9 são mostradas as correntes d-q da carga.

Figura 5.9 – Correntes (a)  $i_d$  e (b)  $i_q$  da carga.

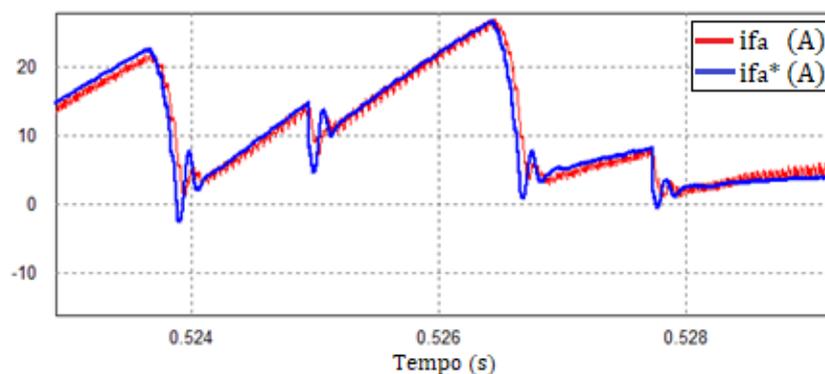


Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesse caso verifica-se um aumento da componente média da corrente  $i_q$ . Isso ocorre devido à característica fortemente indutiva da carga B, que consome mais potência reativa do sistema.

Na Figura 5.10 são mostradas em detalhe a corrente de referência gerada pelo algoritmo SRF e a corrente sintetizada pelo FAPP. Observa-se que o controle de corrente agiu de acordo com o especificado, buscando a referência com um erro aceitável. As maiores discrepâncias entre os sinais ocorrem nos instantes de alta variação da corrente de referência, mas tal fato não compromete a eficácia do controle.

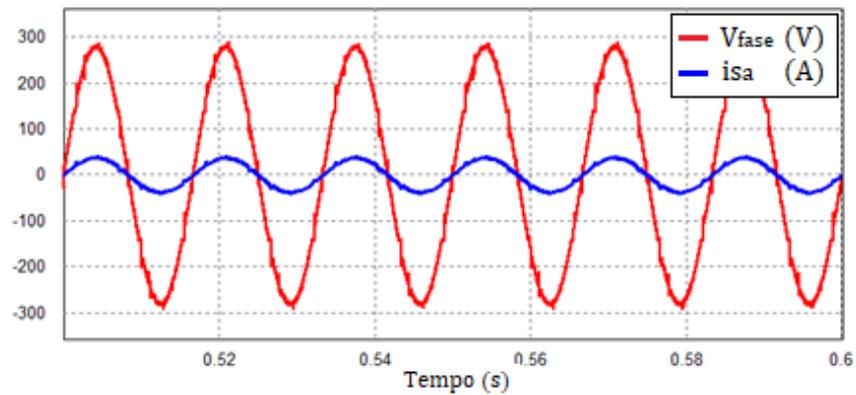
Figura 5.10 – Correntes no FAPP ( $i_{fa}$ ) e de referência ( $i_{fa}^*$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.11 mostra que a corrente drenada da rede (azul) é senoidal e em fase com a tensão (vermelho), visualizando a correção do fator de potência.

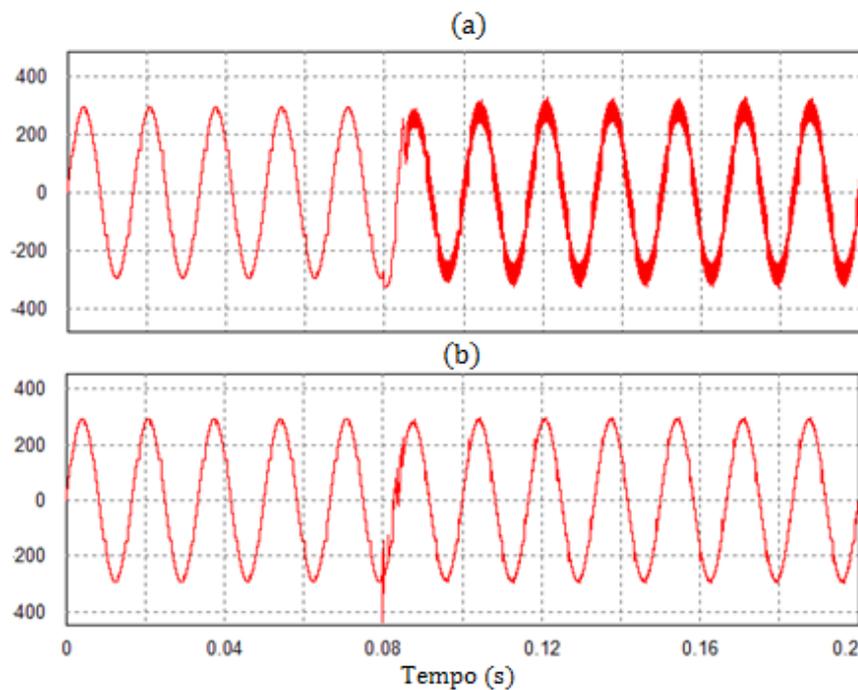
Figura 5.11 – Tensão e corrente no PAC (Fase A)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Foi realizada uma simulação Para avaliar a influência do filtro de alta frequência o FAPP entra em operação. Na Figura 5.12 são mostradas as formas de ondas da tensão de fase no PAC no instante 0,08 quando o FAPP começa a operar no sistema.

Figura 5.12 – Tensão no PAC: (a) Sem e (b) com filtro de alta frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor

É possível notar a influência dessas componentes na qualidade da tensão no PAC e comprovar a eficácia da filtragem de componentes elevadas justificando sua utilização.

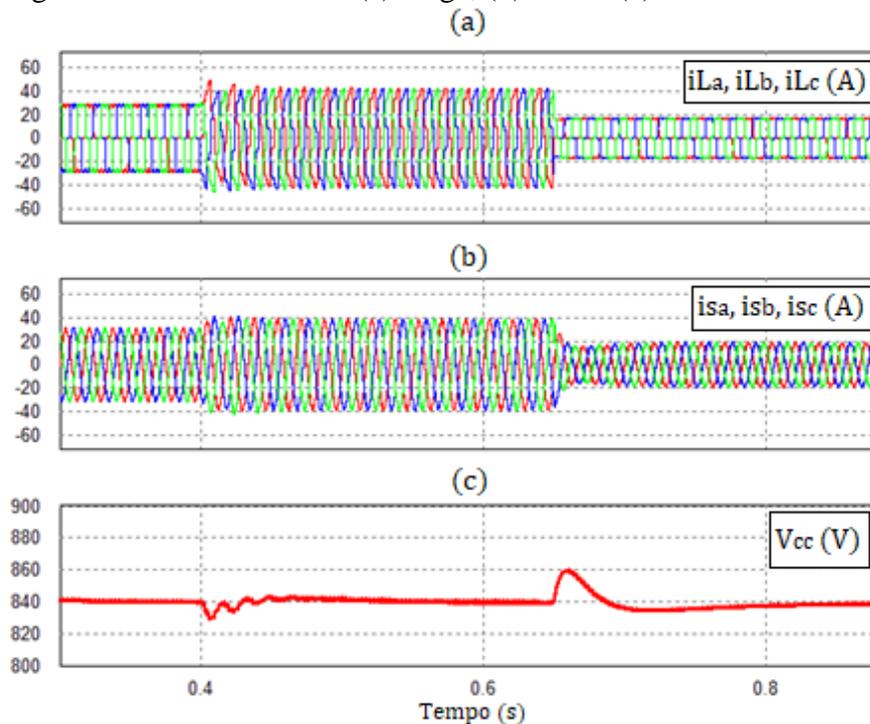
### 4.3 Análise transitória e controle do barramento CC

Esta seção apresentará o comportamento do FAPP sob variações de carga e a atuação do controle da tensão no barramento CC.

Inicialmente as cargas A e C estão ligadas ao PAC. No instante 0,4 s são adicionadas ao sistema as cargas B e D. Em seguida, no instante 0,65 s as cargas B, C e D são desconectadas acarretando na diminuição drástica da corrente de linha.

A Figura 5.13 apresenta as formas de ondas das correntes na carga e na fonte e também a tensão no barramento CC.

Figura 5.13 – Correntes na (a) carga, (b) rede e (c) tensão no barramento CC.



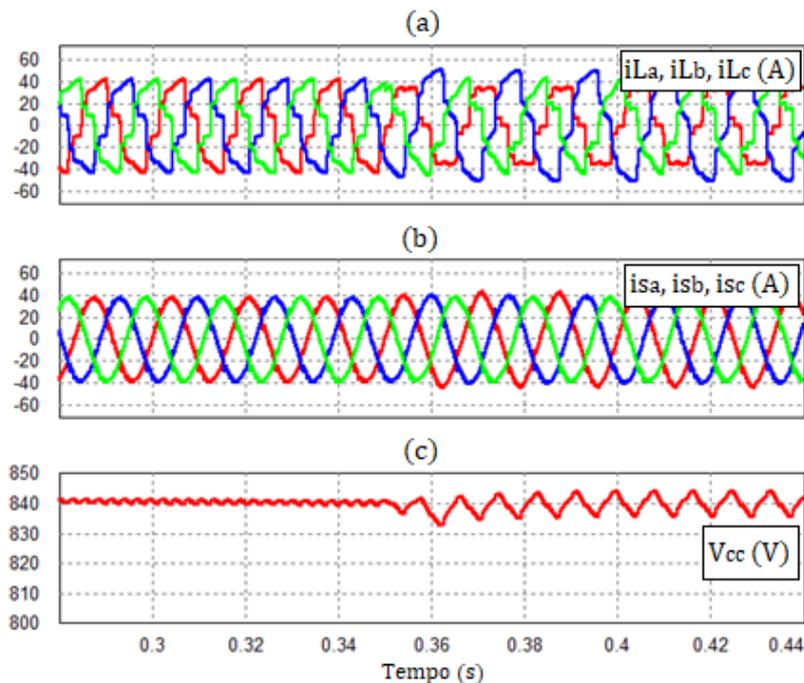
Fonte : Elaborada pelo autor.

É possível observar a atuação da malha de controle do barramento CC mantendo a tensão regulada em 840 V. A resposta transitória foi rápida e com sobressinal máximo de 2,38 %.

Foi realizada outra simulação no intuito de analisar o funcionamento do filtro diante de desequilíbrios na corrente de carga. No instante 0,35 s a carga é desbalanceada introduzindo uma resistência em série apenas numa fase da carga B. As formas de ondas da corrente na carga, na rede e da tensão no barramento CC são mostradas na Figura 5.14

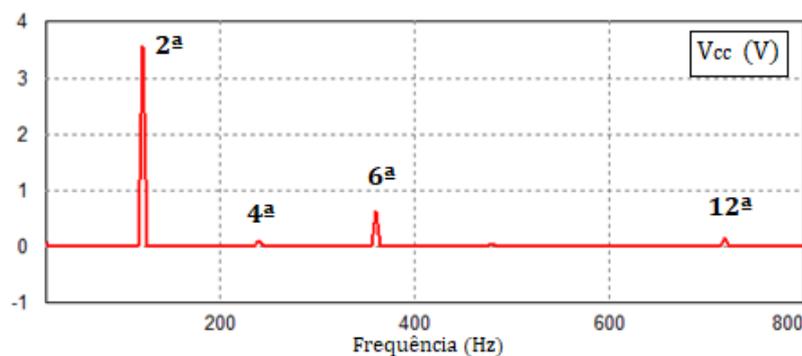
Na Figura 5.15 nota-se que o FAPP atua minimizando o efeito de desequilíbrio para as correntes da fonte e mantém a tensão do barramento CC regulada, no entanto nota-se um aumento significativo da ondulação na tensão do capacitor. Isto acontece devido as correntes de sequência negativa que o filtro processa. Para ilustrar melhor esse fenômeno é mostrada na Figura 5.14 parte do espectro harmônico (componente média não é mostrada) da tensão no barramento com a carga desequilibrada. O espectro mostra a presença significativa de componentes em 120 Hz e 360 Hz.

Figura 5.14 – Análise com carga desequilibradas: Correntes na (a) carga, (b) rede e (c) tensão no barramento cc.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.15 – Espectro harmônico da tensão do capacitor com carga desequilibrada.



Fonte: Elaborado pelo autor

## 6. CONCLUSÃO

### 6.1 Conclusão geral

Neste trabalho foi apresentado um estudo e projeto de um filtro ativo de potência para mitigação de harmônicos e correção do fator de potência. A análise de operação do filtro foi feita em um sistema elétrico trifásico de baixa tensão a três fios. Inicialmente foram apresentados conceitos referentes à qualidade de energia com ênfase nos problemas causados por correntes harmônicas, evidenciando a importância e a necessidade da criação de dispositivos de compensação mais eficientes. A topologia, funcionamento e a dinâmica do filtro ativo de potência descritas mostraram a complexidade desse dispositivo, que se justifica pelo seu desempenho eficiente e versátil.

A topologia do FAPP escolhido foi o inversor fonte de tensão (VSI) trifásico, em conjunto com elementos passivos: indutores de acoplamento e o capacitor do barramento CC. O primeiro é responsável pelo formato das correntes de compensação e o segundo pelo processamento da energia entre o FAP e rede elétrica. Dessa forma, fica evidente a importância do dimensionamento adequado desses componentes, visto que são responsáveis diretos pela dinâmica do filtro.

A estratégia de obtenção das correntes de referência utilizada se baseia na transformada de Park denominada de SRF. Este método garante seletividade na compensação, por meio dele pode-se escolher compensar harmônicos, reativos ou ambos simultaneamente. Todavia, o uso de transformadas torna complexa sua implementação na prática, exigindo assim o uso de processadores digitais mais rápidos e robustos. Foram empregadas as técnicas de controle clássicas no domínio da frequência, desde a modelagem do filtro até o dimensionamento dos controladores. Apesar da simplicidade, tais técnicas se mostraram adequadas para esta aplicação.

Os resultados obtidos por meio de simulações permitiram verificar o funcionamento de todo o sistema. A análise foi feita mediante as formas de ondas no tempo e também seus respectivos espectros harmônicos no domínio da frequência, que garantiu melhor visualização e interpretação dos dados obtidos.

O circuito de partida projetado diminuiu de forma considerável as correntes de partida além de permitir, por meio do algoritmo de controle, um carregamento seguro do barramento CC sem sobretensões. Já em regime permanente, o FAPP reduziu os harmônicos de corrente na rede elétrica e reduziu a distorção da tensão no PAC, além de potência reativa

levando a um fator de potência quase unitário. Nos transitórios ocasionados por variação da carga, as malhas de controle garantiram uma resposta rápida e estável. Também analisou-se o comportamento do dispositivo com correntes de carga desequilibradas. Nessa situação o filtro reduziu levemente o nível de desequilíbrio das correntes na rede, em contrapartida há um considerável aumento na oscilação de tensão no capacitor do barramento CC.

Em suma, observou-se que o filtro operou de maneira satisfatória em todas suas etapas de funcionamento e cenários em que foi empregado. Validando assim toda a teoria e projeto desde o dimensionamento do circuito de potência até as malhas de controle.

Por fim, é válido destacar a relevância deste trabalho, que propiciou ao autor estudo, aprofundamento e pesquisa envolvendo várias áreas temáticas da engenharia elétrica como circuitos elétricos, eletrônica de potência, qualidade de energia, controle de sistemas, dentre outras.

## **6.2 Sugestão de trabalhos futuros**

Como propostas para trabalhos futuros:

- Discretização dos controladores para implementação digital;
- O estudo de técnicas de controle mais avançadas e comparar seu desempenho na dinâmica do FAPP;
- Estender o projeto para sistemas trifásicos a quatro fios para corrigir desequilíbrios de correntes;
- Projeto de filtros com conversores multinível para aplicações em média tensão.

## REFERÊNCIAS

AKAGI, H; KANAZAWA, Y; NABAE, A. **Instantaneous Reactive Power Compensators comprising switching devices without energy storage components**. IEEE transactions on industry applications, v. IA-20, n. 3, p. 625-630, 1984.

ANEEL. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (PRODIST) – Módulo 8 – Qualidade de energia elétrica**. Agencia nacional de energia elétrica (ANEEL). Data de vigência: 01 de Janeiro de 2017, 8 ver., 90 p., 2017

AZEVEDO, C. C. **Controle adaptativo robusto para filtros ativos de potência paralelos**. Tese. (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2011.

BOSE, BIMAL K. **Modern Power Eletronics and AC drives**. Prentice hall, 2002.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos *full bridge* aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios**. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2012.

IEEE STANDARDS 519-2014. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Sponsored by the Transmission and Distribution Committee. IEEE Societies and the Standards Coordinating Committees of the IEEE Standards Association (IEEE-SA) Standards Board. 3 park Avenue, New York. Institute of Electrical and Electronics, 2014.

NETO, A. F. **Filtro ativo paralelos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios**. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2009.

OLIVINDO, J. A. S. **Filtro ativo de potencia paralelo aplicado à melhoria da qualidade de energia em sistemas de geração distribuída**. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2017.

OMORI, J. S. **Aplicação de filtro ativo trifásico em sistemas de distribuição de baixa tensão**. 2007. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2007.

ORTMAMN, M. S. **Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando dsp: projeto e implementação**. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

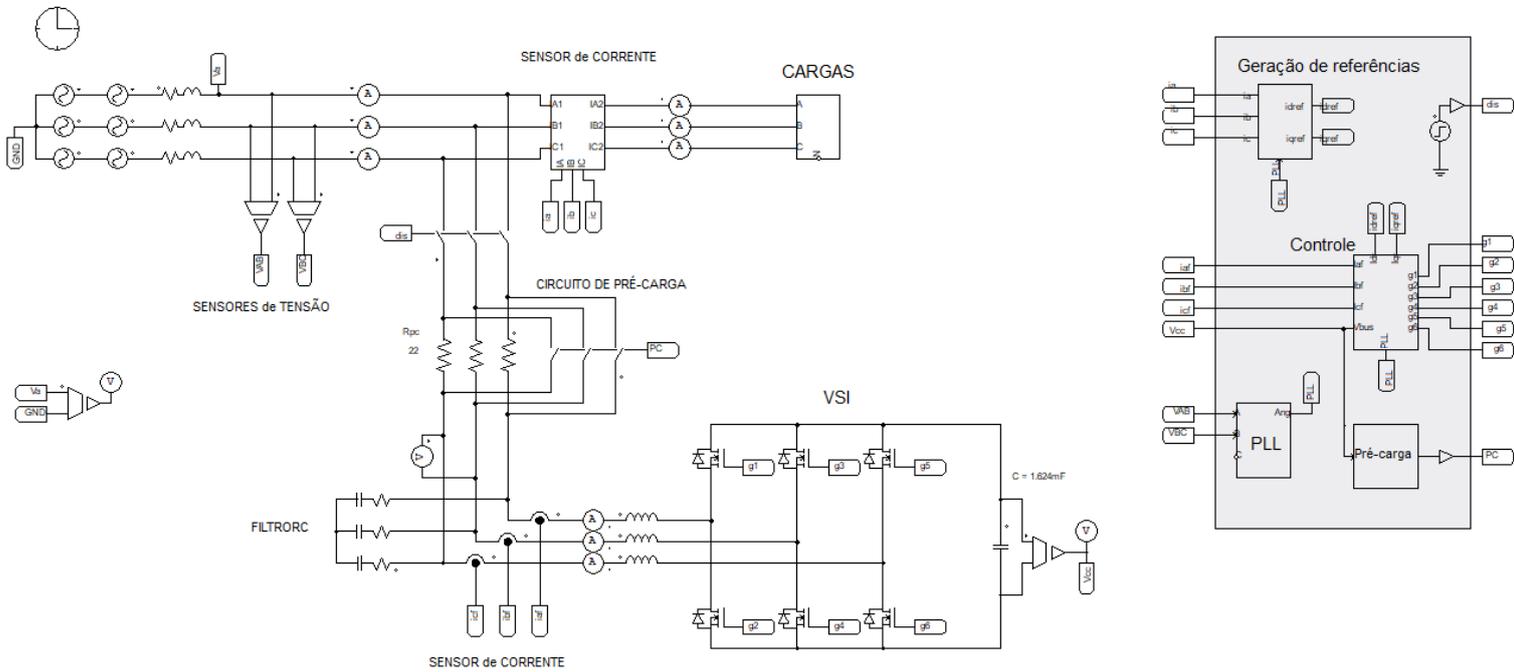
OTA, J. I. Y. **Estudo e simulações de filtro ativo paralelo para sistemas trifásicos com quatro fios usando estratégias de controle baseadas na modulação tridimensional por largura de pulsos com vetores espaciais**. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2011.

PEREIRA FILHO, N. **Técnicas de modulação por largura de pulso vetorial para inversores fonte de tensão.** 2007. Tese. (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Itajubá.

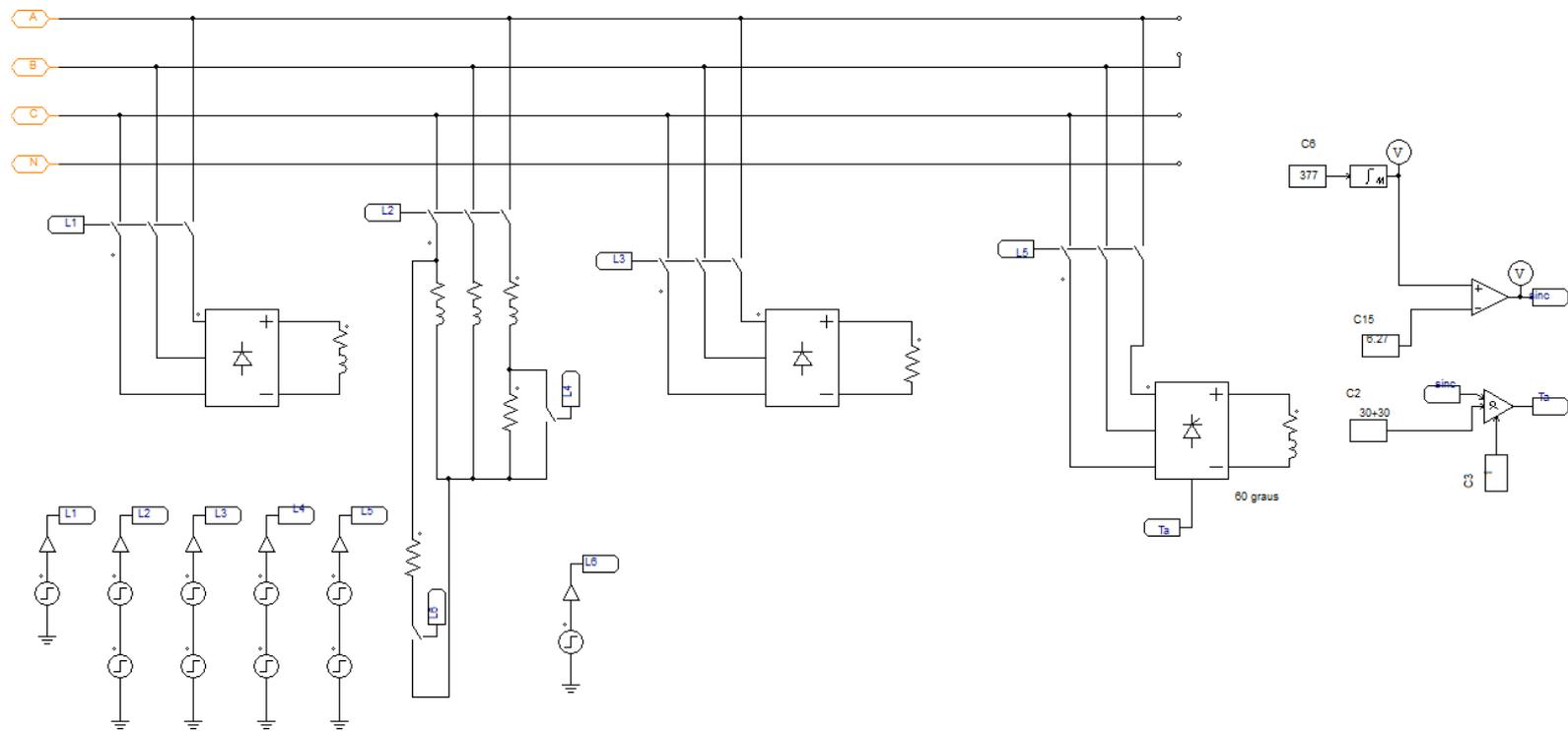
TEIXEIRA, D. A. **Análise das distorções harmônicas – Estudo de Caso de um sistema industrial.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

VILLALVA, M. G. **Estudo e aplicação de filtros ativo paralelos sistemas trifásicos com quatro fios.** Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2005.

## APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE SIMULAÇÃO



## APÊNDICE B – CARGAS UTILIZADAS NA SIMULAÇÃO



## APÊNDICE C – ESQUEMATICO DO CONTROLADOR

