



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

**FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA A QUATRO FIOS E A
QUATRO BRAÇOS**

FORTALEZA

2014

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA A QUATRO FIOS E A QUATRO BRAÇOS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- M825f Morais, Ernande Eugenio Campelo.
 Filtro híbrido de dupla sintonia a quatro fios e a quatro braços. / Ernande Eugenio Campelo Morais.
 – 2014.
 183 f. : il., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de
Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.
 Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas.
 Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.
1. Engenharia elétrica. 2. Qualidade de energia. I. Título.

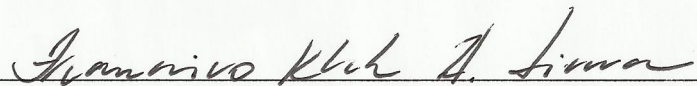
ERNANDE EUGÊNIO CAMPELO MORAIS

FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA A QUATRO FIOS
E A QUATRO BRAÇOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

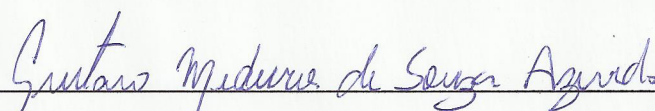
Aprovada em: 29/01/2014

BANCA EXAMINADORA



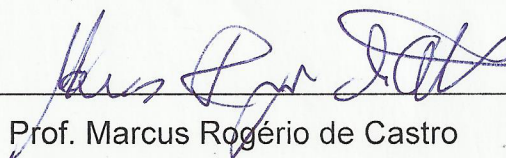
Prof. Francisco Kleber de Araújo Lima (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)



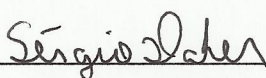
Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)



Prof. Marcus Rogério de Castro

Universidade Federal do Ceará (UFC - Sobral)



Prof. Sérgio Daher

Universidade Federal do Ceará (UFC)

*A Deus,
Aos meus pais, Ernande e Silvia,
A minha esposa, Adriana Negreiros,
A todos meus amigos e familiares,
pelo constante apoio, incentivo e admiração.*

*Não é o conhecimento, mas o ato de aprender,
não a posse mas o ato de chegar lá,
que concede a maior satisfação.
(Carl Friedrich Gauss)*

AGRADECIMENTOS

A Universidade Federal do Ceará, particularmente ao Departamento de Engenharia Elétrica, pela a oportunidade que me concedeu de desenvolver este projeto e cursar o mestrado em Engenharia Elétrica.

Ao professor Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima, pela sua acolhida como orientador, onde sempre me apoiou, incentivando e ajudando nas resoluções dos problemas e superação das dificuldades. Ao amigo e professor Carlos Gustavo pelos apoio e incentivo durante a realização desse trabalho.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo ensinamento e ajuda repassados que, de forma valiosa, contribuíram no desenvolvimento deste trabalho, e pelos momentos de descontração e amizade.

Aos meus pais, Ernande Eugênio de Moraes Lima e Silvia Mary Chaves Campelo, e a minha esposa, Adriana Negreiros de Almeida Moraes, pela ajuda e compreensão.

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) e CEPISA (Companhia Energética do Piauí) pelo suporte financeiro.

Aos amigos, que fizeram parte desta história: Dalton, Ronny Cacau, Samuel Jó, Francisco Júnior, Marcos Antônio, Socorro, Édina, Mário Sérgio, Rafael Gomes, Hermínio, Janaína Almada, Juliano Pacheco, Bruno Almeida e Joacílio.

A todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

RESUMO

A modernização de processos tem aumentado o emprego de cargas com característica fortemente não linear. Tal situação está levando os engenheiros a uma revisão dos conceitos de eficiência energética e qualidade de energia, com o intuito de conciliar essas duas definições. Surge, então, o conceito de condicionamento de potência intrínseco ao de qualidade de energia. Com este conceito são desenvolvidas soluções que visam atender características como compensação de harmônicos e correção do fator de potência, de maneira a garantir um sistema elétrico que proporcione condições para a máxima eficiência energética de cargas conectadas à rede. Surgem, então, os filtros passivos e ativos como as soluções mais comuns, tanto na prática quanto na literatura técnica e científica, apresentando entre si as suas vantagens e desvantagens. Buscando usufruir das vantagens de ambas as soluções, este trabalho propõe o estudo e projeto de um filtro híbrido. A estrutura do filtro híbrido de dupla sintonia proposto permite ao mesmo a dissociação da malha ativa de sua malha passiva, dando ao filtro maior autonomia e praticidade durante operações de troca ou manutenção no estágio ativo. Este trabalho também apresenta uma metodologia para o projeto da malha passiva, bem como a modelagem e controle da malha ativa do filtro. Por se tratar de uma estrutura híbrida nova, são realizados ensaios comparativos entre o filtro híbrido proposto e o filtro híbrido *shunt*, com conversor em série com o filtro passivo, a fim de validar o desempenho e a baixa potência nominal da malha ativa em relação à potência do transformador ao qual será conectado. Através da modelagem e dimensionamento do filtro híbrido proposto, foram obtidos, a partir de um estudo de caso, resultados satisfatórios quanto a correção do fator de potência e minimização das distorções harmônicas de corrente e tensão frente as normas técnicas vigentes. Tais resultados validaram o filtro híbrido como uma solução tecnicamente viável para a melhoria da qualidade de energia de um sistema de distribuição em baixa tensão.

Palavras-chave: Qualidade de energia. Compensação de harmônicos. Filtro híbrido.

ABSTRACT

The modernization process has increased the use of loads with strongly non-linear characteristic. This situation is leading engineers to review the concepts of energy efficiency and power quality, in order to conciliate these two definitions. Then, the concept of power conditioning intrinsic to the power quality appears to be an interesting solution. With this concept, the solutions are designed to meet characteristics such as harmonics compensation and power factor correction, in order to ensure an electrical system that provides conditions for maximum energy efficiency of loads connected to the grid. Then arise passive filters and active as the most common solutions, both in practice and in the scientific and technical literature, with each other their advantages and disadvantages. Seeking to benefit from the advantages of both solutions, this work proposes the study and design of a hybrid filter. The proposed structure named dual tune hybrid filter allows the dissociation of the active stage from the passive stage, giving greater autonomy and practicality to the filter during replacement or maintenance operations in the active stage. This work also proposes a design methodology for the passive power stage, as well as the modeling and control of the active filter power stage. Because it is a new hybrid structure, it is made comparative analysis between the proposed hybrid power filter and shunt hybrid power filter, with the series converter with the passive filter, in order to validate the performance and its lower rated for the active stage with respect to the transformer in which it will be connected. Through modeling and design of the proposed hybrid filter, were obtained from a test case, satisfactory results as the correction of power factor and minimizing harmonic distortion voltage and current forward technical standards existing. These results validate the hybrid filter as an economically viable solution for improving the power quality of a distribution system at low voltage.

Keywords: Power Quality. Compensation of Harmonics. Hybrid Filter.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
BTS	<i>Bell Telephone System</i>
CC	Corrente Contínua
CCITT	<i>International Consultative Commission on Telephone and Telegraph System</i>
CLP	Controlador Lógico Programável
COELBA	Companhia Elétrica do Estado da Bahia
CONPET	Programa Nacional de Racionalização do Uso dos Derivados do Petróleo e do Gás Natural
DHT	Distorção Harmônica Total
DSOGI	<i>Dual Second Order Generalized Integrator</i>
ESCOS	<i>Energy Services Companies</i>
FHDS	Filtro Híbrido de Potência de Dupla Sintonia
FHP	Filtro Híbrido de Potência
FHUS	Filtro Híbrido de Potência de Única Sintonia
FIT	Fator de Influência Telefônica
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
FP	Fator de Potência
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineering</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LBP	Largura da Banda Passante do Filtro Sintonizado
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MSOGI	<i>Multiple Second Order Generalized Integrator</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	Ponto de Conexão Comum
PEE	Programa de Eficiência Energética
PI	Controlador Proporcional Integral

PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PROESCO	Programa de Apoio a Projetos de Eficiência Energética
PSC	<i>Positive Sequence Calculator</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QSG	<i>Quadrature Signals Generation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional
SVC	<i>Static Var Compensation</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_1	componente fundamental
A_n	componente harmônica de ordem n
$B(t)$	densidade de fluxo magnético
C	capacitância
C_{CC}	capacitância do elo CC
C_F	capacitância do filtro passivo
C_{SC}	capacidade de curto-circuito
C_{eq}	capacitância equivalente
C_r	capacitância da rede
DHT_I	distorção harmônica total de corrente
DHT_V	distorção harmônica total de tensão
D_{HP}	filtro passa alta
FC	fator de crista
FG	constante de compensação
$F_{desl_{TOTAL}}$	fator de deslocamento total devido a todos harmônicos
F_{desl}	fator de deslocamento devido à fundamental
$F_{dist(I)}$	fator de distorção de corrente
$F_{dist(V)}$	fator de distorção de tensão
G	ganho do filtro
G_{LOSS}	perdas associadas ao conversor
IT	produto da corrente eficaz por FIT
I_0	componente contínua do sinal de corrente
I_L	corrente da carga
I_{MAX}	corrente máxima do filtro
I_{Ph}	valor de pico da componente harmônica de corrente
(I_1, I_{RMSf}, I_f)	valor eficaz da componente fundamental de corrente
I_{SC}	corrente de curto-circuito
I_{comp}	corrente de compensação
I_h	corrente harmônica
I_{nP}	valor de pico da componente harmônica de corrente de ordem n

(I_{nef}, I_n, I_h)	componente <i>RMS</i> da <i>n</i> ésima harmônica
I_{out}	corrente de saída
I_r	corrente eficaz da rede
K	fator de ponderação das harmônicas da carga em relação ao aquecimento do trafo
(K_P, K_I)	constantes proporcional e integral do controlador <i>PI</i>
K_f	coeficiente de acoplagem
K_h	percentual de distorção harmônica
L	indutância
L_3	indutância de sintonia da malha passiva para 3 ^a harmônica
L_5	indutância de sintonia da malha passiva para 5 ^a harmônica
L_F	indutância do filtro passivo
(L_r, L_S)	indutância da rede
L_{eq}	indutância da reatância indutiva equivalente
L_n	indutância associada à sintonia da malha passiva para 3 ^a harmônica
$M1$	topologia <i>FHUS</i> com primeira estratégia de controle
$M2$	topologia <i>FHUS</i> com segunda estratégia de controle
$M3$	topologia <i>FHUS</i> com terceira estratégia de controle
$M4$	topologia <i>FHDS</i>
P	potência ativa
$P_{3\phi}$	potência ativa trifásica na frequência fundamental
P_{CC}	potência de controle do filtro
P_{LOSS}	perdas internas do conversor
P_{cp}	perdas por correntes parasitas
P_f	peso da frequência harmônica <i>f</i>
$P_{méd}$	potência ativa média
P_n	potência ativa para a componente de ordem <i>n</i>
(P_{out}, P_{in})	potência de saída e de entrada
P_r	potência da rede
Q	fator de qualidade
$Q_{C3\phi}$	potência reativa capacitiva trifásica na frequência fundamental
Q_C	potência reativa capacitiva
$Q_{L3\phi}$	potência reativa indutiva trifásica na frequência fundamental
Q_L	potência reativa indutiva
Q_{ot}	fator de qualidade ótimo
R	resistência

R_{CC}	relação da capacidade de curto-circuito
RLC	filtro passivo sintonizado com resistor, indutor e capacitor em série
R_3	resistência de sintonia da malha passiva para 3 ^a harmônica
R_5	resistência de sintonia da malha passiva para 5 ^a harmônica
R_{SC}	resistência de curto-circuito
R_S	resistência da rede
R_S	resistência da rede
R_h	resistência do filtro sintonizado RLC série
R_n	resistência associada à sintonia da malha passiva para 3 ^a harmônica
R_r	resistência da rede
S	potência aparente
$S_{APF3\phi}$	potência trifásica do conversor em [VA]
S_{PCC}	potência de curto-circuito no PCC
S_{SC}	potência de curto-circuito
S_n	potência aparente para a componente de ordem n
S_{total}	potência aparente total
T	período da componente fundamental
V	tensão eficaz
V_0	componente contínua do sinal de tensão
V_{AN}	tensão de fase a
V_{APFf}	componente fundamental da tensão nos terminais do conversor (filtro ativo)
V_{APFh1}	componente harmônica simétrica da tensão nos terminais do conversor (filtro ativo)
V_{APFh2}	componente harmônica assimétrica da tensão nos terminais do conversor (filtro ativo)
V_{APF}	tensão nos terminais do conversor (filtro ativo)
V_{An}	tensão entre a fase a e o centro estrela da malha passiva
V_C	tensão nos terminais do banco de capacitor
V_L	tensão de linha da carga
V_{RMSf}	valor eficaz da componente fundamental da tensão no PCC
V_{comp}	tensão de compensação
V_f	tensão harmônica da frequência f
V_h	tensão harmônica
V_{nN}	tensão entre o centro estrela e o neutro da malha passiva
V_{np}	valor de pico da harmônica de ordem n
V_{nef}	valor eficaz da componente harmônica de ordem n da tensão
V_{nef}	valor eficaz da harmônica de ordem n de tensão

V_n	tensão harmônica eficaz
V_{rf}	tensão efetiva da rede, na frequência fundamental
V_r	tensão eficaz da rede
X_{C1}	reatância capacitiva na fundamental
X_C	reatância capacitiva
X_{L1}	reatância indutiva na fundamental
X_{LSh}	reatância da rede na frequência harmônica
X_{Leq}	reatância indutiva equivalente
X_L	reatância indutiva
X_R	reatância resultante na frequência fundamental
X_{SC}	reatância de curto-circuito
X_{eq}	reatância equivalente
X_{nS}	reatância indutiva da rede para a harmônica de ordem n
X_r	reatância da rede
Z	impedância
Z_{SC}	impedância de curto-circuito
Z_{car}	impedância característica do filtro passivo
Z_{eq}	impedância equivalente
Z_n	impedância harmônica
Z_{out}	impedância do filtro nas frequências de corte
Z_{rf}	impedância da rede na frequência fundamental
ΔE_{CC}	ondulação de pico a pico da energia absorvida pelo capacitor C_{CC}
ΔV_{CC}	percentual de ondulação de tensão sobre C_{CC}
$\alpha\beta 0$	sistema de coordenadas estacionárias de Clarke
δ	fator de dessintonia
δ_{MAX}	fator de dessintonia máximo
γ	ganho compensativo do FLL
(\bar{p}, \tilde{p})	potências reais média e oscilante
(\bar{p}_0, \tilde{p}_0)	potências de sequência zero média e oscilante
(\bar{q}, \tilde{q})	potências imaginárias média e oscilante
(i_α, i_β, i_0)	correntes nos eixos $\alpha\beta 0$
(n, h)	ordem da componente harmônica
(v, i)	tensão e corrente instantâneos
(v_α, v_β, v_0)	tensões nos eixos $\alpha\beta 0$
ω	frequência angular, em $[rad/s]$

ω_f	frequência fundamental em $[rad/s]$
ω_{h1}	frequência de harmônicas simétricas em $[rad/s]$
ω_{h2}	frequência de harmônicas assimétricas em $[rad/s]$
ω_h	frequência de ressonância em $[rad/s]$
(ω_s, ω_i)	frequências de corte superior e inferior em $[rad/s]$
$\phi(t)$	fluxo magnético
ϕ_{desl}	ângulo de deslocamento
ρ	resistividade do material do condutor
(θ, ϕ)	ângulo de fase
θ_1	ângulo de deslocamento devido à fundamental
θ_{I_n}	ângulo de fase da componente harmônica de corrente de ordem n
θ_{In}	ângulo de fase de corrente para o harmônico de ordem n
θ_{V_n}	ângulo de fase da componente harmônica de tensão de ordem n
θ_{Vn}	ângulo de fase de tensão para o harmônico de ordem n
ε_V	erro entre o sinal estimado e o real de tensão
ε_f	erro de frequência
φ_{nS}	ângulo de fase da impedância da rede
a	área da seção transversal do condutor
a_0	componente contínua
a_n	coeficiente cossenoidal de simetria par
abc	sistema de coordenadas estacionárias abc
b_n	coeficiente senoidal de simetria ímpar
dq	sistema de coordenadas síncronas de Park
e	entrada erro do regulador proporcional integral PI
$e(t)$	tensão induzida
f	frequência fundamental, em $[Hz]$
f_n	frequência harmônica de sintonia
i_{APFf}	componente fundamental da corrente do conversor (filtro ativo)
i_{APFh1}	componente harmônica simétrica da corrente do conversor (filtro ativo)
i_{APFh2}	componente harmônica assimétrica da corrente do conversor (filtro ativo)
i_{APF}	corrente do conversor (filtro ativo)
$i_{loss\alpha\beta}$	componentes $\alpha\beta$ de corrente relativa as perdas do conversor
i_r	corrente instantânea da rede
k	fator de amortecimento
kVA_{Tx}	potência nominal do transformador

k_n	coeficiente de acoplagem
$kvar_{CAP}$	potência reativa nominal do banco capacitivo
l	comprimento do condutor
m	número inteiro, \mathbb{Z}_+^*
p	potência real instantânea
p_0	potência devido às componentes homopolares
$p_{3\phi}$	potência real trifásica
p_n	peso da harmônica de ordem n
q	potência imaginária instantânea
$s = j \cdot \omega$	operador de Laplace
t	variável tempo
v	tensão instantânea
$v(t)$	sinal de tensão
x	número de pulsos do conversor

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Triângulo das potências.	24
Figura 1.2	Correção do fator de potência.	26
Figura 1.3	Impacto do fator de potência na operação do sistema elétrico.	27
Figura 2.1	Defasamento entre tensão e corrente em uma carga linear qualquer.	30
Figura 2.2	Sinal senoidal distorcido com componente fundamental e 5 ^a harmônica. ...	31
Figura 2.3	Laço de histerese, fluxo magnético ϕ , tensão induzida $e(t)$ e corrente $i(t)$	37
Figura 2.4	Lâmpada fluorescente com reator convencional: corrente e espectro de corrente.	39
Figura 2.5	Lâmpada fluorescente com reator eletrônico: corrente e espectro de corrente.	40
Figura 2.6	Efeito do ajuste de velocidade nos harmônicos de corrente alternada.	41
Figura 2.7	Sistema radial com carga não linear suprida por uma fonte de tensão senoidal.	41
Figura 2.8	Modelo π de um sistema de distribuição.	42
Figura 2.9	Sistema suscetível a ressonância paralela.	45

Figura 2.10 Fluxo típico de potência harmônica em uma planta industrial.	46
Figura 2.11 Resposta em frequência do sistema com banco capacitivo: $kvar_{cap}$ (potência reativa nominal do banco capacitivo)/ kVA_{tx} (potência nominal do transformador).	47
Figura 2.12 Sistema suscetível a ressonância série.	48
Figura 2.13 Sistema suscetível a ressonância série (modelo reduzido).	48
Figura 3.1 Filtro sintonizado.	67
Figura 3.2 Filtro amortecido de 2ª ordem.	68
Figura 3.3 Filtro amortecido de 3ª ordem.	68
Figura 3.4 Princípio de compensação ativa de tensão.	71
Figura 3.5 Princípio da compensação ativa paralela de corrente.	72
Figura 3.6 Princípio da atuação conjunta das compensações ativas de tensão e corrente.	73
Figura 3.7 Topologias de filtros híbridos.	74
Figura 3.8 Inter-relações híbridas série (a) e paralelo (b) entre as malhas passiva e ativa.	77
Figura 3.9 Filtro híbrido trifásico a quatro fios com capacitor dividido.	80
Figura 3.10 Filtros híbridos trifásicos a quatro fios com conexão assimétrica do neutro: (a)	

sem indutor (b) com indutor no neutro.	81
Figura 3.11 Filtro híbrido trifásico a quatro fios com conversor de quatro braços.	81
Figura 3.12 Filtros híbridos trifásicos a quatro fios com conversor de quatro braços: (a) <i>b-shaped L-Type</i> (b) <i>b-shaped one-branch</i>	82
Figura 3.13 Filtro híbrido trifásico a quatro fios com conversor de quatro braços proposto.	82
Figura 3.14 Combinações híbridas possíveis para filtragem.	83
Figura 4.1 Filtro híbrido a três fios.	87
Figura 4.2 Filtro híbrido de única sintonia a quatro fios.	91
Figura 4.3 Filtro de dupla sintonia a quatro fios.	92
Figura 4.4 <i>FHUS</i> - Primeira estratégia de controle.	93
Figura 4.5 <i>FHUS</i> - Segunda estratégia e controle.	94
Figura 4.6 <i>FHUS</i> - Terceira estratégia e controle.	95
Figura 4.7 Diagrama de blocos do controle do filtro ativo da topologia <i>FHDS</i>	95
Figura 4.8 Modelo de simulação desenvolvido no ambiente <i>PSCAD/EMTDC</i>	96
Figura 4.9 Carga não linear utilizada no modelo de simulação.	97
Figura 4.10 Carga linear utilizada no modelo de simulação.	97

Figura 4.11 Modelo <i>M1</i> - Corrente na fase <i>a</i>	98
Figura 4.12 Modelo <i>M2</i> - Corrente na fase <i>a</i>	99
Figura 4.13 Modelo <i>M3</i> - Corrente na fase <i>a</i>	99
Figura 4.14 Modelo <i>M4</i> - Corrente na fase <i>a</i> : conexão da malha passiva (a) e ativa (b).	99
Figura 4.15 Distorção harmônica total <i>DHT</i> da corrente na fase <i>a</i>	100
Figura 4.16 Valor eficaz (<i>RMS</i>) da corrente na fase <i>a</i> para todos os modelos.	101
Figura 4.17 Corrente de neutro da rede e da carga.	101
Figura 4.18 Modelo <i>M1</i> - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.	102
Figura 4.19 Modelo <i>M2</i> - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.	102
Figura 4.20 Modelo <i>M3</i> - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.	102
Figura 4.21 Modelo <i>M4</i> - Corrente de neutro da rede após atuação do filtro passivo.	103
Figura 4.22 Modelo <i>M4</i> - Corrente de neutro da rede com filtro híbrido pleno.	103
Figura 4.23 Valor eficaz da corrente de neutro da rede.	103
Figura 4.24 Modelo <i>M1</i> - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.	104
Figura 4.25 Modelo <i>M2</i> - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.	104

Figura 4.26 Modelo <i>M3</i> - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.	105
Figura 4.27 Modelo <i>M4</i> - Tensão na rede antes e após entrada do filtro: conexão da malha passiva (a) e ativa (b).	105
Figura 4.28 <i>DHT</i> da tensão da rede na fase <i>a</i>	105
Figura 4.29 Potência ativa e reativa processada nos conversores dos filtros.	106
Figura 4.30 Fator de potência da rede elétrica.	107
Figura 5.1 Sistema de potência de distribuição a ser analisado.	112
Figura 5.2 Detalhamento da malha passiva.	114
Figura 5.3 Curva normalizada da impedância do filtro.	120
Figura 5.4 Curva normalizada da impedância do filtro mantendo-se as perdas constantes.	122
Figura 5.5 Curva normalizada da impedância do filtro mantendo-se indutância e capacitância constantes.	123
Figura 5.6 Circuito simplificado para análise harmônica.	124
Figura 5.7 Análise de malha na fase <i>a</i>	127
Figura 5.8 Circuito de potência do filtro híbrido conectado à rede.	128
Figura 5.9 Estrutura de potência do filtro ativo.	129

Figura 5.10 Sistema de potência monofásico equivalente para frequência fundamental.	130
Figura 5.11 Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos simétricos.	133
Figura 5.12 Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos assimétricos.	137
Figura 5.13 Estratégia de controle com sincronização baseada no <i>MSOGI-FLL</i> .	140
Figura 5.14 Estratégia de controle do filtro híbrido.	142
Figura 5.15 Circuito de Sincronização.	142
Figura 5.16 <i>Positive Sequence Calculator (PSC)</i> .	143
Figura 5.17 <i>Dual Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signals Generation</i> .	145
Figura 5.18 <i>Frequency Locked Loop (FLL)</i> .	147
Figura 5.19 Esquemático de potência do conversor.	153
Figura 6.1 Sistema de potência emulado.	158
Figura 6.2 Correntes na fase <i>a</i> da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.	159
Figura 6.3 Correntes na fase <i>a</i> da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.	160
Figura 6.4 Correntes de linha da rede nos intervalos de $0 - 2s$ (a), $2 - 4s$ (b) e $4 - 6s$ (c).	160
Figura 6.5 Correntes eficazes de linha da rede e da carga.	161

Figura 6.6	<i>DHT</i> de corrente na fase <i>a</i> da carga e da rede em relação a <i>IEEE 519</i>	161
Figura 6.7	Tensão da fase <i>a</i> da rede durante a conexão da malha passiva.	162
Figura 6.8	Tensão da fase <i>a</i> da rede durante a conexão da malha ativa.	163
Figura 6.9	Tensões de fase da rede, nos intervalos de 0 – 2 <i>s</i> (a), 2 – 4 <i>s</i> (b) e 4 – 6 <i>s</i> (c). . .	163
Figura 6.10	Tensão eficaz de linha da rede.	164
Figura 6.11	<i>DHT</i> de tensão na fase <i>a</i> da rede em relação a <i>IEEE 519</i>	164
Figura 6.12	<i>FP</i> da carga e da rede em relação a <i>ANEEL</i>	165
Figura 6.13	Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.	165
Figura 6.14	Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.	166
Figura 6.15	Corrente no neutro da rede, nos intervalos de 0 – 2 <i>s</i> (a), 2 – 4 <i>s</i> (b) e 4 – 6 <i>s</i> (c).	166
Figura 6.16	Correntes eficazes do neutro da rede e da carga.	167
Figura 6.17	Tensão nos terminais do capacitor <i>C</i> da malha passiva em 2 – 4 <i>s</i> (a) e 4 – 6 <i>s</i> (b).	167
Figura 6.18	Tensão no elo <i>CC</i> do conversor do <i>FHDS</i>	168
Figura 6.19	Potências ativas da rede, carga, <i>FHDS</i> e malha ativa do <i>FHDS</i> , em [<i>kW</i>].	168

Figura 6.20 Potências reativas da rede, carga, <i>FHDS</i> e malha ativa do <i>FHDS</i> , em [<i>kvar</i>].	169
Figura 6.21 Corrente de linha da rede, carga e conversor.	169
Figura 6.22 Corrente do neutro da rede, carga e conversor.	170
Figura A.1 Topologias de filtros híbridos.	180
Figura A.2 Topologias de filtros híbridos.	181
Figura A.3 Topologias de filtros híbridos.	182
Figura A.4 Topologias de filtros híbridos.	183

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Influência do DHT_I (%) no sistema.	36
Tabela 2.2	Percentual limite dos valores nominais de tensão, corrente e potência reativa de operação de um banco capacitivo.	50
Tabela 2.3	DHT_I (%) de cargas residenciais, industriais e comerciais.	60
Tabela 2.4	Análise do consumo por classes (Energia Firme - GWh), 1996/1997.	61
Tabela 2.5	Limites de distorção harmônica de tensão em % da fundamental.	63
Tabela 2.6	Limites de distorção harmônica de corrente em sistemas de 120 V a 69 kV. .	63
Tabela 2.7	Limites de distorção harmônica por consumidor.	64
Tabela 2.8	Valores de referência globais de distorção de tensão harmônica total.	65
Tabela 2.9	Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.	65
Tabela 5.1	Limites de distorção harmônica de corrente em sistemas de 120 V a 69 kV. .	112
Tabela 6.1	Parâmetros do sistema de potência emulado.	159

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	Compensação de reativos	25
2	HARMÔNICOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA	29
2.1	Correntes harmônicas	29
2.2	Fator de potência	32
2.3	Efeitos das harmônicas no sistema de energia	35
2.3.1	<i>Danos em bancos de capacitores</i>	49
2.3.2	<i>Interferências em sistemas de telecomunicação</i>	51
2.3.3	<i>Perdas elétricas em condutores</i>	52
2.3.4	<i>Operação inadequada de equipamentos eletrônicos</i>	54
2.3.5	<i>Perdas elétricas em transformadores</i>	55
2.3.6	<i>Efeitos indesejáveis em máquinas elétricas rotativas</i>	56
2.3.7	<i>Efeitos indesejáveis em relés de proteção, disjuntores e fusíveis</i>	57
2.3.8	<i>Medidores de grandezas elétricas</i>	58
2.3.9	<i>Iluminação</i>	59
3	TECNOLOGIAS PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS	66
3.1	Introdução	66
3.2	Filtros passivos	66
3.2.1	<i>Conexões com a rede elétrica</i>	69
3.3	Filtros ativos	70
3.3.1	<i>Filtro ativo série</i>	71
3.3.2	<i>Filtro ativo paralelo (shunt)</i>	71

3.4	Filtros híbridos	74
3.5	Conclusão	84
4	FILTRO HÍBRIDO À QUATRO FIOS: ANÁLISE DE ESCOLHA	87
4.1	Introdução	87
4.2	Teoria pq	88
4.3	Topologias analisadas	91
4.3.1	<i>Filtro híbrido trifásico a quatro fios e única sintonia</i>	<i>92</i>
4.3.2	<i>Filtro híbrido trifásico a quatro fios e dupla sintonia</i>	<i>92</i>
4.4	Estratégias de controle analisadas	93
4.4.1	<i>Filtro híbrido de única sintonia (FHUS): primeira estratégia de controle</i>	<i>93</i>
4.4.2	<i>Filtro híbrido de única sintonia (FHUS): segunda estratégia de controle</i>	<i>94</i>
4.4.3	<i>Filtro híbrido de única sintonia (FHUS): terceira estratégia de controle</i>	<i>94</i>
4.4.4	<i>Filtro híbrido de dupla sintonia (FHDS): estratégia de controle</i>	<i>94</i>
4.5	Resultados de simulação	96
4.5.1	<i>Corrente na fase da rede</i>	<i>98</i>
4.5.2	<i>Corrente de neutro da rede</i>	<i>100</i>
4.5.3	<i>Tensão na rede</i>	<i>103</i>
4.5.4	<i>Potência processada no conversor</i>	<i>105</i>
4.5.5	<i>Fator de potência na rede</i>	<i>106</i>
4.5.6	<i>Análise dos resultados</i>	<i>107</i>
4.6	Conclusões	108
5	MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CON- TROLE DO FILTRO HÍBRIDO	111
5.1	Introdução	111
5.2	Determinação dos harmônicos a serem amortecidos pela malha passiva	111
5.3	Modelagem da malha passiva	113

5.4	Modelagem da malha ativa	128
5.4.1	1° Análise: tensão e corrente na frequência fundamental ω_f	129
5.4.2	2° Análise: tensão e corrente nas frequências harmônicas simétricas ω_{h1}	132
5.4.3	3° Análise: tensão e corrente nas frequências harmônicas assimétricas ω_{h2}	137
5.5	Estratégia de controle	139
5.6	Objetivo do controle	141
5.6.1	Circuito de sincronização	141
5.6.2	Regulador de tensão do elo CC	148
5.7	Feedback control	152
5.8	Modulação geométrica	153
5.9	Conclusão	155
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	158
6.1	Correntes de linha da rede	159
6.2	Tensões do ponto de conexão comum PCC	162
6.3	Fator de potência do sistema	164
6.4	Corrente do neutro	165
6.5	Tensão nos terminais do capacitor C da malha passiva	167
6.6	Tensão no capacitor C_{CC} do elo CC	167
6.7	Potência processada pelo conversor	168
6.8	Conclusão	170
7	CONCLUSÃO	171
7.1	Trabalhos futuros	173
	Referências	174
	Anexo A – TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS	180

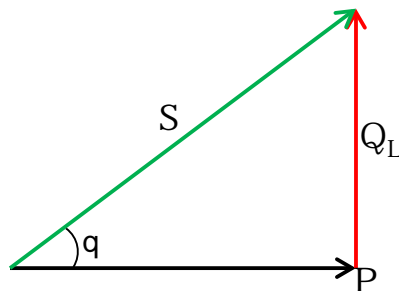
1 INTRODUÇÃO

A maioria das cargas presentes nas unidades consumidoras demandam energia ativa e reativa indutiva. A energia elétrica ativa é sempre consumida na realização de um trabalho útil, enquanto que a energia elétrica reativa não é consumida, ela é trocada entre a rede e a unidade consumidora, gerando uma corrente reativa indutiva indesejada, pois limita a capacidade de energia ativa máxima que a rede pode ofertar para as unidades consumidoras, além de poder provocar sobrecargas nos condutores.

Para uma carga linear de característica indutiva, a potência aparente (S) é resultado da soma vetorial das potência ativa (P) e reativa indutiva (Q_L), como mostra o triângulo das potências na Figura 1.1. O fator de potência (FP) é a relação entre a potência ativa e a potência aparente, definido por $FP = P/S$ (1.1). A ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) estabelece que a concessionária de energia possa cobrar excedentes reativos da unidade consumidora, caso o fator de potência torne-se inferior a 0,92. Sendo este último valor o fator de potência de referência definido em (ANEEL N 456, 2000).

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (1.1)$$

Figura 1.1: Triângulo das potências.



Além da cobrança pelo excedente reativo diretamente na conta de energia elétrica de consumidores, de uma forma geral, podem-se relacionar alguns aspectos do impacto econômico relacionado com a energia reativa no sistema:

- a) Impacto nos valores de tensões;
- b) Redução da vida útil de materiais;
- c) Perdas nos equipamentos e nos condutores;
- d) Ocupação indevida da capacidade de transformadores;
- e) Necessidade de considerar um sobredimensionamento dos condutores, o que refletirá em um aumento direto nos custos das instalações etc.

Como são muitas as unidades consumidoras, é necessário que se tomem medidas para evitar as sobrecargas das redes elétricas de distribuição e das subestações (ANEEL N 456, 2000). Baseando-se nesta questão, o governo brasileiro visa medidas (como os programas: *PROCEL*, *PROESCO*, *PEE*, *CONPET*) que atendam aos anseios do progresso do país, sobre uma alta demanda da matriz energética. Estas ações que fazem parte da definição de eficiência energética, agregam, como consequência, um menor impacto negativo aos recursos naturais (MME, 2011).

O plano nacional de eficiência energética privilegia toda e qualquer ação de baixo custo, que leve a uma melhor organização, conservação e gestão energética por parte das entidades que integram o sistema elétrico brasileiro. A eficiência energética deve ser efetuada tanto por iniciativa do mercado (sem participação do estado), revitalizando o sistema elétrico com equipamentos modernos e mais eficientes, quanto por políticas públicas de subsídio (MME, 2011).

1.1 Compensação de reativos

É importante que se faça a correção do fator de potência para atenuar os efeitos negativos do baixo fator de potência. Neste contexto, com o intuito de obter uma redução dos custos em uma instalação e um consumo racional de energia elétrica, normalmente é adotada a utilização de capacitores de polipropileno em locais próximos às cargas visando compensar a energia reativa excedente, a qual é normalmente indutiva.

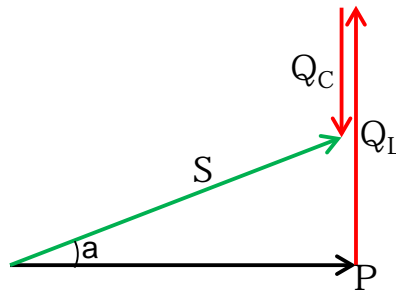
Contudo, a instalação de capacitores deve ser precedida de medidas operacionais que levem à diminuição da necessidade de reativo, como o desligamento de motores e outras cargas indutivas ociosas ou superdimensionadas. Além disto, podem ser consideradas condições para que os mesmos sejam parcialmente desconectados em função do uso de cargas e transformadores. Isto evitará problemas com o excesso de energia reativa capacitiva na rede, o que poderá causar efeitos danosos ao sistema.

O resultado do fornecimento de energia reativa pelo banco de capacitores é verificado na Figura 1.2. O dimensionamento da potência reativa do banco de capacitores para se obter o fator de potência 0,92 é

$$Q_C = Q_L - P \cdot \operatorname{tg}(\cos^{-1}(0,92)). \quad (1.2)$$

Onde Q_C é a potência reativa capacitiva e Q_L é a potência reativa indutiva.

Figura 1.2: Correção do fator de potência.



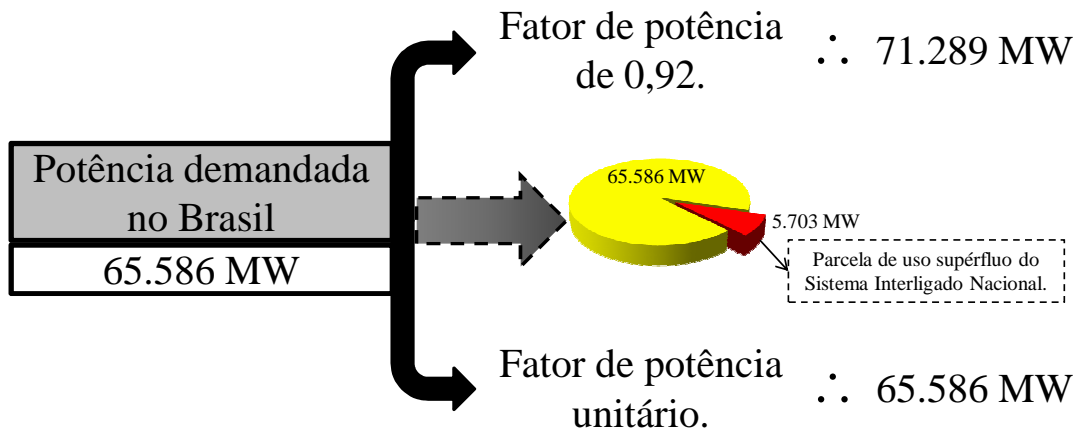
Um aspecto técnico importante a ser considerado na instalação de capacitores fixos em baixa tensão é verificar que o valor máximo a ser adotado considere a potência do transformador que atende a unidade consumidora, conforme relatado em uma norma específica disponibilizada pela *COELBA* (Companhia Elétrica do Estado da Bahia) (COELBA SM 04.14, 2009).

No contexto atual de massificação do uso de cargas não lineares (aparelhos eletroeletrônicos, iluminação do tipo a descarga, fornos a arco, grandes esteiras, por exemplo) pelos consumidores em geral, esta solução clássica e simples, poderá não surtir o efeito desejado. Isto é decorrente do fato de que estes tipos de cargas drenam uma corrente composta por uma componente fundamental (de frequência 60 Hz, no Brasil) e componentes harmônicas (de frequências múltiplas, ou não, da fundamental), incidindo em problemas de ressonâncias no restante da rede. Como consequência, poderá surgir sobretensões e sobrecorrentes nos barramentos e linhas próximas destas cargas.

Em sistemas em que a parcela de carga não linear for de no máximo 20% do carregamento total do sistema, a aplicação de simples capacitores para a compensação do fator de potência não deverá resultar em problemas de ressonâncias (WEG, 2012).

A título de esclarecer a importância da correção do fator de potência, são informados na Figura 1.3 os valores concernentes à operação do sistema brasileiro diante de duas situações operacionais, uma com o fator de potência em 0,92, e outra com o fator de potência unitário (ONS, 2012), sendo que na Figura 1.3, particularmente, foi relatada a máxima demanda do Brasil.

Figura 1.3: Impacto do fator de potência na operação do sistema elétrico.



Fonte: (ONS, 2012).

A Figura 1.3 dá uma noção de quanto de potência ativa, ou seja, consumida pelos consumidores, o sistema elétrico nacional deixa de suprir devido ao baixo fator de potência (questões de baixa eficiência energética e/ou qualidade de energia) demandado pelos clientes conectados à rede elétrica.

No capítulo posterior será relatado a relação entre o fator de potência verdadeiro (que considera a influência dos harmônicos) e o fator de deslocamento retratando suas diferenças. Sendo que o fator de potência que considera os harmônicos no seu cálculo (potência ativa $[W]$ pela potência aparente $[VA]$) será sempre menor ou igual ao fator de deslocamento.

As metodologias para determinação do fator de potência, estabelecidas para os medidores eletrônicos, podem apresentar valores fora da realidade na presença de harmônicos. No que se refere à aplicação deste assunto na tarifação de energia elétrica, pode-se dizer que existe uma lacuna considerável para que as concessionárias possam ser ressarcidas de forma desejável. Em particular, (ENCARNACAO et al., 2011), ressalta-se que as perdas técnicas da rede de distribuição consideram apenas a componente fundamental (60 Hz). Já as perdas associadas às correntes harmônicas são consideradas perdas não técnicas, para efeito de revisão tarifária. Por outro lado, as perdas técnicas relacionadas com os condutores de neutro não são computadas de forma adequada.

A compensação reativa nas linhas de distribuição de energia elétrica é feita através da instalação de banco de capacitores, de forma a reduzir as perdas de energia nos sistemas de distribuição e adequar o perfil de tensão aos limites estabelecidos pela ANEEL, além de aumentar a capacidade da rede elétrica de distribuição de ofertar mais energia ativa.

Geralmente o problema da alocação adequada de banco de capacitores consiste em se determinar o número e a capacidade dos bancos bem como localização e o tipo de chaveamento de modo a maximizar a economia de recursos e manter o funcionamento adequado do sistema (SEGURA S.; POMÍLIO, 2009), (MENDES et al., 2002). No entanto, a proliferação das cargas não lineares em diferentes consumidores provocou o surgimento de harmônicas de tensões e correntes (CARLISLE et al., 1997).

É importante notar que o crescimento de cargas não lineares (consequentemente de harmônicos) é progressivo e esta condição tem levado a uma crescente preocupação com a qualidade de energia do sistema elétrico. Diante das questões levantadas anteriormente, a compensação de reativos, bem como a melhoria da qualidade de energia, deve ser melhor avaliada e tratada no que se refere a um sistema com forte conteúdo harmônico.

Este trabalho visa elucidar os conceitos de eficiência energética e qualidade de energia pertinentes ao sistema elétrico no que diz respeito ao fornecimento e ao consumo. Também serão estudadas as causas e efeitos dos harmônicos à rede elétrica em detrimento à definição de condicionamento de potência, para uma qualidade da energia disponibilizada nos barramentos a nível de distribuição. Com isso, serão abordadas algumas soluções discutidas em literaturas técnicas especializadas e empregadas na prática. Por fim, será estudado e analisado um filtro híbrido de potência, cuja estrutura possui fins de pesquisa e desenvolvimento, a nível comercial.

2 HARMÔNICOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

Nos anos 70 os problemas nos sistemas elétricos de distribuição, devido às distorções harmônicas, começaram a crescer, bem como a preocupação com as mesmas. O advento da iluminação a arco e conversores eletrônicos de potência em acionamentos à velocidade variável, a fim de melhorar o desempenho das máquinas elétricas em diferentes tipos de aplicações, têm sido uma das principais causas do aumento das harmônicas nas redes elétricas a partir da década de 70.

Os trabalhos técnicos sobre harmônicas entre os períodos de 1930 e 1940 foram muito poucos. Neste período as principais fontes de harmônicos eram as cargas eletromecânicas (transformadores e a máquinas elétricas rotativas) que provocavam problemas de interferências indutivas em cabos telefônicos (DUGAN et al., 2002), (DIAS, 2002). Segundo (KASSICK, 2000), no ano de 2000, 15% da energia nos Estados Unidos era eletronicamente processada com perspectiva de crescimento de 50% em 10 anos, sendo este o perfil energético de países industrializados e das regiões mais industrializadas do Brasil.

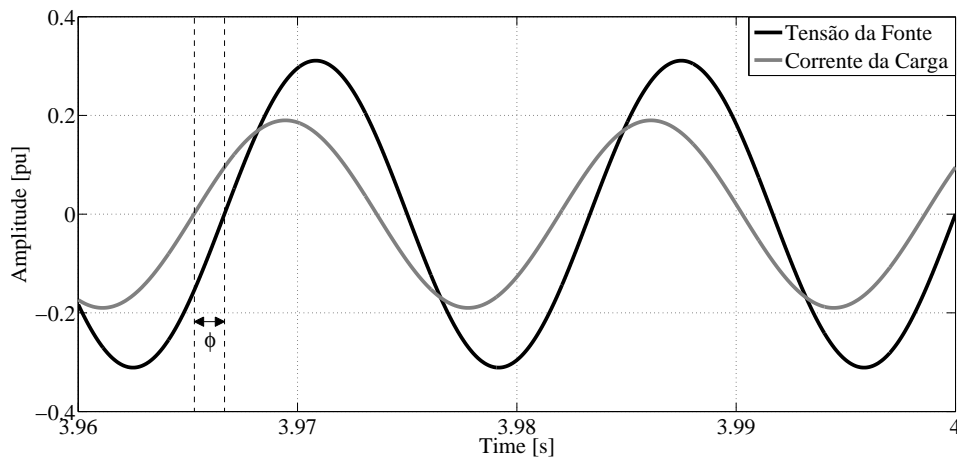
As cargas lineares são capazes de drenar correntes senoidais quando submetidas a uma tensão senoidal, (KASSICK, 2000). Nesse contexto, existem três tipos de cargas: os resistores, que têm a capacidade de limitar a corrente que o atravessa, e os indutores e capacitores, que, além de limitarem a quantidade de corrente, possuem a característica de provocar um defasamento entre a corrente e a tensão aos quais estão submetidos. Tal defasagem é ilustrada na Figura 2.1.

2.1 Correntes harmônicas

De uma maneira geral, existem muitas cargas que podem ser modeladas como uma associação de resistores e indutores. Neste caso, pode-se dizer que essas cargas demandam dois tipos de potência: ativa e reativa.

Potência ativa é a quantidade de energia por unidade de tempo entregue à carga pelo

Figura 2.1: Defasamento entre tensão e corrente em uma carga linear qualquer.



sistema elétrico para realização de trabalho útil. Já a reativa é a potência entregue pelo sistema à carga sendo acumulada em um campo magnético (ou em um campo elétrico, no caso do capacitor) e depois retornando ao sistema elétrico. A presença do indutor provoca o aparecimento da potência reativa que, para o sistema elétrico de distribuição, acaba sendo desnecessária e prejudicial, uma vez que em conjunto com a potência ativa existe uma tendência em aumentar a intensidade de corrente que circula pelos condutores e equipamentos do sistema de distribuição da concessionária elétrica (KASSICK, 2000).

O conceito de potência reativa leva ao surgimento de outro conceito bastante utilizado: fator de potência de deslocamento. Segundo a *IEEE 519* (IEEE STD 519-1992, 1993) o fator de potência de deslocamento é a razão entre a potência ativa (empregada em trabalho útil sendo dissipado para um meio externo) e a potência total (potência elétrica, dada pelo produto da tensão eficaz e corrente eficaz de uma carga, entregue pelo sistema elétrico à carga).

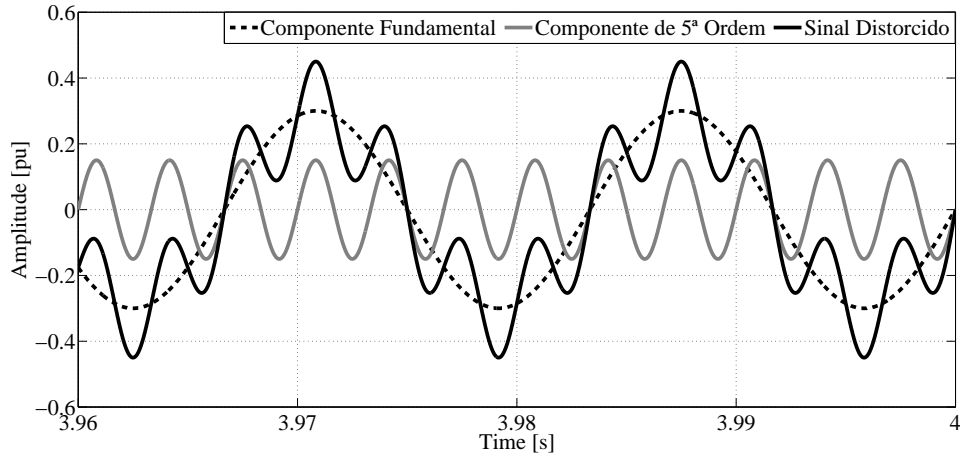
Uma carga é não linear quando a mesma drena uma corrente não senoidal da rede elétrica ao qual se encontra conectado, estando a rede com um nível de tensão senoidal (KASSICK, 2000). Essa característica das cargas não lineares leva à definição de fator de distorção. Segundo a *IEEE 519* o fator de distorção é a raiz quadrada do somatório dos quadrados de todas as componentes harmônicas pela fundamental, expresso em porcentagem.

Harmônicas são formas de ondas senoidais ou cossenodais que possuem uma frequência de oscilação que é múltipla inteira de um sinal fundamental ou de referência (PIRES, 2010a). Quando se diz harmônica de 5^a ordem, por exemplo, se quer dizer que essa harmônica possui uma frequência de oscilação de 5 vezes a frequência fundamental.

Todo sinal elétrico, seja de corrente ou de tensão, pode ser descrito matematicamente como a composição de harmônicas (senóides e cossenóides) e um valor constante a partir da

série de Fourier mostrada em (2.1) (KASSICK, 2000). A Figura 2.2 ilustra o efeito conjunto das harmônicas para a composição de um sinal.

Figura 2.2: Sinal senoidal distorcido com componente fundamental e 5ª harmônica.



$$f(t) = f(t + m \cdot T) = a_0 + \sum_{n=1} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \right]. \quad (2.1)$$

Onde: T é o período da componente fundamental; n e m é um número inteiro \mathbb{Z}_+^* que representa a ordem da harmônica, t é a variável tempo, a_0 a componente contínua do sinal dado por (2.2), a_n o coeficiente cossenoidal de simetria par dado por (2.3), e b_n o coeficiente senoidal de simetria ímpar dado por (2.4).

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt. \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \cdot dt. \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \cdot dt. \quad (2.4)$$

Segundo (TEIXEIRA, 2009), as harmônicas mais comuns em plantas elétricas industriais são de ordem ímpar. E os conversores (que são um tipo de carga não linear) mais comuns em uma indústria são de 6, 12 e 24 pulsos. Ou seja, de acordo com (2.5) (IEEE STD 519-1992, 1993),

esses conversores de 6, 12 e 24 pulsos são responsáveis pelas harmônicas de 5^a e 7^a ordem, 11^a e 13^a ordem e 23^a e 25^a ordem, respectivamente. Segundo (DUGAN et al., 2002) as componentes harmônicas de 25^a a 50^a ordem, ou acima, dependendo do sistema, podem ser negligenciadas com relação aos seus efeitos nos sistemas elétricos de potência.

$$n = m \cdot x \pm 1. \quad (2.5)$$

Onde: m é um número inteiro \mathbb{Z}_+^* e x o número de pulsos do conversor.

Simplificando-se o termo dentro do somatório em (2.1) pode-se chegar à (2.6).

$$f(t) = V_{np} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot t + \theta). \quad (2.6)$$

Onde: f é a frequência da fundamental, V_{np} é o valor de pico da harmônica dada por (2.7) e θ é o ângulo de fase da harmônica dado por (2.8).

$$V_{np} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}. \quad (2.7)$$

$$\theta = -\arctan\left(\frac{b_n}{a_n}\right). \quad (2.8)$$

Lembrando que a_n e b_n foram definidos em (2.3) e (2.4), respectivamente.

2.2 Fator de potência

A partir desse ponto, quando se considera a presença de harmônicas na rede elétrica, a definição de fator de potência se generaliza a partir da definição da *IEEE 519* (IEEE STD 519-1992, 1993).

Segundo (KASSICK, 2000) e (DIAS, 2002), o fator de potência em um ponto da rede elétrica em análise é a razão entre a potência média (potência ativa transferida para o meio externo para realização de trabalho) dada em *Watt [W]* e a potência aparente ou total (resultado do produto dos valores eficazes de corrente e tensão) dada em *Volt – Ampere [VA]*. A expressão matemática, equação (2.9), que define o fator de potência (KASSICK, 2000) é similar ao fator

de utilização de um transformador utilizado para alimentar um conversor definido em (RASHID, 1999).

$$FP = \frac{P_{méd}}{S_{total}} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t)^2 \cdot dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t)^2 \cdot dt}}. \quad (2.9)$$

Onde: $P_{méd}$ é a potência ativa média, S_{total} é a potência aparente total, v é tensão instantânea e i é a corrente instantânea.

As variáveis $v(t)$ e $i(t)$ são, respectivamente, os sinais de tensão e corrente que podem ser representadas em série de Fourier através de (2.10), fazendo uso de (2.6) para as componentes harmônicas.

$$\begin{cases} v(t) = V_0 + \sqrt{2} \cdot V_{1ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot f \cdot t + \theta_{V1}) + \sqrt{2} \cdot V_{2ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f \cdot t + \theta_{V2}) + \dots \\ i(t) = I_0 + \sqrt{2} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot f \cdot t + \theta_{I1}) + \sqrt{2} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f \cdot t + \theta_{I2}) + \dots \end{cases} \quad (2.10)$$

Onde: V_0 e I_0 são as componentes contínuas de tensão e corrente e os termos V_{nef} e I_{nef} são os valores eficazes das harmônicas de ordem n de tensão e corrente, respectivamente. θ_{Vn} e θ_{In} são os ângulos de fase de tensão e corrente para os respectivos harmônicos de ordem n .

Substituindo (2.10) em (2.9), pode-se obter (2.11) uma expressão matemática para o fator de potência total.

$$FP = \frac{P_{méd}}{S_{total}} = \frac{V_0 \cdot I_0 + V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{V2} - \theta_{I2}) + \dots}{\sqrt{V_0^2 + V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots} \cdot \sqrt{I_0^2 + I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}}. \quad (2.11)$$

Se for considerada uma carga linear submetida a uma tensão contínua drenando uma corrente contínua, a expressão (2.11) pode ser simplificada para (2.12) (fator de deslocamento unitário). Mas, caso a mesma carga seja submetida a uma tensão alternada senoidal, a equação (2.11) pode ser resumida para (2.13), que corresponde ao fator de deslocamento descrito na norma *IEEE 519*.

$$FP = 1. \quad (2.12)$$

$$FP = \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}). \quad (2.13)$$

Se for considerada uma carga não linear submetida a uma tensão senoidal alternada, a equação (2.11) se transforma em (2.14) sem componentes contínuas de corrente ou tensão.

$$FP = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{V2} - \theta_{I2}) + \dots}{\sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots} \cdot \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}}. \quad (2.14)$$

Multiplicando ambos os membros da equação (2.4) pelos valores eficazes de tensão e corrente (V_{1ef} e I_{1ef}) e rearranjando os termos, a nova expressão resulta em:

$$FP = \frac{V_{1ef}}{\sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{V2} - \theta_{I2}) + \dots}{V_{1ef} \cdot I_{1ef}}. \quad (2.15)$$

Analisando (2.15), pode-se observar que o termo $V_{1ef} \cdot I_{1ef}$ é a potência aparente ou total na frequência fundamental. Os termos $V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1})$, $V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{V2} - \theta_{I2})$, e os demais termos subentendidos em (2.15) são as potências ativas, ou médias, de contribuição devido às respectivas harmônicas e fundamental presentes nos sinais. Vale a pena salientar que os termos $\cos(\theta_{V1} - \theta_{I1})$ e $\cos(\theta_{V2} - \theta_{I2})$, assim como os demais termos subentendidos na equação, são os respectivos fatores de potência de deslocamento das harmônicas. Assim, a equação (2.15) pode ser representada pela expressão a seguir:

$$FP = \frac{V_{1ef}}{\sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \cdot F_{desl}. \quad (2.16)$$

Para a qual pode ser definido:

$$F_{desl} = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{V2} - \theta_{I2}) + \dots}{V_{1ef} \cdot I_{1ef}} = \frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1}. \quad (2.17)$$

Onde: F_{desl} é o fator de deslocamento, P_n é a potência ativa para a componente de ordem n e S_n é a potência aparente para a componente de ordem n .

A partir do conceito, apresentado anteriormente, sobre o fator de distorção harmônica

pela *IEEE 519*, têm-se as equações para as distorções harmônicas totais *DHT* de tensão e corrente apresentadas no sistema, como segue:

$$\begin{cases} DHT_V = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + \dots}}{V_{1ef}} \\ DHT_I = \frac{\sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots}}{I_{1ef}} \end{cases} \quad (2.18)$$

Os subscritos *V* e *I* em (2.18) indicam *DHT* de tensão e corrente, respectivamente.

A partir de (2.16), utilizando-se (2.18) com os devidos rearranjos, tem-se:

$$FP = F_{dist(V)} \cdot F_{dist(I)} \cdot F_{desl} \quad (2.19)$$

Para a qual pode-se definir:

$$\begin{cases} F_{dist(V)} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_V^2}} \\ F_{dist(I)} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_I^2}} \end{cases} \quad (2.20)$$

Onde: $F_{dist(V)}$ e $F_{dist(I)}$ são os fatores de distorção devido às *DHTs* de tensão e corrente.

A partir de (2.19), percebe-se que o fator de potência verdadeiro de uma carga não linear depende não só do fator de deslocamento (que depende tanto das componentes fundamentais quanto harmônicas), mas também dos fatores de distorção da tensão e corrente, $F_{dist(V)}$ e $F_{dist(I)}$ (KASSICK, 2000).

A Tabela 2.1 mostra a influência dos harmônicos de corrente no acréscimo de corrente, bem como na redução do fator de potência.

2.3 Efeitos das harmônicas no sistema de energia

Os consumidores finais, como as indústrias com suas cargas não lineares: acionamentos de velocidade variável, fornos a arco e fornos de indução; são mais afetados pela presença de harmônicos do que as concessionárias de serviços elétricos, embora sejam eles os principais responsáveis para o aumento do conteúdo de harmônicas no sistema elétrico (DUGAN et al., 2002).

As inter-harmônicas são componentes senoidais cujas frequências não são múltiplas inteiras da frequência fundamental do sistema. São inerentes aos conversores estáticos de frequência, cicloconversores, motores de indução e dispositivos a arco elétrico. Seus efeitos podem ser traduzidos em cintilações (*flickers*) em *displays* de equipamentos elétricos e iluminação (VEDAM; SARMA, 2008).

Tabela 2.1: Influência do DHT_I (%) no sistema.

Distorção na Corrente DHT_I (%)	Acréscimo de Corrente (%)	Fator de Potência Total
0	0,000	1,000
5	0,125	0,999
10	0,500	0,995
30	4,400	0,958
50	11,800	0,894
70	22,070	0,819
90	34,540	0,743
100	41,420	0,707
120	56,200	0,640
130	64,010	0,610
150	80,280	0,555
170	97,230	0,507
200	123,610	0,447

Fonte: (MARQUES; HADDAD; MARTINS, 2006).

Segundo a *IEEE* 519, as harmônicas não características são componentes que não deveriam ser geradas pelas cargas não lineares durante sua operação normal. Elas podem ser de ordem inteira ou não (inter-harmônicos) e são ocasionadas por demodulações de harmônicas e fundamental, desequilíbrios no sistema de potência etc.

Existem, também, as sub-harmônicas cujas frequências são inferiores a fundamental. Vale salientar que transitórios elétricos (como partida de motores elétricos e energização de transformadores, por exemplo) geram harmônicos de duração passageira, sendo desconsiderados em estudos de conteúdo harmônico. Para esses estudos são considerados harmônicas como distorções de estado permanente em regime de operação normal.

Existem muitas cargas não lineares de pequeno porte, como lâmpadas fluorescentes, *dimmers*, computadores e ar condicionados comuns, em instalações residenciais, indústrias e comerciais. Já em aplicações industriais existem as cargas de médio porte como acionadores de velocidade ajustável para máquinas elétricas em geral, fornos a arco e moinhos de cimento, por exemplo. As cargas de grande porte podem ser exemplificadas pelos conversores de corrente contínua em alta tensão (*HVDC*), fornos de fundições de alumínio, compensadores estáticos de reativos (*SVCs*) e cargas de tração monofásicas (DUGAN et al., 2002).

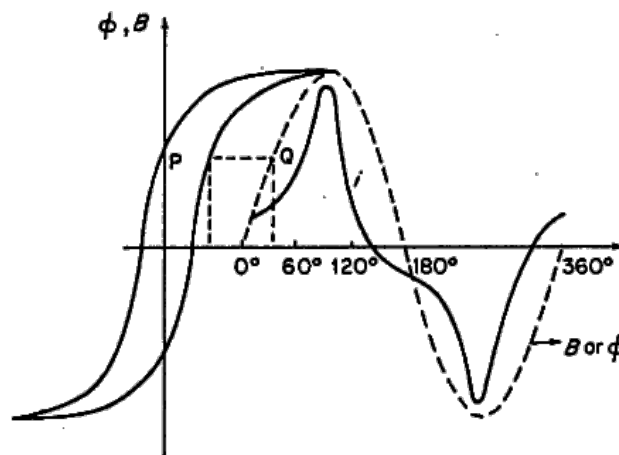
As cargas não lineares se dividem em cargas não lineares convencionais e chaveadas. Cargas não lineares convencionais são cargas compostas por elementos passivos não lineares, ou seja, sem elementos de chaveamento como chaves semicondutoras. As cargas não lineares chaveadas, como o próprio nome sugere, são compostas por dispositivos de chaveamento como diodos e transistores. Ambos os tipos de cargas podem apresentar, além dos interruptores

estáticos, elementos passivos lineares (IEEE STD 519-1992, 1993).

Em termos cronológicos, as cargas não lineares convencionais foram as primeiras e as principais fontes de geração de harmônicos antes do advento das cargas chaveadas. Essas cargas, em sua maioria, eram transformadores e motores elétricos. Máquinas elétricas que na prática não apresentam uma relação linear entre o fluxo magnético e a corrente que circula pelos seus enrolamentos, devido a histerese no núcleo ferromagnético conforme ilustrado na Figura 2.3.

Na Figura 2.3 o laço de histerese é mostrado à esquerda, o fluxo magnético em pontilhado indicado à direita e a curva da corrente não linear interna à curva do fluxo magnético.

Figura 2.3: Laço de histerese, fluxo magnético ϕ , tensão induzida $e(t)$ e corrente $i(t)$.



Fonte: (KASSICK, 2000).

A corrente distorcida, ilustrada na Figura 2.3, dá indício da forte presença de harmônicas ímpares sendo a 3ª harmônica a principal. Por esta razão, geralmente os transformadores trifásicos são conectados em delta no primário, a fim de aprisionar as harmônicas ímpares de sequência zero (*triplens*) no delta não comprometendo o sistema. Já as harmônicas ímpares, como a 5ª e a 7ª que são de sequência simétrica (portanto não ficam retidas no delta), fluem para o sistema.

As harmônicas de 5ª e 7ª ordem possuem uma amplitude de 5% a 10% da componente fundamental de corrente (KASSICK, 2000). Embora os transformadores reais apresentem essa não linearidade, muitas vezes eles são requeridos para operarem na região linear do laço de histerese. Mas existem aplicações em que os mesmos operam saturados (produzindo *triplens*) para aplicações com fornos de indução.

As máquinas elétricas rotativas (motores) geram harmônicas de corrente devido às

distribuições desiguais nos seus enrolamentos ocasionando em uma força eletromotriz resultante distorcida. Esta força eletromotriz depende do entreferro da máquina e de suas ranhuras.

Em máquinas com muitas ranhuras a força eletromotriz tende a ser mais linear devido à linearização da relação densidade de fluxo por intensidade de fluxo magnético no laço de histerese. Mas a distorção da força eletromotriz resultante, bem como a geração de harmônicos de uma máquina rotativa pode, também, ser influenciada pela presença de pólos salientes e processos de comutação (KASSICK, 2000).

De acordo com (DUGAN et al., 2002) 40% a 60% das cargas em uma instalação comercial são de lâmpadas fluorescentes. Segundo *Commercial Buildings Energy Consumption* (AGENCY, 1998), em um estudo conduzido pela *U.S. Energy Information Administration* em 1995, constatou que 77% dos casos de iluminação comercial utilizavam iluminação fluorescente enquanto 14% ainda utilizavam à incandescente.

As lâmpadas fluorescentes são ionizadas (acendidas) através de dois métodos: reatores convencionais (indutores de núcleo ferromagnético) e eletrônicos. Ambos visam ionizar a lâmpada fluorescente através de centelhas elétricas entre seus eletrodos por meio de altos níveis de tensão aplicados aos mesmos.

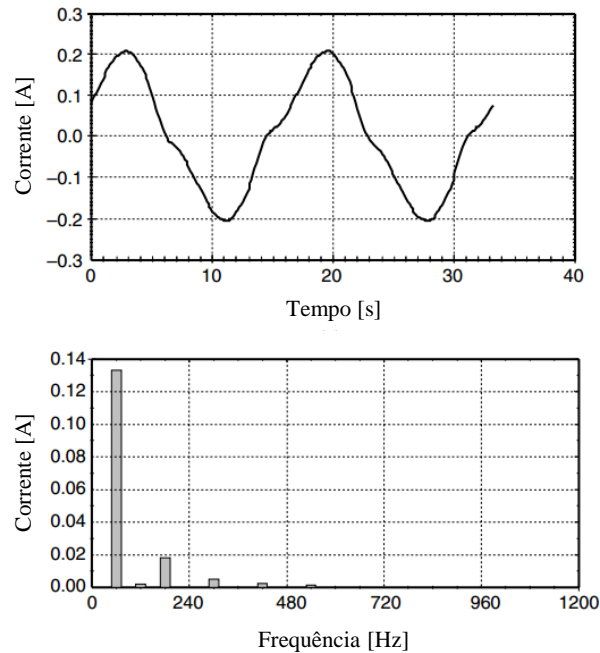
Uma das vantagens do reator eletrônico em relação ao convencional é que, para o mesmo nível de tensão, o reator eletrônico tem peso e volume reduzidos em relação ao convencional dado que o primeiro opera a frequências elevadas. As figuras 2.4 e 2.5 mostram as correntes e as suas respectivas *DHT*s para os reatores convencionais e eletrônicos.

Segundo (DUGAN et al., 2002), observa-se pelas figuras 2.4 e 2.5 que a *DHT* de corrente para o caso do reator eletrônico é 2 a 3 vezes maior do que o caso do reator convencional. Devido a este efeito alguns reatores eletrônicos utilizam filtros passivos na saída para atenuar esses harmônicos de corrente.

Os fornos a arco elétrico, assim como as lâmpadas fluorescentes, são cargas do tipo a descarga com a diferença que essas cargas podem consumir correntes superiores a 60.000 A e são bastante imprevisíveis em termos de geração de harmônicos. Essas correntes são desbalanceadas, distorcidas e variam de amplitude a cada meio ciclo da rede.

Esse comportamento se deve ao retardo de ignição, resistência não linear do arco elétrico, movimento aleatório do arco elétrico (devido a sinergia de forças eletromagnéticas, correntes de convecção e movimento dos eletrodos) (DUGAN et al., 2002), (TEIXEIRA, 2009). Devido essa característica adversa os fornos a arco elétrico geram muitos inter-harmônicos que provocam desequilíbrios e flutuações de tensão (causa da cintilação luminosa) (ALVES et al.,

Figura 2.4: Lâmpada fluorescente com reator convencional: corrente e espectro de corrente.



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

2007).

Segundo (TEIXEIRA, 2009), (ALVES et al., 2007) os conversores eletrônicos ou cargas não lineares chaveadas representam a maior parcela das cargas geradoras de harmônicos em uma indústria. Tais conversores são divididos em conversores de baixa, média e alta potência.

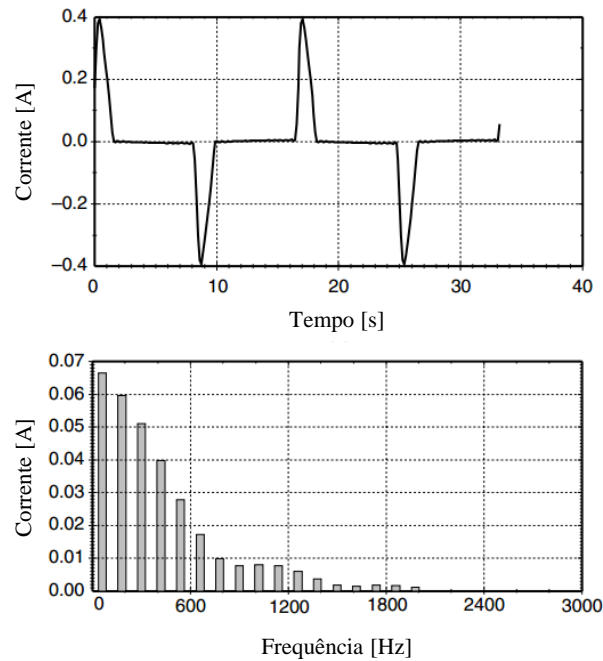
Os conversores de baixa potência geralmente são cargas monofásicas responsáveis pela geração de *triplens* (harmônicas ímpares de sequência zero múltiplas de 3).

Os conversores de média potência são cargas trifásicas (conversores trifásicos) que não geram a 3^a harmônica. Embora não gerem a 3^a harmônica estes conversores ainda contribuem significativamente para geração de harmônicas, uma vez que são bastante utilizados como *drives* de velocidade ajustável para motores elétricos trifásicos.

A Figura 2.6 mostra a diferença entre o conteúdo harmônico de um acionamento de velocidade variável para um motor elétrico em velocidade nominal e a 42% da mesma (o conteúdo harmônico produzido depende não só da velocidade, mas também do torque solicitado de operação do motor) (DUGAN et al., 2002).

Os conversores de alta potência possuem uma característica de apresentarem uma alta indutância no lado contínuo (tensão e corrente contínuos), fazendo com que os mesmos sejam

Figura 2.5: Lâmpada fluorescente com reator eletrônico: corrente e espectro de corrente.



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

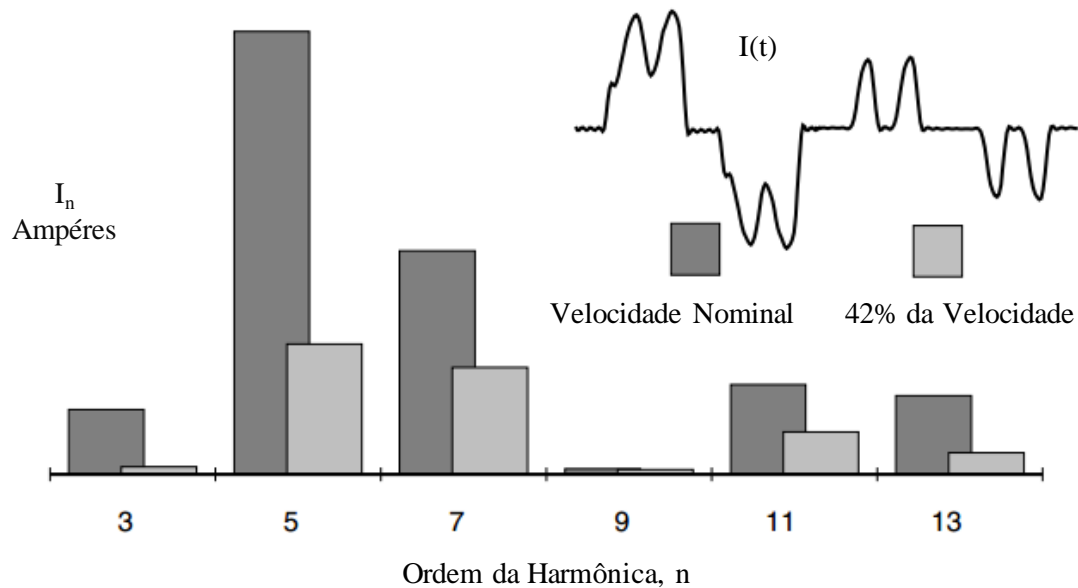
modelados como fontes de tensão harmônica no lado contínuo e fonte de corrente harmônica no lado alternado (tensão e corrente alternados). Os conversores de alta tensão mais comuns são de 6, 12 e 24 pulsos (KASSICK, 2000).

Muitas vezes se fala que acionadores de velocidade variável funcionam de maneira indevida devido aos harmônicos. Segundo (DUGAN et al., 2002), geralmente as distorções harmônicas intensas de tensão podem provocar uma operação falha do sistema de controle desses conversores, a ponto de deturpar os ângulos de disparo das chaves semicondutoras dos conversores ou, então, as tensões harmônicas podem ser tão intensas que podem alterar o nível eficaz da tensão no ponto de conexão do *drive* a ponto desse nível ultrapassar o limite suportado pelo sistema, tal efeito será novamente analisado mais adiante.

As correntes harmônicas produzidas por esse tipo de carga, também, podem prejudicar o sistema de fornecimento fazendo com que transformadores, condutores e dispositivos de proteção (relés, fusíveis e disjuntores), por exemplo, tenham a vida útil reduzida (devido a sobreaquecimentos exagerados), operacionalidade em situação irregular ou à perda total.

A Figura 2.7 mostra uma carga não linear chaveada sendo alimentada por uma fonte de tensão senoidal pura (senoide na frequência fundamental) através de uma impedância linear. Pode-se observar que a impedância da rede é modelada por elementos passivos (indutor e re-

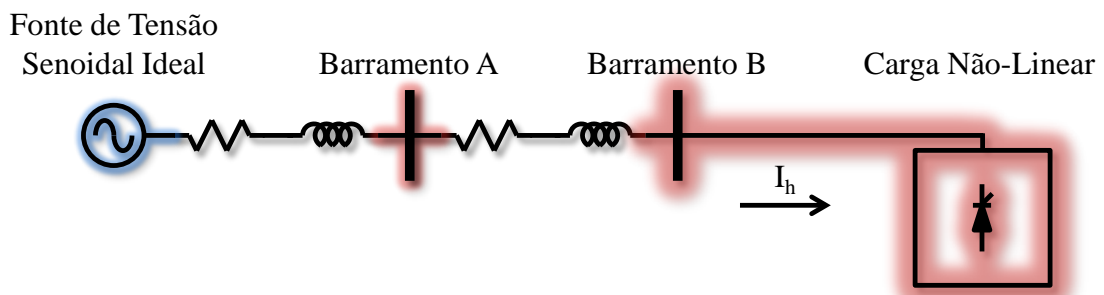
Figura 2.6: Efeito do ajuste de velocidade nos harmônicos de corrente alternada.



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

sistor) que por se só não drenam correntes distorcidas. No entanto, a presença de uma carga não linear, como um conversor, drenando correntes distorcidas, faz com que apareçam tensões distorcidas nos barramentos A e B da rede.

Figura 2.7: Sistema radial com carga não linear suprida por uma fonte de tensão senoidal.



Pela Figura 2.7 nota-se que quanto mais afastado for o ponto de instalação de outra carga do barramento B, ilustrado na figura, menos suscetível às distorções harmônicas de tensão estará esta nova carga. O fato é que as próprias impedâncias da rede atenuam as correntes harmônicas que por ela fluem. Pode-se afirmar que a carga não tem nenhum controle sobre a distorção harmônica de tensão. Se a carga não linear, indicada na figura, fosse conectada em outro ponto o conteúdo harmônico de tensão nos barramentos A e B mudaria.

Esta afirmativa leva a compreensão de que a norma *IEEE 519* divide as responsabilidades entre a concessionária elétrica e o consumidor (DUGAN et al., 2002). Desta forma, quando

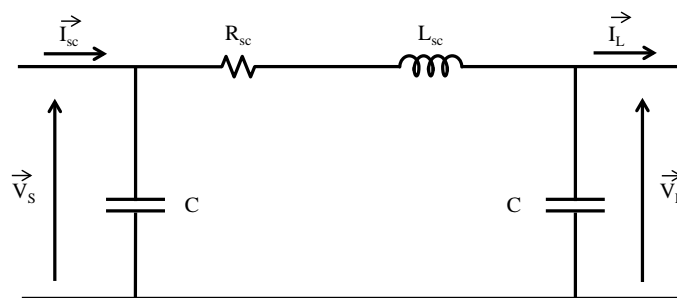
a responsabilidade em questão é da concessionária elétrica provedora de energia, os limites harmônicos a serem analisados são os de tensão. No caso dos consumidores, o foco é a análise dos harmônicos de corrente.

A Figura 2.7 mostra que, em uma análise harmônica, o conhecimento da carga não linear, seja ela chaveada ou convencional, é apenas uma parte do processo. Estudar os efeitos e a resposta do sistema para cada componente harmônica de corrente injetada determina o quão uma carga não linear pode distorcer a tensão do sistema. Com base nesta observação existem três variáveis que afetam a resposta característica do sistema: impedância do sistema, presença de bancos capacitores e a quantidade de cargas resistivas (DUGAN et al., 2002).

Em modelos unifilares de sistemas de potência, a rede elétrica pode ser modelada como uma associação de resistores, indutores e capacitores, como ilustrado na Figura 2.8.

A Figura 2.8 mostra um modelo π de representação de um sistema de transmissão, cuja linha possui um comprimento médio entre 100 km á 250 km, composta por: uma fonte de tensão alternada ideal (que pode ser os terminais do secundário de um transformador de distribuição) e uma associação de resistores, indutores e capacitores (representando a impedância equivalente desde os terminais do secundário do transformador até o ponto onde será instalada a carga). Em caso de linhas curtas (menor ou igual a 100 km) o modelo π da Figura 2.8 se resume à própria indutância (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011). O ponto onde será instalada a carga é passível de ser conectado a outras cargas (um barramento, por exemplo), este ponto é chamado de ponto de conexão comum ou *PCC*.

Figura 2.8: Modelo π de um sistema de distribuição.



Fonte: (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011).

Usualmente, para sistemas de distribuição, o efeito capacitivo da linha é desprezado resumindo o modelo de linha da Figura 2.8 apenas ao resistor e ao indutor em série. Essa nova impedância traduz matematicamente tudo o que a rede é frente à carga. Quanto de corrente a rede suporta, se ela é forte (impedância tão baixa que se aproxima de zero) ou se ela é fraca

(impedância alta cujo módulo não pode ser desprezado) são informações que essa impedância pode trazer. Esta impedância é conhecida como impedância de curto-circuito e seu valor é, geralmente, conhecido e informado pelas concessionárias elétricas de distribuição.

Caso a impedância de curto-circuito de um *PCC* não seja conhecido, a sua determinação pode ser feita através de estudos de curto-circuito no *PCC* em questão. A equação (2.21) mostra a relação entre a impedância de curto-circuito, resistência e reatância de curto-circuito, tensão de linha do *PCC*, potência e corrente de curto-circuito (DUGAN et al., 2002).

$$Z_{SC} = R_{SC} + \mathbf{j} \cdot X_{SC} = \frac{V_L^2}{S_{SC}} = \frac{V_L \cdot 1000}{\sqrt{(3)} \cdot I_{SC}}, \quad (2.21)$$

onde: Z_{SC} é a impedância de curto-circuito; R_{SC} é a resistência de curto-circuito; X_{SC} é a reatância de curto-circuito; S_{SC} é a potência de curto-circuito em [MVA]; I_{SC} é a corrente de curto-circuito em [A]; e V_L é a tensão de linha em [kV].

A reatância indutiva varia linearmente com a frequência, como é indicado em (2.22). A resistência varia muito pouco com o aumento da frequência. A partir de frequências de 9ª ordem, a resistência começa a variar com a raiz quadrada da frequência devido ao efeito pelicular. Este efeito pode ser benéfico no sentido de atenuar a amplitude das harmônicas (DUGAN et al., 2002).

$$X_L = \mathbf{j} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot L, \quad (2.22)$$

onde: X_L é a reatância indutiva; n é a ordem da harmônica; f é a frequência da fundamental; e L é a indutância própria.

Muitas vezes costuma-se considerar em estudos sobre a impedância de curto-circuito, que a mesma, na presença de um transformador, possa ser aproximadamente igual à reatância de serviço do transformador. Essa aproximação, geralmente, garante mais de 90% de precisão nos cálculos, além de facilitar a modelagem da linha pelo fato da impedância de serviço do transformador ser informada em sua placa de especificação.

A presença de bancos de capacitores no sistema, seja do lado do consumidor (corrigindo o seu respectivo fator de potência de deslocamento) ou do lado do sistema de distribuição (auxiliando na regulação dos níveis de tensão), deve ser levado em conta nos estudos de análise de harmônicos. Seu comportamento, indicado em (2.23), é dual ao do indutor com relação à variação de frequência das harmônicas (DUGAN et al., 2002).

$$X_C = -\mathbf{j} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot C}, \quad (2.23)$$

onde: X_C é a reatância capacitiva; C é a capacitância de uma célula capacitiva do banco de capacitores trifásico.

Como é mostrado na (2.23), quanto maior for à ordem da harmônica menor será a reatância capacitiva.

Na prática a reatância capacitiva não é informada diretamente no banco de capacitor. Ao invés disso as únicas informações que podem ser retiradas do banco de capacitores são a sua potência trifásica em $[kvar]$, e a tensão nominal de linha do banco capacitor. A equação (2.24) permite obter o módulo da reatância capacitiva a partir das informações de potência e tensão de linha nominal do banco de capacitor (DUGAN et al., 2002).

$$|X_C| = \frac{V_L^2}{Q_C}, \quad (2.24)$$

onde: $|X_C|$ é o módulo da reatância capacitiva; V_L a tensão de linha do banco de capacitor em $[kV]$; e Q_C a potência reativa do banco de capacitor em $[Mvar]$.

A Figura 2.9 mostra um diagrama unifilar de um sistema de distribuição com suas cargas lineares e não lineares. Pode-se observar que as cargas não lineares da Figura 2.9 são representadas por fontes de corrente (como explanado anteriormente no caso dos conversores de alta potência).

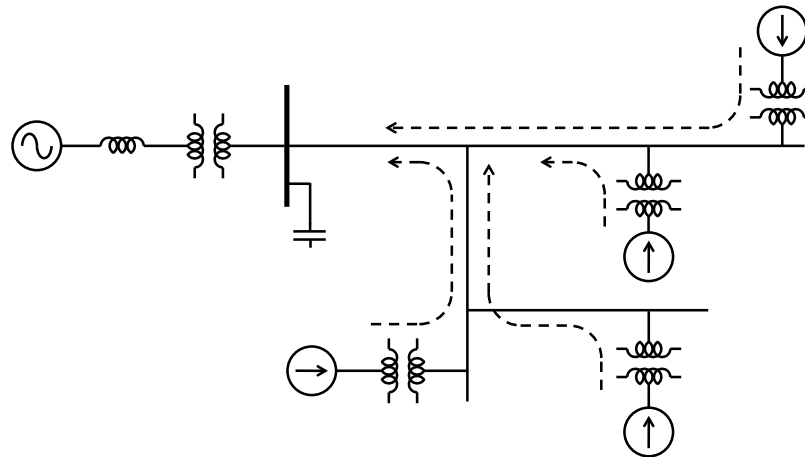
Para efeito de simplificação de análise, a Figura 2.9 pode ser simplificada na Figura 2.10, onde todas as cargas não lineares são substituídas por uma única fonte de corrente (DUGAN et al., 2002).

Através da Figura 2.10, observa-se que a impedância do banco de capacitor (ou reatância capacitiva), instalado no *PCC*, está em paralelo com a impedância da rede (ramo série composto pela impedância da linha mais o transformador). Neste caso, considera-se que a impedância da linha é apenas indutiva (situação em que não se conhece a potência de curto-circuito do *PCC* e, conseqüentemente, a fase da impedância de curto-circuito). A equação (2.25) mostra a impedância equivalente entre o banco de capacitor e a impedância do sistema à montante do *PCC*, do ponto de vista das cargas.

$$Z_{eq} = \frac{X_C \cdot (X_{Leq} + R)}{X_C + X_{Leq} + R}, \quad (2.25)$$

onde: Z_{eq} é a impedância equivalente do sistema em paralelo com o banco de capacitor; X_C é a reatância capacitiva do banco de capacitor; X_{Leq} é a reatância indutiva equivalente do sistema; R é a resistência equivalente do sistema.

Figura 2.9: Sistema suscetível a ressonância paralela.



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

X_{Leq} é a reatância indutiva da rede adicionada à reatância de serviço do transformador, visto que os mesmos se encontram em série (DUGAN et al., 2002).

A seguir, destacamos algumas considerações:

- O sistema não possui parte resistiva (ou $R \ll X_{Leq}$), conforme ilustrado na Figura 2.10;
- Para uma determinada frequência harmônica, as reatâncias capacitiva e indutiva mostradas em (2.25) tornam-se iguais, $X_C = X_{Leq}$.

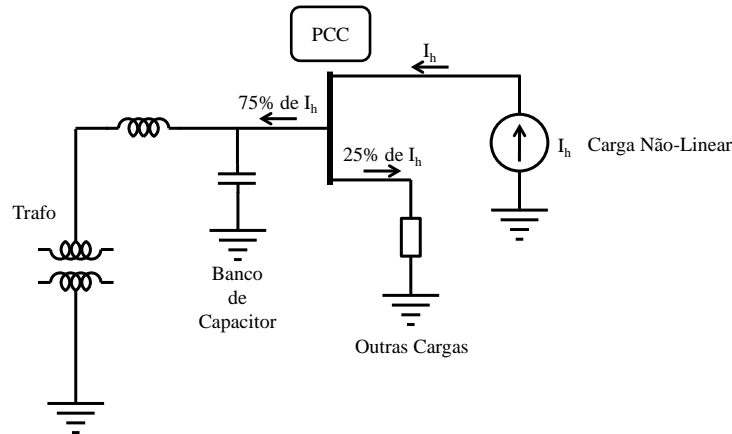
Assim, a equação (2.25) pode ser aproximada por:

$$Z_{eq} \approx \frac{X_{Leq}^2}{R} = \frac{X_C^2}{R}. \quad (2.26)$$

A norma *IEEE* 519 define um termo chamado de fator de qualidade Q como sendo: $2 \cdot \pi$ vezes a relação da máxima energia armazenada e a potência dissipada em um ciclo a uma determinada frequência, ou a relação entre a frequência de ressonância e a banda passante do filtro, limitada pelas frequências de corte, que fazem a potência de saída diferir de um ganho de $3dB$ (Decibel). Ou seja, segundo (DUGAN et al., 2002), o fator Q determina a resposta de frequência de um circuito ressonante (um filtro, por exemplo).

No caso, para uma determinada frequência harmônica surge uma condição ressonante entre o banco capacitivo e a impedância do sistema. O equacionamento (2.27) parte da primeira

Figura 2.10: Fluxo típico de potência harmônica em uma planta industrial.



Fonte: (KASSICK, 2000).

definição do fator de qualidade Q (IEEE 519) com relação à energia armazenada e dissipada.

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\frac{L_{X_{Leq}} \cdot I_{Ph}^2}{2}}{\frac{R \cdot I_{Ph}^2 \cdot T}{2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_{X_{Leq}}}{T} \cdot \frac{1}{R} = \frac{X_{Leq}}{R}, \quad (2.27)$$

onde: Q é o fator de qualidade do sistema ressonante; a parcela $\frac{L_{X_{Leq}} \cdot I_{Ph}^2}{2}$ é a energia armazenada (faz-se necessário lembrar que na condição $X_C = X_{Leq}$ existe uma energia fluindo entre o banco capacitivo e a indutância da rede constantemente, sendo conhecido como “circuito tanque” ou “freewheel”); a parcela $\frac{R \cdot I_{Ph}^2 \cdot T}{2}$ é a energia dissipada no elemento resistivo do circuito (que na prática sempre irá existir e ser considerado nesse caso, mesmo se for muito pequeno); I_{Ph} é o valor de pico da componente harmônica de corrente para qual a condição $X_C = X_{Leq}$ ocorre; e T é o período da fundamental.

Com base em (2.27) as duas últimas aproximações de (2.26) são reescritas como mostrado a seguir:

$$Z_{eq} \approx \frac{X_C \cdot X_{Leq}}{R} = Q \cdot X_{Leq} = X_C \cdot Q. \quad (2.28)$$

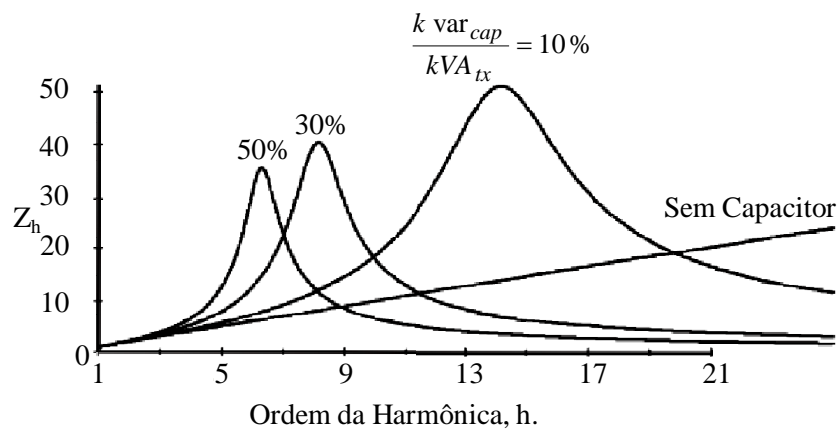
Q pode assumir valores pequenos como, por exemplo, 5 ou valores maiores como, por exemplo, 30. Isso dependerá das características do sistema e do banco capacitivo, associados para uma determinada frequência. Portanto, a equação (2.28) pode ter valores elevados, mesmo para níveis pequenos de corrente harmônica injetada pela carga não linear. Ou seja, para uma condição $X_C = X_{Leq}$, apresentada na Figura 2.10, surgirão tensões elevadas no barramento do PCC provocando danos ao banco capacitivo, ruptura prematura de fusíveis e sobreaquecimento

do transformador de distribuição (e outros danos como interferência na rede telefônica e CLPs - Controladores Lógicos Programáveis). Esse efeito é conhecido como ressonância paralela (DUGAN et al., 2002).

A Figura 2.11 ilustra o comportamento da impedância equivalente Z_{eq} frente à variação da potência do banco capacitivo para um mesmo transformador de distribuição mostrando até a condição sem capacitor.

Quando o sistema assume uma configuração similar ao que é ilustrada na Figura 2.12, a condição $X_C = X_{Leq}$ leva a outro fenômeno de ressonância chamado de ressonância série. Neste caso existe uma associação série entre o banco capacitivo e uma impedância de linha (com certa característica indutiva) e/ou um transformador (como no caso da Figura 2.12) do ponto de vista da carga não linear. Esse caso pode ser um cliente que instalou um banco capacitivo, para correção do fator de deslocamento, e não possui cargas não lineares ligadas ao mesmo barramento do banco (DUGAN et al., 2002).

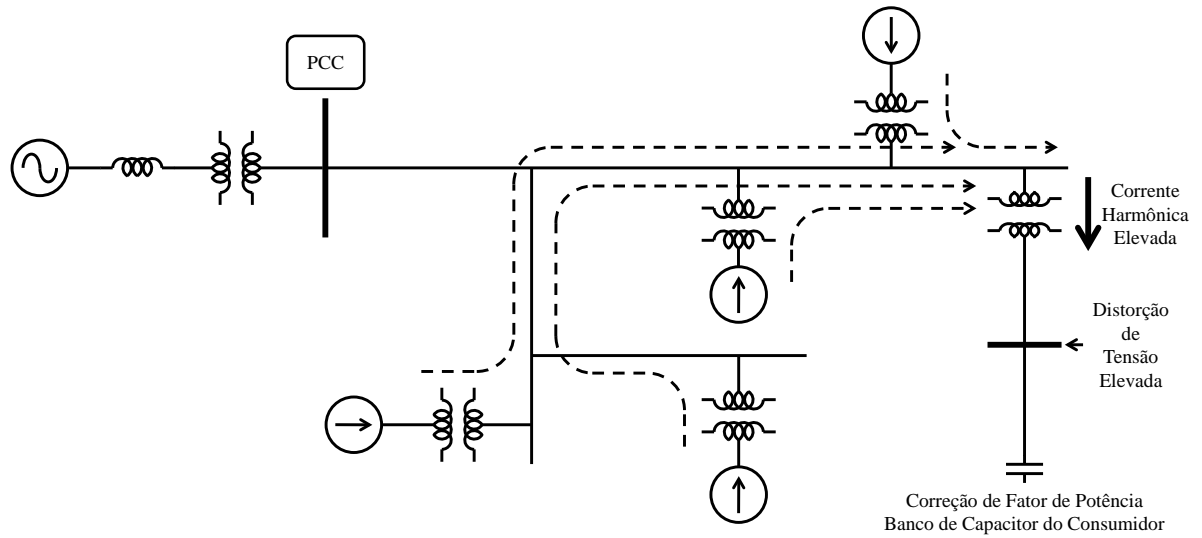
Figura 2.11: Resposta em frequência do sistema com banco capacitivo: $kvar_{cap}$ (potência reativa nominal do banco capacitivo)/ kVA_{tx} (potência nominal do transformador).



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

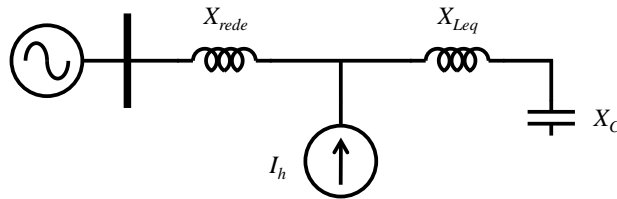
A Figura 2.13 sintetiza a Figura 2.12 transformando todas as cargas não lineares do sistema em uma única fonte de corrente harmônica. Observa-se, pela Figura 2.13, que em caso de ressonância série ($X_C = X_{Leq}$) o ramo formado pela impedância do transformador e do banco de capacitor se comporta como um caminho de baixa impedância para uma determinada corrente harmônica injetada pelas cargas não lineares do sistema. Essa corrente, então, é amplificada visto que o Z_{eq} é praticamente zero sendo limitada pela baixa resistência do ramo, como mostra a expressão a seguir (DUGAN et al., 2002):

Figura 2.12: Sistema suscetível a ressonância série.



Fonte: (DUGAN et al., 2002).

Figura 2.13: Sistema suscetível a ressonância série (modelo reduzido).



$$\begin{aligned} Z_{eq} &= R + X_C + X_{Leq} = R \\ R \rightarrow 0 \quad \therefore \quad I_h &= \frac{V_h}{R} \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (2.29)$$

onde: I_h é a corrente harmônica cuja frequência gera a ressonância série; e V_h é a tensão devido à corrente harmônica.

Da equação (2.29) observa-se que os níveis de tensão sobre a parte indutiva e capacitiva (transformador e banco capacitivo, respectivamente) serão amplificados e altamente distorcidos (DUGAN et al., 2002). Tal afirmação pode ser entendida a partir da equação (2.30) que se utiliza da ideia do divisor de tensão.

$$V_C = \frac{X_C}{R + X_C + X_{Leq}} \cdot V_h = \frac{X_C}{R} \cdot V_h \rightarrow \infty, \quad (2.30)$$

onde: V_C é a tensão nos terminais do banco de capacitor devido à corrente harmônica de ressonância.

A equação (2.30) pode ser aplicada aos terminais do transformador ou sobre a im-

pedância de linha que está em série com o banco capacitivo do ponto de vista da carga não linear (DUGAN et al., 2002).

Segundo (MME, 2011), o objetivo dos planos de eficiência energética visam otimizar o processo de compra de energia, eficiência na utilização final dos recursos energéticos, estudos de fontes alternativas de energia bem como a viabilidade técnico-econômica.

A eficiência energética adota medidas como: melhorar a eficiência da iluminação, motorização e bombeamento, aperfeiçoar processos, melhorar o desempenho de sistemas de ar comprimido, ar condicionado, ventilação, refrigeração, resfriamento, aquecimento, produção e distribuição de vapor, automação e controle, geração, transmissão e distribuição, gerenciamento energético automatizado, qualidade de energia e correção de fator de potência, redução da demanda no horário de ponta do consumo do sistema elétrico. Enquanto a qualidade de energia é frequentemente associada com confiabilidade por parte das concessionárias elétricas (VEDAM; SARMA, 2008), além de garantia de continuidade na demanda de potência, segurança e garantia de um nível de tensão adequado (em magnitude e frequência) no ponto de conexão dos consumidores à rede elétrica. Ou seja, todas as características de uma fonte de potência que permitem a operação adequada de equipamentos conectados à mesma (DIAS, 2002).

Assim, fica claro que a aplicação de bancos de capacitores em redes de distribuição para melhorar a eficiência energética do sistema, será um problema de qualidade de energia em determinadas situações. Tendo em vista que os programas de conservação de energia como o *PROCEL* (Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica) e *ESCOs* (*Energy Services Companies*) são elaborados e executados sob condições de tensão puramente senoidal e níveis de tensão e frequência adequados com relação às normas técnicas (MARQUES; HADDAD; MARTINS, 2006).

A seguir serão listados os efeitos sobre os diversos equipamentos e componentes que compõem o sistema elétrico de potência de distribuição.

2.3.1 Danos em bancos de capacitores

Diminuição da vida útil de bancos de capacitores conectados à rede elétrica para correção do fator de potência e regulação do nível de tensão. Por serem passíveis de entrarem em ressonância com alguma componente harmônica da corrente elétrica do sistema para uma determinada frequência, os capacitores podem drenar correntes elevadas. Essa situação aumenta as perdas elétricas no dielétrico dos capacitores e seu respectivo aquecimento. A frequência de

ressonância para capacitores em baixa tensão é dada pela equação (2.31).

$$n = \sqrt{\frac{S_{PCC}}{Q_C}}, \quad (2.31)$$

onde: n é a ordem da frequência harmônica em que o capacitor entra em ressonância. S_{PCC} e Q_C são as potências de curto-circuito no ponto de conexão comum (PCC) em [kVA] e a potência nominal em [$kvar$] do capacitor, respectivamente. S_{PCC} relaciona-se com a impedância do sistema elétrico à montante do PCC , ponto no qual o capacitor se encontra conectado (WAGNER et al., 1993).

Quando a potência nominal em [kVA] de uma carga geradora de harmônicos é menor que 10% da potência nominal em [kVA] de um transformador de alimentação, um banco de capacitores pode ser conectado ao sistema sem nenhum problema com possíveis ressonâncias. E se a potência da carga não linear ultrapassar esses 10% mas for menor que 30% da potência do transformador, o banco de capacitor deverá ter uma potência em [$kvar$] inferior a 20% do transformador para evitar problemas com ressonância. Contudo, se a potência da carga ultrapassar 30% da potência nominal do transformador, cuidados deverão ser tomados, quanto à instalação de bancos de capacitores. Geralmente, nesses casos, utilizam-se filtros de harmônicos em conjunto com os bancos de capacitores (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

A *ANSI/IEEE Standard 18-1980* (IEEE STD 18-2002 (REVISION OF IEEE STD 18-1992), 2002) estabelece os limites de tensão, corrente e potência reativa para operação contínua de um banco de capacitor instalado em sistema com conteúdo harmônico, conforme é indicado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Percentual limite dos valores nominais de tensão, corrente e potência reativa de operação de um banco capacitivo.

Grandeza elétrica	Limite em [%] do valor nominal informado pelo fabricante
Tensão <i>RMS</i>	110
Valor de pico da tensão	120
Corrente <i>RMS</i>	180
Potência reativa	135

Fonte: (IEEE STD 18-2002 (REVISION OF IEEE STD 18-1992), 2002).

Como existe uma relação indireta entre a frequência elétrica e a reatância capacitiva (quanto maior a frequência menor a reatância capacitiva) pode-se dizer que um conteúdo de 10% da 5^a harmônica de tensão (em relação à fundamental) levaria a um aumento de 50% de corrente de mesma ordem. Ou seja, além de suportar a quantidade devida apenas à componente

fundamental, o capacitor, também, seria submetido a uma corrente harmônica de 5^a ordem com intensidade de 50% da fundamental.

Geralmente são feitas realocações dos pontos de instalação dos bancos de capacitores a fim de aumentar a isolação harmônica entre os mesmos e as cargas não lineares. Essa isolação pode ser devido ao aumento da reatância indutiva dos condutores pelo aumento da distância física entre os elementos e/ou pela indutância de dispersão dos transformadores que alimentam as cargas não lineares. As células capacitivas dos bancos também podem ser instaladas em uma configuração estrela sem neutro aterrado, a fim de eliminar componentes de sequência zero da corrente.

Por fim, podem ser instalados reatores em série com os capacitores para dessintonizar a frequência de ressonância dos capacitores com as harmônicas do sistema. Porém, este procedimento precisa de maiores considerações para sua adoção que são similares as de um filtro passivo (WAGNER et al., 1993).

2.3.2 Interferências em sistemas de telecomunicação

Oscilações de corrente com valores de pico e frequência elevados podem incorrer em induções de ruídos elétricos em linhas telefônicas levando á interferências em sistemas de comunicação. Esses ruídos, ao se propagarem nas linhas telefônicas, podem sensibilizar a audição humana, uma vez que a mesma é sensível a sinais próximos de 1 *kHz*.

São várias as possibilidades de ocorrer interferências telefônicas devido à proximidade dos condutores de potência elétrica aos condutores telefônicos. Os condutores de potência podem induzir (através de seus campos magnéticos) tensões à malha formada pelos dois condutores telefônicos.

Para esta condição, transpor os condutores de potência ou trançar os condutores telefônicos são as ações mais usuais em se minimizar esse efeito. Esta malha, também, pode ser formada entre um condutor telefônico e a terra. Neste caso, a interferência telefônica provocada pela indução eletromagnética da linha de potência sobre a telefônica é mais comum.

Os condutores de potência e telefônicos podem formar um acoplamento capacitivo e um divisor de tensão surge entre um condutor intermediário e a terra. Assim, um efeito de uma baixa reatância capacitiva em determinadas frequências harmônicas pode, também, provocar interferências telefônicas. Além desse fenômeno, uma conexão mal feita entre um condutor neutro de potência pode elevar o potencial elétrico do aterramento local criando uma diferença

de potencial, através do condutor telefônico em relação a um ponto aterrado distante. Esta situação, também, contribui para as interferências em linhas telefônicas.

Todas essas possíveis causas de interferências telefônicas são fortemente passíveis de terem seus efeitos, sobre as interferências, intensificados com a presença de harmônicos. Por isso, alguns procedimentos como transpor os condutores de potência, trançar condutores telefônicos, garantir condutores telefônicos com isolamento dielétrica e conexões terminais do neutro, para aterramento, bem feitas, são necessários. Quando estes procedimentos não resolvem os problemas de interferência telefônica se faz necessário o uso de filtros de harmônicas.

Atualmente existem dois sistemas de ponderação da interferência telefônica em relação a cada harmônico. Um é a ponderação *C-message* criado pela *Bell Telephone System (BTS)* e *Edison Electric Institute*, usado no Canadá e nos Estados Unidos da América, que usa o fator de influência telefônica (*FIT*). E a outra é a ponderação *Psophometric* criado pelo *International Consultative Commission on Telephone and Telegraph System (CCITT)* sendo a mais comum que utiliza o produto *IT*.

O *FIT* é adimensional e descreve a interferência que uma linha de transmissão de potência exerce sobre uma linha telefônica. O *FIT* é dado por:

$$FIT = \frac{1}{V} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^x (K_f \cdot P_f \cdot V_f)^2}, \quad (2.32)$$

onde: V é a tensão em *RMS* da linha de transmissão; $K_f = 5 \cdot f$ é o coeficiente de acoplagem; P_f é o peso da frequência harmônica f . Este parâmetro é no máximo igual a 1 para $f = 1000 \text{ Hz}$; V_f é a tensão harmônica da frequência f .

O produto *IT* é o produto da corrente em *RMS*, I , pelo fator *FIT*, T , podendo ser, também, relacionado pela tensão ao invés da corrente. Neste último caso a tensão é expressa em [kV] sendo referido como produto $kV \cdot T$. Quando o produto *IT* é menor que 1000 não há ocorrência de problemas de interferência. Contudo, para valores maiores que 25000 as chances de ocorrer interferência são maiores (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

2.3.3 Perdas elétricas em condutores

Os harmônicos, entrando em ressonância com elementos da rede, provocam a amplificação dos níveis de tensão e corrente nos condutores das linhas de distribuição e a instabilidade dielétrica dos mesmos. Esta instabilidade dielétrica compromete o isolamento dos condutores levando-os a efeitos, como o corona.

O efeito corona provoca ruídos audíveis devido a intensificação do campo elétrico (provocado pelos altos níveis de tensão) que ioniza o ar em torno do condutor, tal efeito é intensificado na chuva. O corona provoca ruídos aos sinais de rádio e televisão e libera partículas de ozônio O_3 que, além de ser nocivo ao ser humano, pode danificar equipamento na rede elétrica por sua ação corrosiva.

Embora o efeito corona seja danoso em um ponto de vista da continuidade de sua ação, o mesmo acaba servindo como meio de atenuação para as situações de sobretensão mitigando o excesso de energia presente em tais distúrbios (LUNA, 1979).

Além do efeito corona existe o efeito pelicular, que consiste em uma concentração heterogênea no condutor de um sistema de potência em corrente alternada.

Os condutores de corrente alternada apresentam uma concentração acentuada da corrente elétrica na região periférica do condutor. Este efeito se torna mais intenso, ou seja, a densidade de corrente aumenta em um condutor pela redução da área efetiva de condução no mesmo, quando a corrente elétrica apresenta componentes em alta frequência. Assim, as perdas elétricas ôhmicas aumentam levando os condutores ao aquecimento anormal.

Em sistemas trifásicos tetrafilares existe, também, uma situação indesejável quando há presença de harmônicos. Geralmente este tipo de sistema elétrico ocorre em instalações comerciais prediais, onde há uma grande quantidade de cargas monofásicas chaveadas, como conversores em fontes de computadores, que geram uma grande quantidade de harmônicas de sequência zero.

Neste tipo de sistema elétrico o condutor neutro seria de seção menor ou igual ao condutor de fase se a corrente demandada pelo sistema fosse perfeitamente senoidal. Contudo, na prática, esses tipos de instalações elétricas apresentam um conteúdo harmônico de componentes de sequência zero muito alto na corrente.

Essas componentes de sequência zero, diferentemente da componente fundamental e de qualquer componente de sequência positiva e até negativa, não se anulam no “centro estrela”, ou seja, elas se somam e fluem pelo neutro. Devido a esta situação alguns projetistas têm adotado condutores com o dobro da capacidade nominal de condução dos condutores das fases nestes tipos de instalações elétricas (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

2.3.4 Operação inadequada de equipamentos eletrônicos

Equipamentos eletrônicos, como computadores e acionadores de velocidade variável para operação de máquinas elétricas, são bastante influenciados pela presença de harmônicos na rede elétrica ao qual estão conectados. Embora, seja um tanto quanto paradoxo dizer que estas cargas são funcionalmente prejudicadas, uma vez que elas mesmas são, hoje, umas das maiores fontes de harmônicos em sistemas elétricos.

Um sistema elétrico que tenha uma distorção harmônica de tensão inferior a 5% não apresenta riscos para aparelhos eletrônicos conectados ao mesmo. Os *notches* de tensão podem incorrer em frequências diferentes da frequência fundamental de oscilação da rede. Esse problema compromete o desempenho de circuitos eletrônicos presentes nesses equipamentos que são baseados em circuitos de sensoriamento, lógica, comunicação e atuação. Esses circuitos são responsáveis pelo funcionamento de um equipamento eletrônico de uma maneira geral. Por isso, é vital que os mesmos operem em sincronismo entre si e com a rede elétrica que os alimenta.

Tal sincronismo de circuitos eletrônicos muitas vezes é obtido através da passagem por zero da forma de onda da tensão. Se um relógio ligado a uma tomada funcionasse com este tipo de sincronismo, ele iria adiantar a sua marcação do tempo caso a rede elétrica apresentasse um conteúdo harmônico de tensão. Baseando-se nessa mesma ideia, um circuito eletrônico poderia receber dados (sensoriamento e comunicação), processá-los (lógica) e enviá-los (comunicação e atuação) de maneira descompassada. Essa situação poderia resultar não só no mau funcionamento do equipamento eletrônico, mas, também, em sua danificação, uma vez que o sincronismo por passagem por zero evita interferências eletromagnéticas e correntes de *inrush*. Para diminuir o efeito de múltiplas passagens por zero da tensão, alguns autores aconselham a aumentar a janela de passagem por zero ou randomizar o chaveamento.

A fonte de alimentação dos aparelhos eletrônicos se baseia no pico de tensão alternada de uma rede elétrica para manter o nível de tensão contínuo do capacitor em seu valor nominal. Quando existem harmônicos de tensão na rede elétrica capazes de alterar o valor de pico da tensão, o nível contínuo das fontes dos aparelhos eletrônicos fica comprometido. Ou seja, os equipamentos eletrônicos podem operar sob condições de sobretensão ou subtensão. Em caso de sobre tensão extrema o sistema de regulação da tensão do circuito eletrônico pode entrar em colapso levando a queima de componentes integrados. Em caso de subtensão extrema o aparelho praticamente para de operar, sendo o caso mais comum de ocorrer. Às vezes pode-se ter uma tensão com valor eficaz próximo do nominal, no entanto, com um conteúdo harmônico muito elevado. O que, também, provocaria perturbações ao funcionamento normal dos apare-

lhos eletrônicos. Nesse caso, é mais pertinente avaliar a tensão alternada da rede elétrica em função do seu fator de crista.

O fator de crista é a razão entre o valor de pico e o valor eficaz de uma forma de onda senoidal. Dessa forma quanto mais senoidal for a tensão de alimentação mais próximo será esse fator de $\sqrt{2}$. Um fabricante de computador, por exemplo, limita o fator de crista entre $\sqrt{2} \pm 1$ (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

2.3.5 Perdas elétricas em transformadores

As perdas elétricas nos transformadores se dividem em perdas no cobre, perdas por dispersão e perdas no ferro. Todas essas perdas são dependentes da frequência, logo, a presença de harmônicos na corrente que flui nos enrolamentos de um transformador levam-no a uma perda de rendimento.

A *IEEE C57.12.00-2000* (*IEEE STD C57.12.00-2010 (REVISION OF IEEE STD C57.12.00-2006)*, 2010) estabelece um limite de 5% de distorção harmônica da corrente nominal de um transformador, além disso, o mesmo deve operar com sobre tensão de 5% do valor *RMS* nominal em regime com carga nominal. Na condição a vazio o percentual de sobre tensão permitido pode aumentar para 10%.

As perdas por correntes parasitas em um transformador podem comprometer sua vida útil. Para atender o limite de 5% de distorção harmônica em correntes da *IEEE C57.12.00-2000*, a equação (2.33) pode ser utilizada para obter um valor aproximado das perdas devidas às correntes parasitas. Contudo, seu valor aproximado só é válido para harmônicos de baixa ordem, em torno de componentes da 9ª ordem. Para harmônicos de 11ª à 25ª ordem o resultado da equação varia com a ordem n com fatores de 1,94 á 1,98 do resultado.

$$P_{cp} = R \cdot I_1^2 \cdot \sum I_n^2 \cdot n^2, \quad (2.33)$$

onde: P_{cp} são as perdas por correntes parasitas no enrolamento, em *pu*; $R \cdot I_1^2$ é a perda no enrolamento devido à corrente parasita na carga na frequência nominal, em *pu*; I_n é a componente *RMS* da enésima harmônica em *pu* do valor *RMS* da corrente nominal da carga; n é a ordem da harmônica.

O carregamento do transformador com correntes com alto conteúdo harmônico pode levá-lo ao aquecimento exagerado e a, conseqüente, redução de sua vida útil. Por isso, a *ANSI/IEEE C57.110* (*IEEE STD C57.110-1998*, 1998) estabelece um fator de ponderação das componentes harmônicas da corrente da carga em relação a sua contribuição para o aqueci-

mento do transformador. Conhecido como fator K , este fator assume valor unitário quando a corrente demandada pela carga é puramente senoidal. Portanto, quanto maior o fator K maior será a capacidade da carga sobre aquecer o transformador com seu alto conteúdo harmônico. O fator K é equacionado por (2.34):

$$K = \frac{\sqrt{\sum_n (I_n^2 \cdot n^2)}}{\sqrt{\sum_n (I_n^2)}}, \quad (2.34)$$

onde: I_n é a n ésima componente harmônica da corrente da carga; n é a ordem da harmônica.

Vale salientar que um transformador trifásico é capaz de isolar harmônicos de sequência zero, gerados por uma carga não linear, quando o mesmo é conectado em delta. Tal efeito leva a uma análise errada com relação à potência consumida por um transformador. Por exemplo, se o enrolamento secundário do lado da carga estiver em delta e a medição de corrente for feita do lado primário, será feita uma aferição errada. Pois, as componentes de sequência zero ficam presas ao enrolamento secundário não sendo transferidas para o primário.

As harmônicas podem, também, provocar vibrações audíveis nos transformadores de correntes do efeito pelicular de correntes parasitas induzidas no núcleo laminado de transformadores de potência em baixa frequência. Além disso, situações de ressonância podem ocorrer entre a impedância do sistema elétrico e a reatância de dispersão do próprio transformador (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

2.3.6 Efeitos indesejáveis em máquinas elétricas rotativas

Os motores elétricos de indução podem sofrer com harmônicas de alta ordem em seus fluxos magnéticos no entreferro o que, por sua vez, produz torque eletromagnético devido às harmônicas. Esse torque gera desigualdades na permeabilidade magnética dos eixos d e q , se for considerado um sistema de coordenadas síncronas de Park, assim, surge um torque de relutância.

Esse fenômeno, chamado de efeito *cogging*, aparece em forma de pulsações no torque do motor que podem bloquear sua partida ou operar com velocidades subsíncronas. Além dos harmônicos presentes na corrente de alimentação a comutação entre as fases pode provocar esse efeito nos motores elétricos (GIERAS; WING, 2002). Devido ao efeito *cogging*, algumas análises sobre ressonância mecânica para determinadas velocidades do motor devem ser feitas para evitar danos ao mesmo (WAGNER et al., 1993).

Um dos principais problemas em uma máquina elétrica é o sobreaquecimento do seu

rotor. Em máquinas de indução o efeito das harmônicas é similar ao que acontece nos transformadores. Ou seja, quanto maior a frequência das harmônicas presentes no sistema elétrico maiores serão as perdas por correntes parasitas e no núcleo do circuito magnético da máquina. Assim, a vida útil das máquinas é reduzida. Segundo (WAGNER et al., 1993) as máquinas elétricas monofásicas são mais afetadas quando o conteúdo harmônico na tensão da rede elétrica é elevado.

2.3.7 Efeitos indesejáveis em relés de proteção, disjuntores e fusíveis

Distorções harmônicas no sistema elétrico podem provocar a operação incorreta dos relés de proteção, fazendo-os atuar quando não há necessidade e não atuar quando há necessidade.

De uma maneira geral é difícil prever a resposta dos relés sob condições de conteúdo harmônico considerável (em torno de 10% a 20%). Os relés são dispositivos eletrônicos e como tais eles são alimentados através de um conversor eletrônico (alimentação auxiliar) ligado à rede. Por isso, eles estão suscetíveis a serem danificados, desligados subitamente, ou operarem de maneira anômala, além disso, os relés podem ser sensibilizados por *ripples* na corrente ou tensão contribuindo, também, para operações indevidas do mesmo.

Cargas que apresentam um alto conteúdo harmônico de corrente podem levar os disjuntores à falha na hora de atuar em uma condição de falta elétrica de baixa potência. Devido à baixa intensidade de corrente envolvida neste tipo de falta, as componentes harmônicas da corrente da carga podem refletir em uma derivada de corrente, no tempo, mais intensa no cruzamento por zero, o que dificultaria a detecção e atuação por parte do disjuntor. Em caso de uma falta de maior potência no sistema, a componente fundamental se sobrepuja às demais componentes harmônicas presentes na corrente. Assim, a derivada de corrente não é tão intensa e não interfere na *performance* do disjuntor (VEDAM; SARMA, 2008), (WAGNER et al., 1993).

Já os fusíveis podem sofrer problema com harmônicas devido o seu princípio de atuação baseado no aquecimento do elo fusível quando o valor *RMS* da corrente ultrapassa a sua capacidade nominal. Por isso, um sobreaquecimento provocado pelo efeito pelicular das harmônicas de corrente sobre o elo fusível pode levá-lo ao rompimento. No entanto, essa situação se torna um problema porque muitas vezes os fusíveis são mal dimensionados. Ou seja, medições erradas do valor *RMS* da corrente, com conteúdo harmônico, podem levar ao sobre ou sob dimensionamento do fusível.

Testes realizados por fabricantes de fusíveis constataram que os mesmos não apresen-

taram alterações quanto a curva de corrente \times tempo para frequências de até 415 Hz (WAGNER et al., 1993).

2.3.8 Medidores de grandezas elétricas

Os antigos medidores que fornecem o valor *RMS* de tensão e corrente podem ser facilmente corrompidos em suas medições na presença de harmônicos. Os wattímetros antigos, que tem por finalidade informar a potência ativa, podem, também, ter suas medições deturpadas quando há variações de frequência em sua bobina de tensão ou corrente.

Medidores de energia (*watt – hora*) baseados em disco de indução podem fornecer leituras erradas devido à possibilidade de ressonância mecânica em frequências de 400 Hz a 1000 Hz . Para esses medidores quanto menor for o fator de potência e maior for fator de crista dos sinais de tensão e corrente menor será a precisão desses aparelhos.

Um amperímetro desprovido de medição *true RMS*, por exemplo, quando submetido a um sinal *chopped* em um ângulo de disparo de 45° pode apresentar uma leitura 13% inferior ao valor *RMS* real. Já os medidores de energia, quando são submetidos à tensão e corrente com distorção, em um ângulo de disparo de 90° , podem apresentar um erro de 20% para menos na leitura. Para uma mesma situação, agora com uma tensão senoidal, o erro é de 5% para mais na leitura.

Os medidores digitais modernos possuem a capacidade de processar os sinais de medição de tensão e corrente através de multiplicadores eletrônicos que podem ser baseados em estratégias como transcondutância variável, log/antilog, divisão de tempo, térmica e amostragem digital.

Esses métodos utilizados para o processamento dos sinais medidos permitem os medidores modernos serem mais imunes as não linearidades provocadas pelas harmônicas do que os aparelhos baseados em medições de valores médios e de pico. Contudo, eles podem se tornar mais suscetíveis às distorções harmônicas se o fator de crista de um sinal for muito alto e as frequências harmônicas estejam fora da faixa de operação dos medidores.

Os medidores modernos podem fornecer os valores *true RMS* dos sinais medidos, independente da amplitude e fase das harmônicas. Em geral esses medidores, segundo (WAGNER et al., 1993), têm apresentado erros de medição inferiores a 0,2% quando submetidos a sinais com ruídos (*notches*) em ângulos de disparo variando de 0° a 135° . Na mesma referência é citado que um medidor de energia *watt – hora* comercial é capaz de responder em frequência

plana às entradas com frequências de mais de 1200 Hz . Para esse tipo de medidor, quando submetido a uma corrente com 88,4% de distorção e uma tensão com 4,9% de distorção, o erro apresentado foi inferior a 1%.

De um ponto de vista geral, todos os medidores de grandezas elétricas como de tensão, corrente, potência e energia, estão suscetíveis a erros de medição provocados pelas distorções harmônicas. Mesmo que uns sejam mais e outros menos afetados.

Em um sistema elétrico, cujo projeto de implantação e manutenção não vise especular e tomar ações quanto ao conteúdo harmônico, até os medidores mais modernos podem ser levados ao erro.

Vale ressaltar que, assim, como no caso do fusível mal dimensionado, explanado anteriormente, o aferidor pode ser levado à falsas impressões das condições atuais de um sistema elétrico no que tange os níveis *RMS* de corrente, tensão, potência e energia. Por exemplo, a corrente de um condutor pode estar em um nível admissível pelo amperímetro, mas, na verdade, ele pode está sobrecarregado (WAGNER et al., 1993).

2.3.9 Iluminação

Em (WAGNER et al., 1993) é citado que uma lâmpada incandescente operando continuamente com uma tensão *RMS* com 5% acima de seu valor nominal, a vida útil da mesma é reduzida em 47%. Ou seja, além dos problemas de cintilação (efeito *flicker*), que compromete o rendimento visual de indivíduos submetidos a tal tipo de iluminação, os gastos com a troca prematura desse tipo de lâmpada se tornam maiores.

A iluminação baseada em lâmpadas de descarga como a fluorescente não apresenta muitos problemas conhecidos com relação ao conteúdo de harmônicos no sistema elétrico de alimentação. Problemas com ruídos audíveis acabam sendo mais frequentes. Além disso, como em muitos casos, nesse tipo de iluminação são disponibilizados comercialmente com reatores duplos ou capacitores para correção do fator de potência. Esses condensadores podem entrar em ressonância com os indutores utilizados para limitação de corrente nessas lâmpadas. Contudo, esta situação de ressonância é uma preocupação, praticamente, inexistente devido à faixa de frequências de ressonância (entre 75 Hz e 80 Hz) não compreendendo as frequências características mais frequentes no sistema elétrico de potência (WAGNER et al., 1993).

A Tabela 2.3 mostra a distorção harmônica total de corrente (DHT_I) devida a alguns equipamentos residenciais, industriais e comerciais.

Tabela 2.3: DHT_I (%) de cargas residenciais, industriais e comerciais.

Equipamento Avaliado	Distorção Harmônica Total de corrente - DHT_I (%)
Aparelho de ar condicionado	123
Microcomputador com impressora conectada	86,8
Televisão com decodificador para TV a cabo	92,3
Chuveiro com <i>taps</i> para ajuste de temperatura	36,6
Geladeira	7,2
Lavadora de roupas	5,7
Lavadora de louças	10,3
Forno micro-ondas	46,1
Exaustor	32,1
Aparelho de som com CD	103,5
Televisão com vídeo cassete	129,1
Vídeo game	32,1
Lâmpada fluorescente	35,8
Ventilador	4,2
Cafeteira	2,3
Torradeira	2,1
Carregador de bateria	83,1
Telefone sem fio	39,5
Telefone sem fio com secretária eletrônica	47,0
Rádio relógio	52,1
Transformador de uso doméstico 50 (W)	33,3
Portão eletrônico	13,0

Fonte: (MARQUES; HADDAD; MARTINS, 2006).

A Tabela 2.4 mostra um comparativo das taxas de crescimento de consumo energético entre as classes de consumidores no Brasil nos anos de 1996 e 1997.

Tabela 2.4: Análise do consumo por classes (Energia Firme - *GWh*), 1996/1997.

Classe	1997	Variação (%) 1996/1997	Participação
Residencial	74,104	7,3	27,0
Industrial	122,245	4,9	44,6
Comercial	38,191	9,8	13,9
Outras classes	39,732	6,5	14,5
Total	274,272	6,5	100,0

Fonte: (MARQUES; HADDAD; MARTINS, 2006).

Em (PIRES, 2010a), é citado que o Japão atingiria, no ano de 2000, uma distorção harmônica de tensão de 6% a 7% em instalações industriais e de 4% a 5% em pólos residenciais. E na Europa ocidental foi registrado um crescimento de 3% para 5% da componente harmônica de 5ª ordem entre os anos de 1979 e 1991, constatando-se um crescimento de 1,67% por década.

Existe uma enorme dificuldade em se avaliar as características sobre o conteúdo harmônico, em um determinado ponto, e, assim, tomar ações mediadoras. Determinar o nível de harmônico de tensão e corrente em um determinado ponto da rede elétrica, por exemplo, é difícil mesmo que sejam feitas medições contínuas por longo período de tempo como um mês, por exemplo. O fato é que tanto a característica harmônica no ponto em análise quanto à impedância de curto-circuito são dinâmicas.

Cargas (fontes de harmônicos) podem ser conectadas e desconectadas aleatoriamente do sistema. As próprias cargas como cicloconvertidores, fornos a arco e motores utilizados em grandes esteiras apresentam em si um comportamento de fonte de inter-harmônicos e harmônicos não-característicos. E como cargas de grande e médio porte ou grandes grupos de cargas de pequeno porte podem ser conectadas e desconectadas randomicamente, a impedância relativa do sistema também irá variar muito. Todos esses fatores comprometem bastante uma análise prévia de harmônicos em um pré-projeto de uma instalação elétrica industrial e comercial de grande porte.

Uma das poucas coisas que se pode determinar com certa precisão aceitável é o conteúdo harmônico que será injetado pela própria carga. No entanto, determinar o conteúdo harmônico de tensão, a que esta carga será submetida, se torna mais complicado.

Saber o tipo de planta elétrica de transmissão e distribuição de uma localidade, também, é um fator importante. Em (VEDAM; SARMA, 2008) é citado um caso na Austrália que apresenta

um sistema elétrico esparso em termos de cargas ao passo de que algumas dessas cargas são de grande porte, como mineradoras. Nesse caso, existem muitos pontos com baixa potência de curto circuito. E em contraste a esta situação, é citado o U.K. (*United Kingdom*) com uma grande concentração de cargas próximas aos centros de geração. Nos dois casos tem-se uma diferença com relação ao nível de potência de curto-circuito, conseqüentemente, na impedância de curto-circuito relativa.

Fica claro que o conceito de qualidade de energia deve ser seguido sob dois pontos de vista. O ponto de vista das cargas que solicitam do sistema as condições ideais de frequência e forma de onda da tensão de maneira ininterrupta. E o ponto de vista das concessionárias que ao suprirem as cargas de grande e médio porte geradoras de harmônicas, exigem que as mesmas apresentem um estudo detalhado no pré-projeto, e pós-implantação do mesmo, do conteúdo harmônico presente no ponto de conexão comum (*PCC*).

Por isso, diretrizes baseadas em resultados empíricos que norteiam, estabelecendo limites, devem ser seguidas tanto pelas concessionárias quanto pelos consumidores. Uma das diretrizes que é tomada a nível internacional é o *IEEE 519-1992*.

O *IEEE* (“*Institute of Electrical and Electronics Engineering*”) apresenta o documento *IEEE Standard 519-1992 - Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems* que não é efetivamente uma norma mandatária. Ela somente representa importantes recomendações técnicas com o intuito de auxiliar estudos relativos aos harmônicos em sistemas de potência. Neste caso, os limites de distorção harmônica apresentados são relativos aos valores medidos no ponto de conexão comum (*PCC*) do consumidor à rede elétrica. Assim, o foco deste documento seria o que um determinado consumidor poderá impactar na rede de distribuição e nos outros consumidores atendidos pela concessionária (*IEEE STD 519-1992, 1993*). Segundo (*BHATTACHARYA; CHENG; DIVAN, 1997*), é uma norma que visa estabelecer os limites padrões de harmônicos no *PCC*, tanto para o consumidor quanto para a concessionária elétrica, e não especificar um equipamento específico conectado à rede.

Os níveis de distorção recomendados na norma *IEEE-519* indicam a máxima distorção harmônica de tensão no *PCC* com o consumidor. Os limites aceitáveis de distorção harmônica de tensão constam na Tabela 2.5 e devem ser adotados para os valores em um pior cenário de operação normal do sistema (*IEEE STD 519-1992, 1993*).

A distorção harmônica ocasionada por um consumidor deve ser limitada a um patamar aceitável em qualquer ponto de acoplamento comum do sistema.

Os limites de distorção harmônica de corrente, indicado em (*IEEE STD 519-1992, 1993*),

Tabela 2.5: Limites de distorção harmônica de tensão em % da fundamental.

Limites de Distorção de Tensão – IEEE 519		
Tensão no PCC	Distorção Individual (%)	DHT (%)
= 69 kV	3,0	5,0
= 69 kV a 161 kV	1,5	2,5
> 161 kV	1,0	1,5

Fonte: (IEEE STD 519-1992, 1993).

estabelecem o valor máximo de distorção na corrente por um consumidor, considerando as premissas do valor da tensão de suprimento. Considerando os aspectos gerais de clientes industriais, os limites de distorção mais relevantes (120 V a 69 kV) são explicitados na Tabela 2.6.

Tabela 2.6: Limites de distorção harmônica de corrente em sistemas de 120 V a 69 kV.

Máxima Distorção Harmônica de Corrente (120 V a 69 kV)						
I_{SC}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	DHT
< 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	10,5	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

Harmônicas pares são limitadas a 25% da harmônica ímpar superior

* Todos os equipamentos de geração estão limitados a estes valores de distorção de corrente, a despeito do valor de I_{SC}/I_L .

Fonte: (IEEE STD 519-1992, 1993).

Onde: I_{SC} : Máxima corrente de curto-circuito no PCC. I_L : Corrente fundamental durante demanda máxima. PCC: Ponto de conexão comum. DHT: Distorção harmônica total para corrente de demanda máxima (período de 15 a 30 minutos).

Na norma IEC61000 – 3 as indicações são mais direcionadas para consumidores de potências reduzidas, visto que os limites indicados de distorção harmônica de corrente são por equipamentos. No caso do Brasil, as normas IEC sem equivalente nacional aplicam-se ao país, visto que é adotada uma associação do IEC por meio da ABNT.

A IEC61000 – 3 apresenta os limites de distorções harmônicas em sistemas públicos de distribuição sendo, de maior importância, especificamente as partes IEC61000 – 3 – 2 e IEC61000 – 3 – 4 relativos aos harmônicos de corrente.

A norma IEC61000 – 3 – 2 refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas em sistemas públicos de alimentação. É aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos

com corrente de entrada de até 16 A por fase, conectado a uma rede pública de baixa tensão de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V.

A IEC61000–3–4 é parte da norma IEC61000–3 e estabelece os limites harmônicos de corrente permitidos para cargas conectadas à baixa tensão com corrente superior a 16 A (IEEE STD 519-1992, 1993), (IEEE P519.1/D12, JULY 2012, 2012), (IEC, 1995).

Na legislação brasileira, em âmbito nacional, a Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL estabelece que o fator de potência nas unidades consumidoras deve ser superior a 0,92 capacitivo durante madrugada (de 00:00 hora até as 06:00 horas da manhã) e 0,92 indutivo durante as outras 18 horas do dia. No que tange a problemas de distorção harmônica, ainda não está definida uma legislação sobre os limites de distorção harmônica em instalações elétricas em geral.

O ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico) é uma entidade responsável pela coordenação e controle da operação das instalações de geração e transmissão de energia elétrica no Sistema Interligado Nacional (SIN). O ONS estruturou um documento básico “Procedimentos de Rede - Submódulo 3.8 - Requisitos Mínimos para a Conexão à Rede Básica” que menciona os limites de distorção de tensão permitidos a um consumidor inserir a rede da concessionária (ONS, 2004). Neste caso, são apresentados na Tabela 2.7 os valores percentuais em relação à tensão fundamental que são permitidos no ponto de conexão do consumidor ao sistema (PCC).

Tabela 2.7: Limites de distorção harmônica por consumidor.

Limites de harmônicas de tensão por consumidor							
$V < 69 \text{ kV}$				$V = 69 \text{ kV}$			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
h	%	h	%	h	%	h	%
3 a 25	1,5	Todos	0,6	3 a 25	0,6	Todos	0,3
27	0,7			27	0,4		
$DHT = 3\%$				$DHT = 1,5\%$			
h – Ordem da harmônica.							

A Distorção de Tensão Harmônica relativo aos limites estabelecidos neste documento (Procedimentos de Rede - Submódulo 3.8 - Requisitos Mínimos para a Conexão à Rede Básica), como forma de limitar os impactos individuais provocados por consumidores com cargas não lineares, está sendo avaliado por meio de um Grupo de Trabalho Especial de Qualidade da Energia Elétrica do ONS. O resultado das discussões deste grupo deverá resultar na adoção de limites associados com a injeção de corrente harmônica na rede básica em uma próxima revisão do Submódulo 3.8.

A Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL estruturou um documento denominado “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - *PRODIST*, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica”, que visa estabelecer os procedimentos gerais relacionados à qualidade da energia elétrica. O documento trata de vários aspectos da qualidade de energia, incluindo o fator de potência, desequilíbrios e harmônicos. O *PRODIST* 8 mostra valores de referência para limites de distorção harmônica de tensão total (em porcentagem da tensão fundamental) conforme a Tabela 2.8 (ANEEL, 2006).

Tabela 2.8: Valores de referência globais de distorção de tensão harmônica total.

Tensão do Barramento	DHT _V (%)
$V = 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V = 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V = 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V = 138 \text{ kV}$	3

Fonte: (ANEEL, 2006).

Com o intuito de determinar a distorção de tensão harmônica individual, o espectro harmônico deve compreender uma faixa de frequências que considere desde a componente fundamental até, no mínimo, a 25^a ordem harmônica. Neste caso, também são apresentados os valores limites de distorção de tensão harmônica individual (em porcentagem da tensão fundamental). Os valores indicados pelo *PRODIST* constam na Tabela 2.9.

Tabela 2.9: Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.

Distorção de Tensão Harmônicas Individual (%)					
Ordem harmônica		$V = 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V = 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V = 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V = 138 \text{ kV}$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6,0	4,5	2,5
	7	6,5	5,0	4,0	2,0
	11	4,5	3,5	3,0	1,5
	13	4,0	3,0	2,5	1,5
	17	2,5	2,0	1,5	1,0
	19	2,0	2,0	1,5	1,0
	23	2,0	2,0	1,5	1,0
	25	2,0	2,0	1,5	1,0
	> 25	1,5	1,0	1,0	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5,0	4,0	2,0
	9	2,0	1,5	1,5	1,0
	15	1,0	0,5	0,5	0,5
	21	1,0	0,5	0,5	0,5
	> 21	1,0	0,5	0,5	0,5

Fonte: (ANEEL, 2006).

3 TECNOLOGIAS PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS

3.1 Introdução

A inserção de cargas não lineares no sistema elétrico tem aumentado nos últimos anos, principalmente a partir da década de 70 (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). As cargas não lineares são as principais fontes de correntes harmônicas. Nas plantas industriais os conversores eletrônicos são atualmente o mais significativo grupo de cargas geradoras de harmônicos (KASSICK, 2000). Uma carga produtora de harmônicos pode provocar significativas distorções nas ondas de tensão e de corrente. As distorções dependem, principalmente, do nível de injeção de correntes harmônicas e da impedância da rede elétrica (FILHO; BRAGA; SILVA, 2008). Pode-se citar como consequência de distorções harmônicas no sistema elétrico: falha em banco de capacitores, aquecimento de máquinas elétricas, falha em sistemas de controle, etc. De uma forma geral para atenuar os efeitos danosos causados pelos harmônicos utilizam-se filtros passivos, ativos ou híbridos.

3.2 Filtros passivos

Filtros passivos são equipamentos compostos por elementos passivos como resistor, capacitor e indutor, e são obtidos através da associação desses componentes. Eles são os filtros mais usados para a compensação de harmônicos, pois são bem mais simples de serem confeccionados e tem menor custo do que os filtros ativos (PIRES, 2010b). Porém os filtros passivos podem provocar o surgimento de ressonância com a rede elétrica e apresentam pouca flexibilidade, uma vez que só mitigam as harmônicas para as quais eles foram projetados. Os filtros passivos, em relação à classificação, podem ser filtros sintonizados e filtros amortecidos.

Os filtros de sintonia simples são formados por indutor de indutância L em série com um capacitor de capacitância C . A aplicação de filtros passivos é uma maneira prática tradicional considerada na redução da amplitude de tensões e correntes com frequências harmônicas. De uma forma geral, os filtros passivos podem ser classificados pelo seu modo de conexão na

rede elétrica, pelo seu fator de qualidade, bem como pelo número e frequências dos seus pontos de ressonâncias.

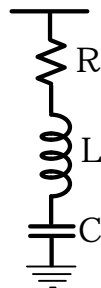
Um conceito bastante relevante em se tratando de projeto de filtros passivos é o fator de qualidade. Segundo a *IEEE 519* (*IEEE STD 519-1992, 1993*), o fator de qualidade é $2 \cdot \pi$ vezes a razão entre a máxima energia armazenada e a energia dissipada por ciclo. Em termos de resposta em frequência, o fator de qualidade é a razão entre a frequência de ressonância, sintonia e banda passante permissível. O fator de qualidade de filtros sintonizados geralmente possui valor alto (PIRES, 2010b). Um filtro sintonizado, indicado na Figura 3.1, apresentará uma impedância mínima para a frequência de sintonia (3.1).

$$f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \quad (3.1)$$

sendo: f_n a frequência de sintonia; L a indutância; e C a capacitância.

Na frequência de sintonia, a impedância do filtro é puramente resistiva. Para frequências inferiores à frequência de sintonia o filtro terá impedância capacitiva e para as superiores a frequência de sintonia o filtro terá impedância indutiva.

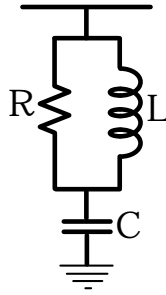
Figura 3.1: Filtro sintonizado.



O filtro amortecido de 2^a ordem, Figura 3.2, é um circuito em que o capacitor fica em série com uma impedância equivalente do paralelismo de um resistor e um indutor. Ele tem a característica de filtrar frequências altas acima de sua frequência de sintonia. Para frequências bem maiores que a frequência de sintonia a impedância do filtro fica próxima do valor da resistência. Um filtro amortecido de 3^a ordem é mostrado na Figura 3.3. Devido ao custo elevado, esse tipo de filtro só é utilizado em casos especiais quando se deseja eliminar uma harmônica específica e evitar ressonância no sistema.

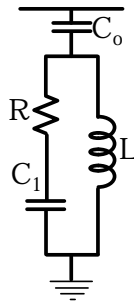
Tanto o filtro sintonizado quanto o amortecido costumam ser utilizados em conjunto quando a rede elétrica se encontra com uma quantidade muito grande de harmônicas. Nesse caso, os filtros sintonizados são usados para os harmônicos de maior amplitude, como os de 5^a , 7^a e 11^a ordem. E os filtros amortecidos são para frequências altas, como as de 13^a ordem

Figura 3.2: Filtro amortecido de 2ª ordem.



(PIRES, 2010b). O motivo para isso é que quanto maior a ordem do harmônico menor será sua amplitude (3.2) (IEEE STD 519-1992, 1993). Assim, o filtro sintonizado para 5ª harmônica suportará os esforços elétricos relativos a essa harmônica e a uma parcela da fundamental. O mesmo raciocínio se aplica as harmônicas de ordens 7ª e 11ª. As harmônicas de ordem superiores, por serem menos intensas, podem ser suprimidas pelo filtro amortecido sem que este fique em estresse operacional (SILVA, 2007).

Figura 3.3: Filtro amortecido de 3ª ordem.



A equação (3.2) mostra, por exemplo, a relação entre a amplitude da componente fundamental e uma harmônica de ordem n para um retificador em ponte (IEEE STD 519-1992, 1993).

$$A_n = \frac{A_1}{n}, \quad (3.2)$$

sendo: A_n a componente harmônica; A_1 a componente fundamental; e n a ordem da harmônica.

A filtragem passiva apresenta alguns aspectos negativos, tais como:

- i)* As características de filtragem são influenciadas pelas impedâncias da fonte de suprimento, bem como das outras impedâncias existentes no sistema;
- ii)* Não operam de forma correta em situações em que as frequências do sistema variam;
- iii)* O tamanho físico dos filtros normalmente exige um espaço muito grande;

- iv) Susceptibilidade à ocorrência de ressonância série e/ou paralela entre a fonte e o filtro;
- v) Absorvem harmônicos oriundos de outros pontos do circuito, o que irá refletir em uma sobrecarga para o filtro.

O filtro *RLC* série em derivação com a carga é mostrado na Figura 3.1. O módulo da impedância do filtro varia com a frequência de acordo com (3.3):

$$Z = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right), \quad (3.3)$$

sendo: ω a frequência angular da rede. O filtro apresenta uma baixa impedância na frequência de sintonia, e impedância alta para as demais frequências. Com isso o filtro passivo é projetado para absorver uma determinada harmônica de corrente (SILVA, 2007). Se o filtro for projetado para compensar a 3ª harmônica de corrente, percebe-se através de (3.4) que para a frequência fundamental a reatância capacitiva é nove vezes maior que a reatância indutiva. Nesse caso o filtro injeta reativos na rede elétrica. Ou seja, além de filtrar harmônicas de corrente, o filtro injeta reativos na rede e pode compensar reativos na frequência fundamental (PIRES, 2010b).

$$X_{C1} = n^2 \cdot X_{L1}, \quad (3.4)$$

sendo: X_{C1} a reatância capacitiva na frequência fundamental; e X_{L1} a reatância indutiva na frequência fundamental.

3.2.1 Conexões com a rede elétrica

Em uma rede de distribuição os filtros passivos podem ser conectados na configuração série ou na configuração paralelo.

Os filtros passivos série atuam como um circuito de bloqueio para um componente harmônico em uma frequência específica ou harmônicos em uma faixa de frequências em relação a uma parte da rede elétrica. Este tipo de filtro apresenta um custo elevado sendo pouco utilizado, tendo em vista que devem ser dimensionados para uma capacidade compatível com a corrente nominal do ponto onde forem instalados no circuito.

Os filtros passivos paralelos constituem uma solução comumente utilizada. Eles se caracterizam por oferecerem um caminho de baixa impedância para correntes harmônicas, evitando, assim, que estas correntes penetrem em determinadas partes do sistema.

3.3 Filtros ativos

Os aspectos negativos dos filtros passivos *RLC* não ocorrem em situações em que os filtros ativos são utilizados, porque estes são auto-sintonizáveis e seletivos na execução da filtragem. Os filtros ativos podem ainda ser utilizados no balanceamento de cargas e/ou tensões. Estes podem ser utilizados em sistemas de distribuição, próximo das cargas que geram correntes harmônicas, as quais podem afetar outras cargas sensíveis, conectadas ao mesmo barramento.

O princípio de operação dos filtros ativos, baseado na compensação de harmônicos, foi introduzido em (SASAKI; MACHIDA, 1971) na década de 70. Embora, no final da década de 60, já haviam trabalhos relacionados com tal assunto (ERLICKI; EMANUEL-EIGELES, 1968).

O objetivo da aplicação dos filtros ativos é possibilitar que a corrente drenada da fonte de suprimento e/ou a tensão fornecida à carga sejam senoidais e balanceadas. Ainda salienta-se que outro benefício deste tipo de equipamento é a compensação de potência reativa exigida pela carga.

Diferentes configurações de filtros ativos foram apresentadas e testadas na literatura com sucesso (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999), tais como: paralela, série, híbrida (que utiliza filtragem passiva conjuntamente com a ativa), e o Condicionador Universal de Potência (*UPQC - Unified Power Quality Conditioner*, que é uma combinação dos filtros ativos série e paralelo).

Estes tipos de condicionadores podem ser aplicados em sistemas monofásicos e também em trifásicos a três ou quatro fios. Embora os tipos trifásicos tenham despertado maiores interesses pelo fato da aplicabilidade dos filtros ativos monofásicos serem limitados às cargas de baixa potência, com exceção de aplicações como tração elétrica e esteira rolante (AKAGI, 2006). Contudo, vale salientar, que já existe um interesse por parte das concessionárias na cobrança de excedentes reativos de consumidores de baixa tensão que são atendidos por fornecimento monofásico.

Essas concessionárias se utilizam da prerrogativa de que a *ANEEL* prevê na Resolução 456 de 2000 (ANEEL N 456, 2000) e mais recentemente na Resolução 414 de 2010 (ANEEL N 414, 2012) a cobrança de excedentes reativos de clientes residenciais. Ou seja, os condicionadores monofásicos têm potencial futuro em aumentar sua participação como tema de estudos e pesquisas bem como aplicação prática.

De um modo específico, os filtros ativos podem ser divididos em duas grandes classes:

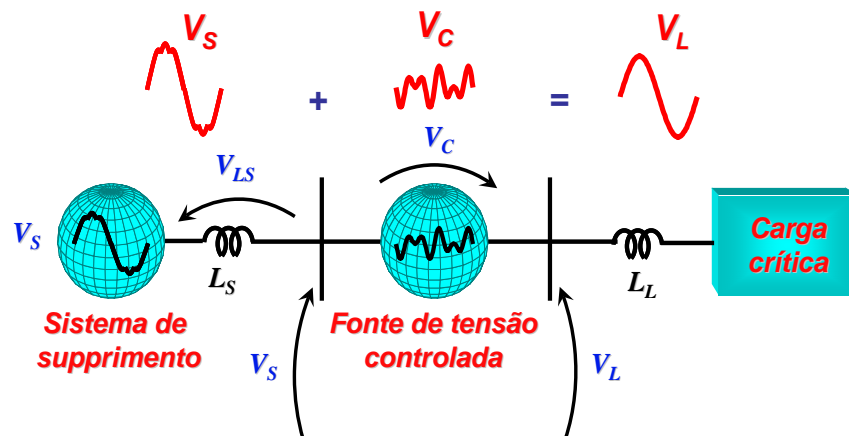
- Filtro ativo série;

- Filtro ativo paralelo.

3.3.1 Filtro ativo série

Um método efetivo para cancelar distorções na forma de onda de tensão é a compensação ativa série, a qual está representada na Figura 3.4.

Figura 3.4: Princípio de compensação ativa de tensão.



O filtro ativo série atua como uma fonte de tensão controlada, produzindo uma tensão de compensação V_C em série com a tensão V_S do sistema de suprimento no ponto de conexão comum (PCC) com a carga crítica.

Deste modo, a tensão compensada V_L , que é fornecida à carga crítica, será senoidal. A operação da filtragem série proporciona a compensação de possíveis desequilíbrios que, porventura, estejam presentes na tensão de suprimento V_S . Como resultado, a tensão que será entregue à carga crítica será, também, equilibrada.

3.3.2 Filtro ativo paralelo (shunt)

Para cancelar as distorções da forma de onda de corrente a filtragem ativa paralela é uma metodologia eficaz e é representada pela Figura 3.5.

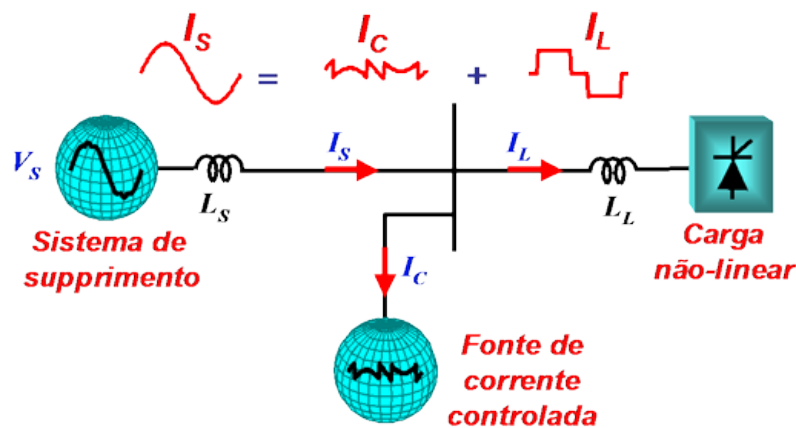
O filtro ativo paralelo apresenta um comportamento dual em relação ao filtro ativo série, atuando como uma fonte de corrente controlada que produz uma corrente de compensação I_C , que é adicionada à corrente I_L exigida pela carga não linear. Devido a tal fato, a corrente I_S drenada da fonte poderá ser senoidal.

Com a atuação do filtro ativo paralelo, a corrente na fonte I_S não será composta de

componentes de sequência negativa ou zero (este último no caso de sistemas a 4 fios). Além disto, a corrente I_S drenada da fonte estará em fase com a componente fundamental da tensão V_S na fonte de suprimento.

Um dos aspectos mais relevantes no projeto do filtro ativo é a estratégia de controle considerada na determinação das correntes e/ou tensões de compensação. Este tema vem sendo discutido nos últimos 20 anos com publicações de diversos trabalhos (HARMELEN; ENSLIN, 1993), (AKAGI, 1996), (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1998), (BHATTACHARYA A., 1991), (AREDES; WATANABE, 1995), (KIM; AKAGI, 1999), (AREDES; MONTEIRO, 2002) e (TEY; SO; CHU, 2002).

Figura 3.5: Princípio da compensação ativa paralela de corrente.



Entretanto, em vários trabalhos publicados, os resultados de aplicações de filtros ativos foram apresentados de forma imprecisa, quer seja pelo fato do sistema básico modelado não condizer com a realidade prática, ou mesmo devido aos problemas de interpretação confusa de algumas estratégias de controle já desenvolvidas, tendo em vista a não utilização de algoritmos de sincronismo *PLL* (*phase-locked loop*) em estratégias que visam obter correntes senoidais na fonte, como trabalhos mostrados em (CHANG; SHEE, 2002), (BONIFACIO et al., 2000b) e (BONIFACIO et al., 2000a). Deste modo, discussões relativas a este tema podem ainda gerar discussões com aspectos teóricos e práticos importantes, principalmente, em termos de simplificações de algumas estratégias já existentes e desenvolvimento de outras baseadas em novos algoritmos de sincronismos *PLL*. No que tange o *PLL* em particular, é um fator de grande interesse que o mesmo estime as suas grandezas de forma precisa e rápida mesmo diante de sinais com elevado grau de distorção.

Por exemplo, como relatado em (AREDES; MONTEIRO, 2002), deve-se atentar que em situações em que as tensões de suprimento são distorcidas e/ou desbalanceadas, nenhuma es-

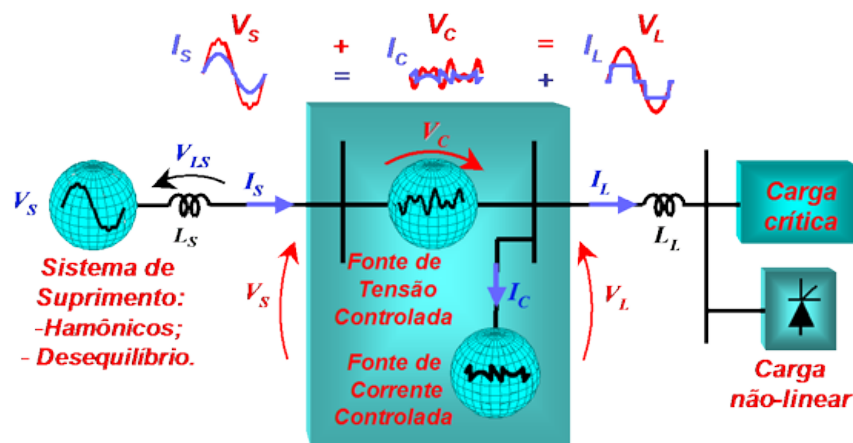
tratégia de controle possibilitará que, de forma simultânea, os seguintes aspectos sejam atendidos por meio da aplicação de filtros ativos:

- A potência ativa fornecida pela fonte seja constante;
- As correntes na fonte sejam senoidais;
- As tensões e correntes na fonte sejam proporcionais, ou seja, linearmente dependentes.

A Figura 3.6 ilustra a combinação das compensações ativas série e paralela, onde as fontes controladas de tensão e corrente operam de maneira conjunta compensando de forma simultânea as distorções e/ou desequilíbrios nas formas de onda de tensão e corrente, respectivamente. Sendo assim, este equipamento desempenha um papel efetivo em situações em que as correntes drenadas pela carga não linear e as tensões de suprimento apresentem simultaneamente desequilíbrios e/ou harmônicos. Além disso, caso seja necessário, a compensação ativa paralela possibilita a compensação da parcela reativa da corrente de carga, tornando a corrente compensada em fase com a tensão.

Existem compensadores que combinam filtros ativos com filtros passivos, sendo denominados filtros híbridos. Apesar deles necessitarem de um menor investimento para a sua implementação, pois é possível uma redução das potências nominais dos filtros ativos, estes compensadores híbridos não apresentam a mesma capacidade e flexibilidade de compensação que o condicionador *UPQC*.

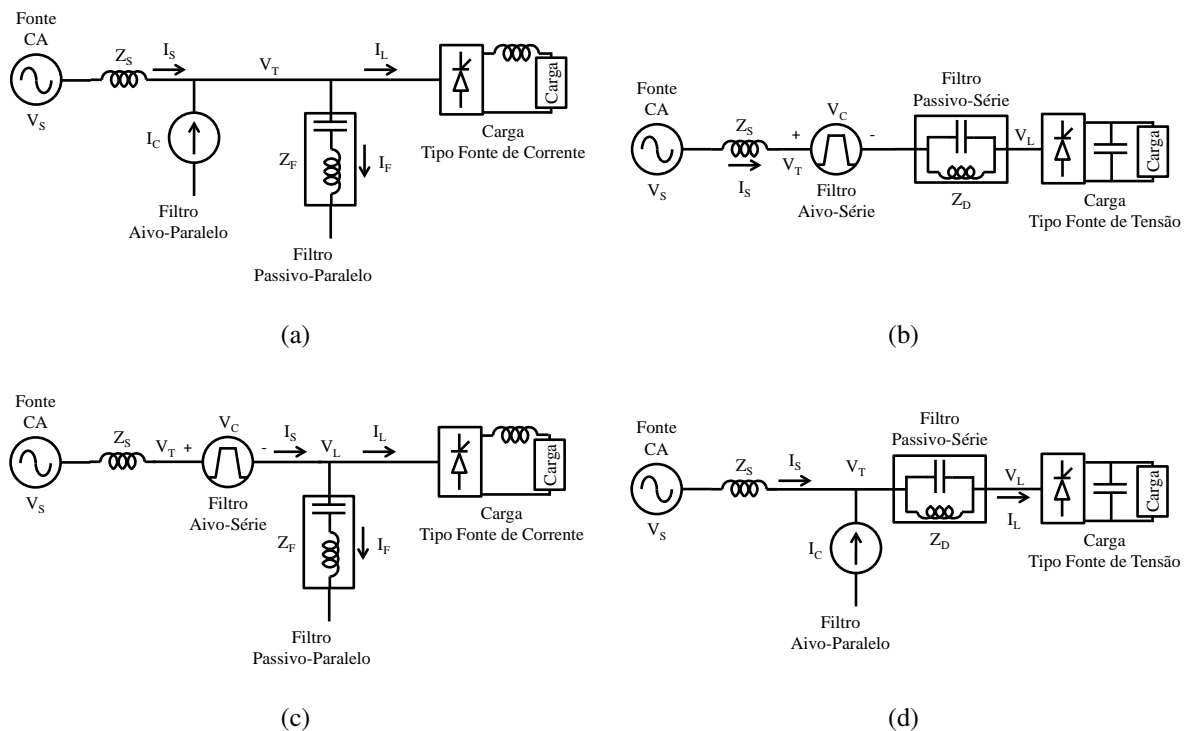
Figura 3.6: Princípio da atuação conjunta das compensações ativas de tensão e corrente.



3.4 Filtros híbridos

Os filtros híbridos são uma combinação de elementos passivos, capacitor e indutor (e, em alguns casos, para efeito de modelagem, permitindo uma resposta mais amortecida no domínio da frequência, resistor) com elementos ativos (interruptores estáticos semicondutores), como *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)* e *MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)*. Ou seja, o filtro híbrido consiste em uma combinação de uma estrutura ressonante passiva (filtro passivo) com um conversor controlado (filtro ativo). A Figura 3.7 ilustra algumas topologias de filtros híbridos possíveis.

Figura 3.7: Topologias de filtros híbridos.



Fonte: (PENG, 2001).

Segundo (AKAGI, 2006) é preferível que o conversor *PWM (Pulse-Width Modulation)* do filtro híbrido, assim como do ativo, tenha uma característica de fonte de tensão, por ser mais eficiente, de menor custo e menor tamanho físico.

Embora tenha sido comentado anteriormente que os filtros híbridos não possuem a mesma capacidade e flexibilidade de compensação que o *UPQC (Unified Power Quality Conditioner)* o custo ainda é um fator determinante. Um único filtro ativo não é capaz de oferecer uma solução completa de condicionamento de potência (filtragem, isolamento e amortecimento de

harmônicos, controle de reativo bem com regulação da tensão, (AKAGI, 2006)) além de operar com potência nominal próxima de 80% de uma carga não linear instalada no mesmo ponto de conexão comum (*PCC*), (SINGH et al., 2005). Ou seja, os custos tanto de implementação quanto de operação do *UPQC* são elevados tornando-o muitas vezes inviável de ser implementado e não econômico.

Na topologia (a), da Figura 3.7, conhecida como filtro ativo paralelo de potência segundo (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007), tanto o filtro ativo quanto o passivo estão em paralelo com a carga. Assim, segundo (PENG, 2001), o filtro ativo é mais adequado para mitigar harmônicos de baixa ordem (5^a e 7^a , por exemplo) do que harmônicos de ordem elevada devido a sua limitação de resposta para altas frequências de chaveamento atrelado ao alto dispêndio de potência. Enquanto a malha passiva (filtro passivo) é mais adequada para mitigar harmônicos de alta ordem (acima da 11^a).

O filtro passivo além de apresentar uma resposta rápida na atenuação das harmônicas de alta frequência, acaba sendo mais compacto, em termos de dimensão física, por ser submetido a correntes de baixa amplitude (característica inerente a ordem elevada para harmônicos de corrente). Esta topologia é adequada para cargas não lineares chaveadas com característica de fonte de corrente, com potência nominal baixa. Como nesta estrutura o filtro ativo fica responsável pelo processamento de um conteúdo significativo de harmônicos de corrente o seu custo pode ser elevado, tornando-o até inviável, caso o valor de pico das correntes harmônicas de uma carga for elevado (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007).

Contudo, os autores (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) utilizam o filtro ativo, da topologia (a) da Figura 3.7, para compensar harmônicos de corrente de alta ordem ao passo que a malha passiva fica responsável pelos harmônicos de baixa ordem. Desta forma pode-se notar que no caso de (PENG, 2001) há uma preocupação em reduzir os custos do filtro híbrido pela redução das dimensões de projeto do filtro passivo e melhoria da performance de filtragem harmônica do conjunto. Enquanto no caso de (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) há uma preocupação em reduzir os custos e perdas na malha ativa do filtro híbrido fazendo-o processar harmônicos de corrente de alta frequência.

Em uma aplicação em baixa tensão, a implementação de *MOSFET* (que podem operar em alta frequência, mas em baixa tensão relativo ao *IGBT*) no lugar de *IGBT* (que podem operar em baixa frequência, mas em alta tensão relativo ao *MOSFET*) na malha ativa do filtro híbrido a estratégia mais conveniente para a topologia (a), Figura 3.7, seria a adotada por (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007).

Na topologia (b), da Figura 3.7, tanto o filtro ativo quanto o passivo são conectados em

série com a carga não linear. É importante ressaltar que o filtro ativo se conecta em série com a carga por intermédio de um transformador. Onde o enrolamento do primário do transformador é conectado em série com a carga não linear e os terminais do secundário são conectados aos terminais do conversor do filtro ativo. Assim, como na topologia (a), o filtro passivo e ativo são mais adequados para componentes harmônicas de baixa ordem e alta ordem, respectivamente, pela mesma razão apresentada na topologia (a). A topologia (b) é adequada para cargas não lineares chaveadas com característica de fonte de tensão (PENG, 2001).

Segundo (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007), trabalhar com filtros ativos em série apresenta uma desvantagem de projeto na sua concepção por necessitar de um transformador. E atrelado a esse transformador devem ser tomadas todas as proteções adequadas necessárias.

Na topologia (c), da Figura 3.7, conhecida como filtro ativo híbrido série segundo (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007), o filtro ativo é conectado em série com a carga enquanto o filtro passivo é conectado em paralelo com a mesma, mas à jusante do filtro ativo. Neste caso o filtro ativo isola os harmônicos entre a rede elétrica e a carga permitindo o filtro passivo operar sem risco de entrar em ressonância com a rede e nem ser influenciado pela impedância da mesma. Além disso, o filtro ativo melhora a performance de filtragem do filtro passivo por compensar os harmônicos de tensão no seu terminal (filtro passivo pode operar sob tensão puramente senoidal).

Segundo (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) o filtro passivo pode operar sem risco de sobre aquecer por excesso no nível de tensão nos seus terminais e a potência nominal do filtro ativo fica muito baixa (em torno de 5% a 10% da potência nominal da carga não linear). Já o filtro passivo, por servir de caminho de menor impedância para determinadas correntes harmônicas, permite o filtro ativo processar um conteúdo eficaz de corrente menor. Ou seja, o filtro ativo pode operar com baixa potência nominal em relação à carga (ou à situação em que o mesmo operaria sozinho com a carga). Esta topologia, assim, como na Figura 3.7(a) é adequada para cargas não lineares fonte de corrente (PENG, 2001).

Segundo (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) a potência da malha ativa da topologia (c), da Figura 3.7, pode ter uma potência tão baixa quanto 1% da potência nominal da carga. Pois, o filtro passivo não possui, mais, risco de entrar em ressonância com a impedância do sistema devido o isolamento harmônico do filtro ativo. Com isso o fator de qualidade do filtro passivo definido pela *IEEE 519* (IEEE STD 519-1992, 1993), no capítulo 2, pode assumir valores entre 50 e 80 (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Diferentemente do projeto de um filtro passivo apenas, onde o mesmo teria um fator de qualidade entre 10 e 50, (KASSICK, 2000).

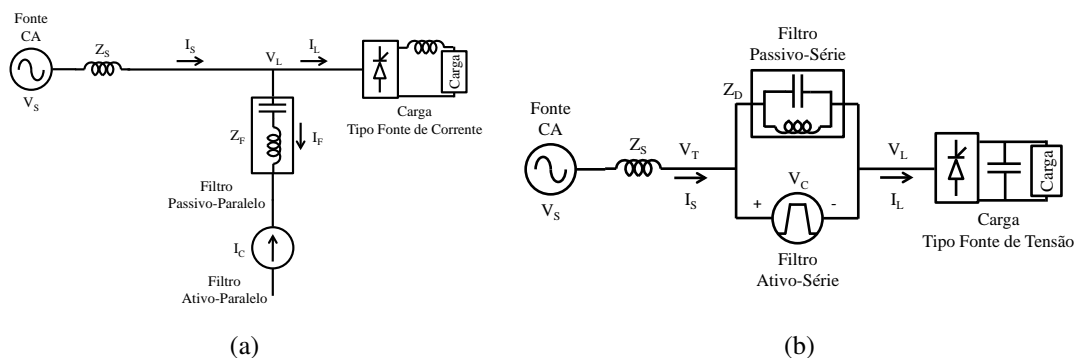
De acordo com a equação (2.26) do capítulo 2 essa possibilidade de aumentar o fator

permite reduzir as perdas ôhmicas do filtro passivo. Lembrando de que quanto menor forem as perdas no indutor do filtro passivo maior será a espessura do cobre para confecção dos reatores do filtro passivo. Por definição (IEEE STD 519-1992, 1993), o fator sendo maior o filtro passivo apresentará um desempenho melhor de filtragem com o aumento da velocidade de sua resposta de frequência, mesmo que sua banda de passagem diminua aumentando as chances do filtro passivo se dessintonizar.

A topologia (d), da Figura 3.7, consiste no filtro passivo em série com a carga não linear e o filtro ativo em paralelo com a carga, mas instalado à montante do filtro passivo. Essa topologia, assim, como a topologia (c) permite obter um filtro ativo de menor potência nominal e um filtro passivo de melhor performance e sem problemas de ressonância com a rede elétrica. Esta topologia, assim, como a segunda (b) é adequada para cargas não lineares fonte de tensão (PENG, 2001).

A Figura 3.8 mostra mais duas topologias de filtros híbridos que mostram algumas variações entre as malhas passiva e ativa.

Figura 3.8: Inter-relações híbridas série (a) e paralelo (b) entre as malhas passiva e ativa.



Fonte: (PENG, 2001).

A topologia (a), da Figura 3.8, mostra o filtro ativo (conversor) conectado aos terminais do filtro passivo e este conectado à rede em paralelo com a carga não linear. O filtro ativo injeta corrente harmônica em oposição de fase (defasada de 180°) com a respectiva corrente harmônica drenada pela carga não linear. Com isso, o filtro permite que apenas a componente fundamental da corrente flua para a rede elétrica. Este efeito faz surgir a tensão de linha nos terminais do filtro passivo. Assim, nenhuma tensão fundamental aparece nos terminais do conversor do filtro ativo.

Esta topologia permite que uma tensão menor seja aplicada aos terminais do filtro ativo e, conseqüentemente, reduzindo sua potência nominal. O filtro passivo acaba tendo um efeito

reduzido sobre a distorção harmônica de tensão no barramento ao qual o sistema (carga mais filtro) está conectado além de melhorar o desempenho de filtragem do filtro híbrido. A Figura 3.8(a) é adequada para cargas não lineares com característica de fonte de corrente (PENG, 2001). Segundo (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) os esquemas de controle e proteção são simples.

Akagi (AKAGI, 2006), com base em (3.5), determina a capacitância e indutância do filtro passivo sintonizado utilizado na topologia (a), da Figura 3.8. O filtro passivo fica sintonizado para a harmônica de 7^a ordem por três razões, de acordo com (AKAGI, 2006): o filtro passivo para a harmônica de 7^a ordem é menos caro e volumoso do que seria se o mesmo fosse sintonizado na harmônica de 5^a ordem; o filtro passivo sintonizado na harmônica de 7^a ordem oferece uma menor impedância (devido sua resposta de frequência) para as harmônicas de 11^a e 13^a (que possuem níveis consideráveis) do que para a 5^a; por fim, o controle do filtro ativo permite melhorar a performance de filtragem da 5^a harmônica.

$$f_h = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}}, \quad (3.5)$$

onde: f_h é a frequência da componente harmônica; L_F é a indutância do filtro; e C_F é a capacitância do filtro.

O trabalho (AKAGI, 2006) faz menção a uma definição de impedância característica do filtro passivo definido matematicamente através de (3.6). A impedância característica do filtro passivo determina o desempenho do filtro passivo em termos de filtragem, com exceção da frequência de ressonância.

$$Z_{car} = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}}, \quad (3.6)$$

onde: Z_{car} é a impedância característica do filtro passivo.

Quanto menor for a impedância característica melhor será a performance de filtragem de outras harmônicas por parte do filtro passivo. Conseqüentemente maior será a capacitância e menor será o indutor do filtro passivo.

Além disso, uma baixa impedância característica permite uma menor capacitância no elo de tensão e corrente contínua (elo CC) do conversor do filtro híbrido. Pois, uma maior queda de tensão (principalmente para frequência fundamental) se dará nos terminais do filtro passivo, enquanto os terminais do conversor ficarão submetidos à menor tensão, não apresentando uma oscilação intensa, em alta frequência, de tensão no elo CC, além das perdas por chaveamento se tornarem menor. Por fim, essa menor impedância característica diminui os impulsos eletromagnéticos emitidos pelo filtro híbrido.

A baixa impedância característica permite utilizar o filtro híbrido (topologia (a) da Figura 3.8) com *MOSFET* tornando-o menos caro e mais eficiente. No entanto, existem algumas desvantagens em uma impedância característica baixa: capacitância elevada leva a um capacitor volumoso e caro; leva o filtro híbrido a processar mais corrente; uma indutância reduzida aumenta o *ripple* na tensão do ponto de conexão comum (*PCC*) provocado pelo chaveamento do conversor do filtro híbrido (AKAGI, 2006).

A topologia (b) da Figura 3.8, consiste em uma associação paralela entre o filtro ativo e o passivo e o conjunto em série com a carga. Assim, como na topologia (a) da Figura 3.8 este filtro híbrido apresenta um filtro ativo de baixa potência processando as correntes harmônicas da carga. Desta forma, o fluxo de corrente fundamental se dá através do filtro passivo. O desempenho desse filtro em termos de filtragem, também, é melhor, pois ele concilia tanto a rapidez de reposta na frequência do filtro passivo quanto reduz as perdas de operação das malhas ativa e passiva, se estas operassem isoladamente. A topologia (b) é adequada para cargas não lineares com característica de fonte de tensão (PENG, 2001).

As várias topologias de filtros híbridos partem do conceito de se obter um melhor desempenho de filtragem a um menor custo em relação aos filtros ativos puros série e paralelo (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). A escolha de uma topologia particular irá depender de fatores como tipo e potência da carga, custo e nível de compensação requeridos. Na literatura são sugeridas três topologias como as principais: filtro ativo e passivo em paralelo com a carga (topologia (a), Figura 3.7), filtro ativo em série com a carga e filtro passivo em paralelo com a carga (topologia (c), Figura 3.7) e filtro ativo e passivo em série e esta associação em paralelo com a carga (topologia (a), Figura 3.8).

Assim, como as topologias de filtro híbrido, também existem inúmeras estratégias de controle para o conversor dos filtros híbridos. Todas as estratégias visam fornecer sinais de compensação que anulem as correntes harmônicas injetadas pelas cargas não lineares tornando a corrente da rede o mais senoidal possível.

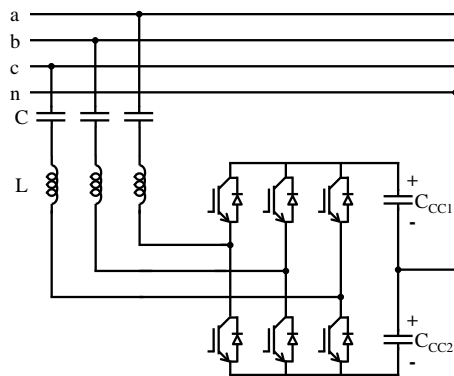
A estratégia de controle se dá em três etapas: condicionamento do sinal, estimação dos sinais de compensação e geração dos sinais de gatilho das chaves semicondutoras do conversor do filtro híbrido. As correntes de referência são obtidas via algoritmo de filtragem que pode se basear na Teoria da Potência Reativa Instantânea, Sistema de Referência Síncrona ou pela detecção indireta da fonte de corrente.

Adicionalmente ao algoritmo de filtragem da estratégia de controle do filtro é incorporado um regulador proporcional-integral (*PI*) para regular o nível de tensão no elo de corrente contínua (elo *CC*) do conversor do filtro. Essa regulação, além de manter o nível de tensão de

polarização das chaves para que as mesmas possam operar normalmente, também compensa as perdas por comutação das chaves semicondutoras do conversor. A filtragem do elo CC depende do valor da capacitância que por sua vez depende dos *ripples* de tensão da rede, (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007).

Existe um grupo de estruturas de filtros híbridos que consistem, basicamente, em um filtro ativo conectado em série com um filtro passivo sem a necessidade de um transformador de acoplamento entre o conversor do filtro ativo e os terminais do filtro passivo. O diferencial desta estrutura está no fato dela ser instalada em um sistema trifásico a quatro fios. A Figura 3.9 mostra uma estrutura clássica, segundo (ENCARNACAO et al., 2013), em que um filtro híbrido é conectado a uma rede elétrica trifásica a quatro fios. Essa estrutura possui um conversor com três braços e com o elo CC dividido. Ou seja, o neutro do sistema é conectado ao ponto comum, entre os dois capacitores, do elo CC .

Figura 3.9: Filtro híbrido trifásico a quatro fios com capacitor dividido.



Fonte: (ENCARNACAO et al., 2013).

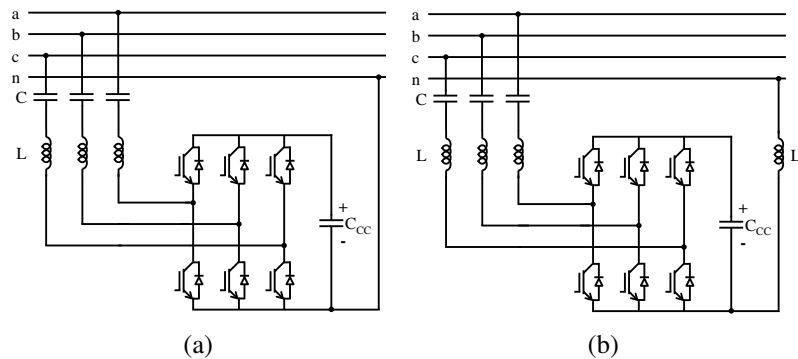
A Figura 3.10 mostra duas estruturas similares a estrutura mostrada na Figura 3.9. A diferença das estruturas da Figura 3.10 é que o neutro é conectado ao polo negativo do elo CC do conversor do filtro híbrido. Assim, ambas as estruturas da Figura 3.10 não apresentam capacitor dividido.

A distinção entre as topologias da (a) e (b) da Figura 3.10 é a presença de um indutor específico entre o ponto de conexão no neutro e o polo negativo do elo CC na estrutura (b).

A estrutura apresentada na Figura 3.11 já apresenta uma variação do filtro híbrido no que diz respeito à quantidade de braços do conversor da malha ativa. Nesta estrutura o conversor não só processa as correntes nas fases do sistema como, também, a corrente do neutro.

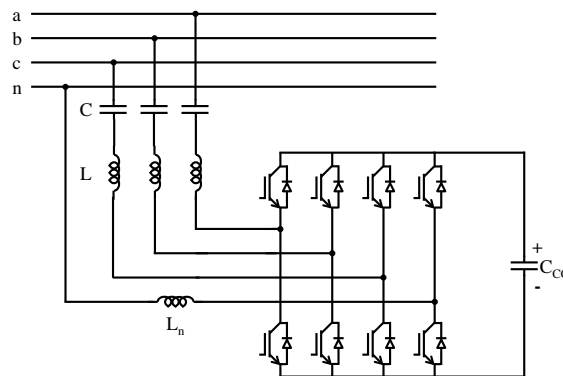
As estruturas apresentadas nas figuras 3.12 e 3.13 mostram soluções interessantes para

Figura 3.10: Filtros híbridos trifásicos a quatro fios com conexão assimétrica do neutro: (a) sem indutor no neutro (b) com indutor no neutro.



Fonte: (ENCARNACAO et al., 2013).

Figura 3.11: Filtro híbrido trifásico a quatro fios com conversor de quatro braços.

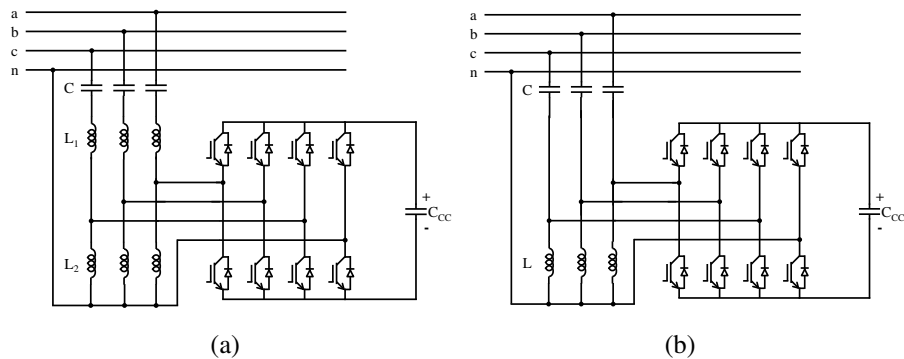


Fonte: (ENCARNACAO et al., 2013).

reduzir a potência nominal da malha ativa do filtro híbrido e dar maior flexibilidade ao mesmo. Tal flexibilidade advém do fato de que uma vez desconectado do sistema (por algum motivo anômalo, manutenção, por exemplo), a ausência do conversor não irá comprometer a confiabilidade do filtro híbrido, em termos de operação (filtragem de harmônicos e compensação de reativos), pois o mesmo ainda continuará com a malha passiva em operação.

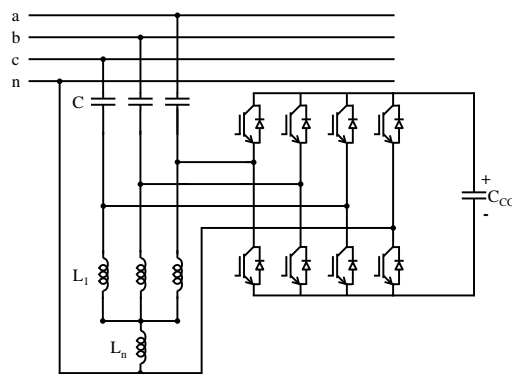
As topologias mostradas nas figuras 3.12(a) e 3.13 podem apresentar os mesmos valores de projeto para as combinações de reatores: L_1-L_2 (estruturas (a), Figura 3.12) e L_1-L_n (Figura 3.13). Ou seja, a malha passiva desses filtros híbridos tem o objetivo de mitigar uma harmônica simétrica (de sequência negativa ou positiva), uma 5^a harmônica, por exemplo, e uma componente de sequência zero, a 3^a harmônica, por exemplo. Contudo a topologia proposta na Figura 3.13 se utiliza apenas de um indutor para a harmônica de sequência zero enquanto a topologia (a) da Figura 3.12 se utiliza de três reatores, por fase, para a mesma harmônica.

Figura 3.12: Filtros híbridos trifásicos a quatro fios com conversor de quatro braços: (a) *b-shaped L-Type* (b) *b-shaped one-branch*.



Fonte: (ENCARNACAO et al., 2013).

Figura 3.13: Filtro híbrido trifásico a quatro fios com conversor de quatro braços proposto.



Fonte: (ENCARNACAO et al., 2013).

A topologia proposta por (ENCARNACAO et al., 2013), Figura 3.13, permite maior flexibilidade, pois quando o conversor é desconectado a malha passiva pode mitigar, ao mesmo tempo, duas componentes harmônicas (a 3^a e a 5^a , por exemplo). Enquanto nas estruturas da Figura 3.12 só haveria mitigação de uma única harmônica (3^a , por exemplo) pela malha passiva em tal situação.

A topologia (a) da Figura 3.12 apresenta menos ruído, devido ao chaveamento do conversor, do que a topologia (b) da Figura 3.12 e a topologia proposta por (ENCARNACAO et al., 2013), Figura 3.13, devido à presença do indutor L_1 entre o ponto de conexão do conversor e a rede. No entanto, essa topologia (a) se torna mais cara e volumosa devido aos seus 6 reatores.

A equação (3.5) permite parametrizar a capacitância e o reator (indutância) para a harmônica simétrica (sequência positiva ou negativa). Enquanto, a equação (3.7) permite definir

o reator para a harmônica de sequência zero.

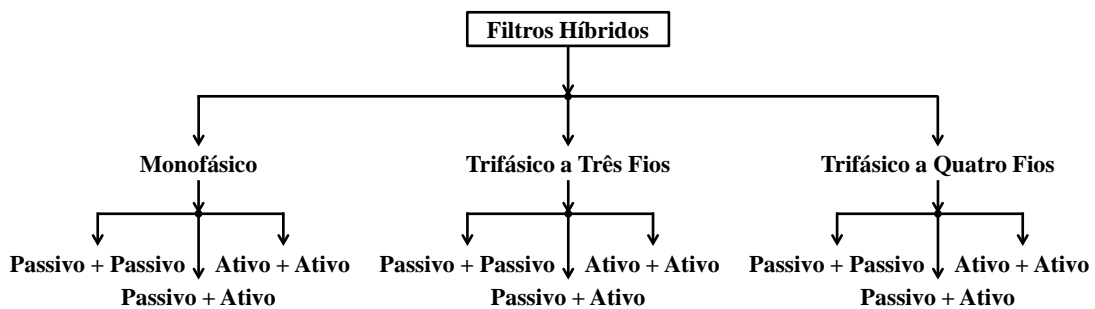
$$f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + 3 \cdot L_n) \cdot C}}, \quad (3.7)$$

onde: f_n é a frequência da componente harmônica de sequência zero; L_1 é a indutância do filtro passivo para sequência simétrica, Figura 3.13; L_n é a indutância do filtro passivo para sequência zero, Figura 3.13; e C é a capacitância do filtro passivo, Figura 3.13.

Como mencionado anteriormente o filtro híbrido consiste em uma combinação de elementos passivos (indutâncias, capacitância e resistências) com elementos ativos (chaves semicondutoras controladas). Contudo, segundo (SINGH et al., 2005), pode ser qualquer combinação de estruturas com fins de filtragem. Assim, um filtro híbrido pode ser composto apenas por elementos passivos associados em estruturas diferentes em relação ao sistema e a carga. E pode ser composto apenas por elementos ativos, também, em arranjos diferentes. Neste último caso, estruturas como filtro ativo série, paralelo e o *UPQC* (combinação de série e paralelo) já foram discutidas na seção 3.3.

A Figura 3.14 mostra as combinações possíveis de filtros híbridos. No anexo A são mostradas várias topologias de filtros híbridos desde os puramente passivos até as combinações passivo mais ativo.

Figura 3.14: Combinações híbridas possíveis para filtragem.



Fonte: (SINGH et al., 2005).

De uma maneira geral o filtro ativo acaba sendo adequado para qualquer objetivo que se preste ao condicionamento de potência (filtragem, isolamento e amortecimento de harmônicos, controle de reativo, bem como regulação da tensão, redução do efeito *flicker* de tensão e/ou suas combinações (AKAGI, 2006)). Enquanto o filtro híbrido é mais adequado para filtragem harmônica, não podendo, de um ponto de vista prático, controlar a potência reativa. Embora o ponto de vista teórico permita dizer que o filtro híbrido possa controlar a potência reativa (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

3.5 Conclusão

Os problemas de qualidade de energia têm, ao longo da última década, despertado grande interesse, devido ao impacto econômico originado, tanto em termos de consumidores como também das próprias concessionárias de energia elétrica.

A crescente utilização de cargas não-lineares tem contribuído para afetar a qualidade de energia dos sistemas elétricos de distribuição, tanto pela geração de reativos, como também pela injeção de correntes distorcidas. A circulação destas correntes distorcidas ao longo do próprio sistema de distribuição pode refletir na distorção das formas de ondas das tensões de suprimento. Deste modo, outros consumidores podem ser afetados por serem supridos por tensões distorcidas.

Caracteriza-se com este fato que a definição de qualidade de energia não está apenas relacionada com os aspectos da tensão fornecida aos consumidores pelos sistemas de distribuição das concessionárias, mas também com a qualidade da corrente elétrica drenada da rede por estes consumidores.

Até recentemente as distorções harmônicas nas formas de onda de sistemas elétricos de potência criavam poucos problemas, com exceções de alguns casos especiais, tais como subestações de sistemas para trens elétricos, retificadores/inversores para sistemas de transmissão em corrente contínua etc.

Contudo, com o avanço do uso da tecnologia dos semicondutores de potência, este quadro se modificou, tendo em vista que foi possível inserir o uso deste tipo de tecnologia em equipamentos elétricos e eletrônicos presentes tanto nas indústrias como nas residências.

Estes semicondutores, apesar de propiciarem o desenvolvimento de equipamentos elétricos e eletrônicos cada vez mais sofisticados, apresentam características não-lineares em sua funcionalidade, de modo que, na análise da qualidade de energia elétrica, o tema das distorções nas formas de ondas de tensão e corrente passou a ser foco de grande atenção, visto que os efeitos gerados por estas formas de ondas distorcidas são cada vez mais perceptíveis.

As distorções nas formas de ondas são um dos problemas mais comuns vivenciados em sistemas elétricos de distribuição e este assunto tem despertado muita atenção por parte das concessionárias de energia elétrica.

Normas de âmbito internacional consideradas pelo *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)* (IEEE STD 519-1992, 1993), (IEEE P519.1/D12, JULY 2012, 2012) e também do *IEC (International Electrotechnical Commission)* (IEC, 1995) têm abordado o tema em

questão e, inclusive, proposições de limites do grau de distorções harmônicas nas tensões e correntes são apresentados. Desta forma, visando manter os índices de distorções harmônicas dentro de limites propostos por normas (IEEE STD 519-1992, 1993), (IEEE P519.1/D12, JULY 2012, 2012) e (IEC, 1995), é necessário considerar a utilização de sistemas de compensação.

Tais sistemas de compensação foram historicamente desenvolvidos sempre visando conciliar o baixo custo com a alta eficiência na compensação de distorções harmônicas de tensão e corrente.

Quando se tem uma condição de rede elétrica simples cujo esforço de engenharia para se conhecer o conteúdo harmônico de um determinado ponto da rede, bem como a impedância de curto-circuito, o método de compensação passiva se torna atraente. Tal preferência se deve às condições como baixo risco de ressonância do filtro passivo com a rede, baixo conteúdo harmônico e necessidade de um projeto de mitigação de harmônicos a baixo custo.

Contudo, redes elétricas de distribuição simples são casos raros de ocorrer na prática. Por isso, buscando reduzir, ao máximo, o esforço de engenharia empregado para o projeto de filtros passivos nesses casos. A solução tem sido o uso de filtros ativos com capacidade de resposta dinâmica, sem risco de ressonâncias necessitando apenas de uma noção de quanto de potência distorcida é necessário compensar.

Observa-se, então, que a tendência dos sistemas elétricos de distribuição reais é se tornarem maiores e mais carregados de cargas injetando todo tipo de harmônico possível. Ou seja, com esse tipo de condição é praticamente impossível de se determinar a impedância de curto-circuito de um determinado ponto da rede bem como prever o seu conteúdo harmônico a longo prazo. Assim, a prática de filtros passivos se torna inviável sob duas óticas: risco de ressonância e vida útil comprometida por excessos de correntes e tensões devido a dessintonias durante operação. Em tais condições, se faz necessário o emprego de indutores e capacitores mais robustos e confiáveis, mais manutenção além de mais custo no levantamento de dados para um projeto de filtro passivo.

Em caso de uso de filtros ativos, observa-se que para processar altas quantidades de potência distorcida com alto desempenho (isso inclui o uso de chaves semicondutoras para alta frequência, com menos perda por comutação e altos níveis de tensão) requer um custo alto de investimento. E dependendo do nível de conteúdo harmônico os filtros ativos podem não apresentar uma resposta eficiente no processo de eliminação dos harmônicos.

Constatou-se que o emprego de filtros híbridos permite baratear e simplificar o projeto relativo a projetos que façam uso apenas de elementos passivos (filtro passivo) ou elementos

ativos (filtro ativo). Dependendo do objetivo que se pretende atingir, topologia de potência empregada e estratégia de controle adotada, os filtros híbridos acabam conciliando as vantagens em ambas as tecnologias (ativa e passiva).

Os filtros híbridos podem ser tão flexíveis em mitigar conteúdos harmônicos que oscilam continuamente como os filtros ativos e responder, rapidamente e eficientemente, em filtragem harmônica como os filtros passivos. Além de disponibilizar baixas perdas de operação, investimento e baixa manutenção.

Diante do aumento de conteúdo harmônico inerente ao avanço tecnológico, incentivado pela busca de processos industriais mais rápidos e eficientes e maior comodidade na qualidade de vida da sociedade, a aplicação de filtragem harmônica, como parte integrante no conceito de qualidade de energia, se torna inevitável. Assim, as vantagens dos filtros híbridos, relativas aos outros métodos de compensação de harmônicos, fazem dessa solução uma excelente proposta de estudo, pesquisa e aplicação para compensação de harmônicos.

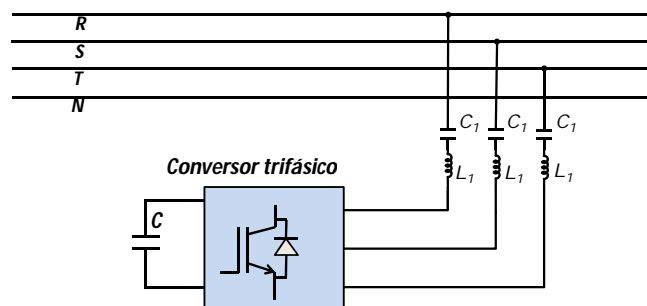
4 FILTRO HÍBRIDO À QUATRO FIOS: ANÁLISE DE ESCOLHA

4.1 Introdução

Diante das tecnologias para compensação de reativos e harmônicos, e suas respectivas vantagens e desvantagens confrontantes, apresentadas anteriormente, o uso de filtros híbridos de potência têm se tornado uma solução de engenharia atrativa no que tange a solução para os problemas de qualidade de energia pelo custo envolvido na mesma.

Um filtro híbrido de potência (*FHP*) típico consiste da associação de um filtro passivo de potência em série com um filtro ativo de potência. Esta estrutura permite que o conversor do filtro ativo seja dimensionado para uma tensão menor do que a de um filtro ativo puro. O filtro híbrido de potência pode ser implementado em uma topologia a três fios ou em uma topologia a quatro fios. A Figura 4.1 mostra um filtro híbrido de potência a quatro fios conectado à rede de distribuição (AKAGI; SRIANTHUMRONG; TAMAI, 2003).

Figura 4.1: Filtro híbrido a três fios.



O objetivo deste capítulo é mostrar a comparação entre duas topologias de filtros híbridos de potência, a primeira abordada em (HOSSEINI; NOURI; SABAHI, 2009), (SENINI; WOLFS, 1999a) e a segunda em (ENCARNACAO et al., 2013), (AKAGI, 2006). Como o presente trabalho é um produto de um projeto de pesquisa e desenvolvimento entre a Universidade Federal do Ceará e a *ELETRONBRAS DISTRIBUIÇÃO PIAUÍ*, os seguintes itens serviram como parâmetros comparativos entre os filtros, tendo em vista que o filtro híbrido proposto em (ENCARNACAO et al., 2013) será implementado em uma rede de distribuição em baixa tensão:

- i* Melhoria da taxa de distorção harmônica da rede;
- ii* Correção do fator de potência da rede;
- iii* Potência processada no conversor do filtro;
- iv* Redução da corrente distorcida no neutro.

As análises comparativas entre os filtros foram feitas sobre os resultados de simulações via *software* PSCADEMTDC. E para realizar uma comparação mais justa entre as duas estruturas híbridas foi adotado o mesmo sistema de cargas lineares e não-lineares em ambos os casos.

4.2 Teoria pq

Há quase um século, a teoria de potência ativa e reativa convencional tem sido aplicada na análise, estudos, resolução de problemas e projetos em sistemas elétricos. Muitos a consideram uma teoria correta e válida, no entanto, ela só contempla sistemas monofásicos operando em regime permanente e sem distorção, ou sistemas trifásicos em regime permanente, sem distorção e balanceado.

O problema fundamental da teoria de potência ativa e reativa convencional é que ela foi desenvolvida para circuitos monofásicos e expandida para circuitos trifásicos, considerando-se que os mesmos eram formados pelo arranjo de três circuitos monofásicos independentes e defasados eletricamente de 120° um em relação ao outro, desprezando-se o acoplamento magnético entre as fases. Além disso, a teoria convencional é baseada em fasores e valores eficazes, o que caracteriza ser uma técnica desenvolvida para uma única frequência.

A teoria de potência ativa e reativa instantânea, ou Teoria pq , surgiu devido à necessidade de se explicar os sistemas desbalanceados e com distorções. O crescimento das cargas não lineares foi um incentivo para o surgimento dessa teoria. Ela teve sua primeira versão publicada em japonês em 1982, e foi formalmente apresentada em inglês em uma conferência internacional no ano de 1983 pelos autores através de (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984). É definida para um sistema trifásico com ou sem: neutro, distorções e desbalanços. Ou seja, é uma teoria de potência genérica e bem mais abrangente que a teoria convencional de potência para sistemas elétricos.

Na Teoria pq existem duas abordagens para análise de potência. A primeira é baseada na transformada de Clarke, que transforma um sistema de tensões e correntes trifásicas abc em um sistema estacionário formado por três eixos ortogonais $\alpha\beta 0$. Uma das vantagens da

aplicação da transformada de Clarke é a fácil separação da componente de sequência zero do sistema abc . A segunda abordagem da Teoria pq é desenvolvida diretamente no sistema abc .

A Teoria pq trata o sistema trifásico como único, considerando o acoplamento entre as fases. Ela trouxe a solução para problemas não resolvidos com a teoria convencional, pois além de contemplar os casos nos quais a teoria convencional é válida, ela também contempla os sistemas desequilibrados e os sistemas distorcidos em regime permanente e em regime transitório.

Segundo (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) a potência instantânea drenada por uma carga qualquer se divide em três tipos: a potência instantânea real p , imaginária q e a potência devida as componentes homopolares, p_0 . Tais potências são descritas matematicamente a seguir:

$$p = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta}, \quad (4.1)$$

$$q = v_{\beta} \cdot i_{\alpha} - v_{\alpha} \cdot i_{\beta}, \quad (4.2)$$

$$p_0 = v_0 \cdot i_0. \quad (4.3)$$

Onde as variáveis v_{α} , v_{β} e v_0 representam as componentes estacionárias $\alpha\beta$ e a componente homopolar da tensão, respectivamente. Para as correntes vale o mesmo.

A potência ativa trifásica instantânea também pode ser dada pela soma da potência real p e da potência de sequência zero p_0 . Ou seja,

$$p_{3\phi} = p + p_0. \quad (4.4)$$

Assim, a potência ativa trifásica instantânea pode ser escrita em função das coordenadas $\alpha\beta 0$, como

$$p_{3\phi} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta} + v_0 \cdot i_0, \quad (4.5)$$

por outro lado, a potência ativa trifásica instantânea em termos das variáveis nas coordenadas abc é dada por

$$p_{3\phi} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c. \quad (4.6)$$

Em um sistema trifásico a três ou a quatro fios, quando a tensão e/ou corrente de sequência zero forem nulas, não existe a potência p_0 . Neste caso, a potência instantânea trifásica $p_{3\phi}$ é igual à potência real p .

A potência imaginária q representa a parcela da potência total que não contribui com a realização de trabalho útil. Está presente em cada fase individual, porém se anula quando computadas em todas as fases do sistema. A importância da compensação desta potência está fortemente relacionada com as perdas do sistema elétrico, sem contribuir com o fluxo total de potência ativa.

Escrevendo as equações (4.1), (4.2) e (4.3) em uma única equação matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

No caso mais geral onde as ondas de tensões e correntes apresentam imperfeições, as potências instantâneas terão componentes médias e oscilantes:

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (4.8)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (4.9)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0. \quad (4.10)$$

Considerando um sistema a três fios cuja componente homopolar da corrente é nula $i_0 = 0$, a equação (4.7) pode ser reescrita para

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

Escrevendo (4.11) para as correntes em função das demais variáveis do sistema, ou seja, tensões e potências real e imaginária, e considerando (4.8) e (4.9), tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

A equação (4.12) é extremamente rica de informações, uma vez que ela afirma claramente que é possível calcular com precisão as correntes de compensação as quais possibilitam a mitigação de parcelas não desejáveis das potências real e/ou imaginária, que deterioram a qualidade da energia do sistema.

Para o caso em que haja a necessidade de compensar apenas harmônicos de corrente, é suficiente em (4.12) considerar as parcelas oscilantes das potências real ($-\tilde{p}$) e imaginária ($-\tilde{q}$), com os sinais invertidos. Isso significa que as correntes de compensação irão sintetizar parcelas

oscilantes das potências real e imaginária com mesma magnitude, porém com sinais opostos às parcelas já existentes no sistema. Isto proporcionará a compensação das componentes não desejadas das potências real e imaginária e, portanto, a compensação do sistema. A expressão a seguir mostra a determinação das correntes de compensação para o caso analisado:

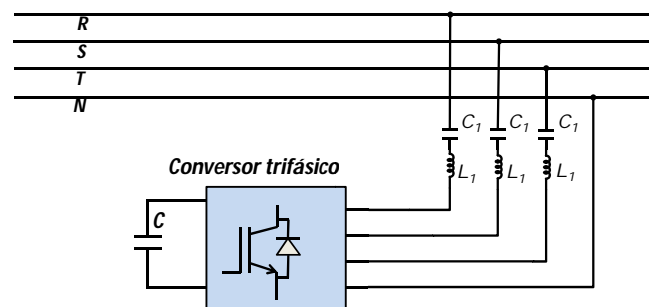
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

É importante salientar que a Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea é muito utilizada para compensação de correntes e tensões harmônicas através do controle de condicionadores de energia, principalmente porque esta teoria é válida tanto em regime permanente quanto durante transitórios. Portanto, bastante adequada para aplicação deste projeto.

4.3 Topologias analisadas

Foram analisadas duas topologias de filtros híbridos de potência e quatro estratégias de controle. A primeira topologia consiste em um filtro híbrido de potência de única sintonia e a quatro fios (*FHUS*) mostrada na Figura 4.2, na qual foram testadas três estratégias de controle. A segunda topologia consiste em um filtro híbrido de dupla sintonia e a quatro fios (*FHDS*), apresentado em (ENCARNACAO et al., 2013), na qual foi aplicada a mesma estratégia de controle desenvolvida pelos autores. O controle de ambos os filtros é baseado na Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984), (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). As topologias *FHUS* e *FHDS* foram escolhidas por apresentarem uma estrutura de potência que permite a adoção de um conversor de baixa potência, (SENINI; WOLFS, 1999b), (AKAGI; SRIANTHUMRONG; TAMAI, 2003) e (ENCARNACAO et al., 2013).

Figura 4.2: Filtro híbrido de única sintonia a quatro fios.



4.3.1 Filtro híbrido trifásico a quatro fios e única sintonia

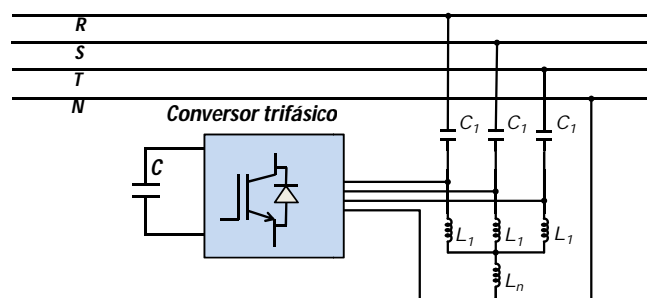
A topologia do filtro híbrido trifásico a quatro fios e única sintonia possui um conversor de três braços, um capacitor no barramento CC e um filtro passivo simétrico, como mostra a Figura 4.2. O filtro passivo pode ser sintonizado para uma única frequência harmônica, ficando o conversor responsável pela sintonia das demais frequências que se deseja eliminar. Estudos realizados em (SENINI; WOLFS, 1999b) mostram a comparação entre dois tipos de $FHUS$, sendo que o autor afirma que a potência processada no filtro ativo pode ser menor caso a malha passiva seja sintonizada na 5^a harmônica.

4.3.2 Filtro híbrido trifásico a quatro fios e dupla sintonia

O filtro híbrido de dupla sintonia abordado nesta subseção tem como base a topologia adotada em (ENCARNACAO et al., 2013) e mostrada na Figura 4.3. Foi utilizada uma combinação dos filtros passivos *b-shaped L-type* e *b-shaped one-branch* para a confecção deste filtro híbrido. A estrutura do mesmo tem um conjunto de três indutores L_1 e um único indutor L_n (SRIANTHUM-RONG; AKAGI, 2002). O indutor L_n é conectado ao neutro do sistema e apresenta frequência de ressonância para a componente de sequência zero quando associado aos indutores L_1 e capacitores C_1 (MONTEIRO; ENCARNACAO; AREDES, 2010). O filtro passivo tem capacidade de compensar duas frequências harmônicas, e geralmente é sintonizado para as duas frequências dominantes, enquanto que o filtro ativo pode compensar as outras harmônicas presentes na carga não linear.

A estrutura híbrida a quatro fios e dupla sintonia teve sua malha passiva sintonizada para a 3^a e a 5^a harmônicas, e a malha ativa ficou responsável por compensar a 7^a , 9^a , 11^a , 13^a , 15^a , 17^a e 19^a harmônicas, da mesma forma como foi feito em (ENCARNACAO et al., 2013).

Figura 4.3: Filtro de dupla sintonia a quatro fios.



O capacitor C_1 e o indutor L_1 são especificados para eliminar a segunda harmônica mais dominante. Os componentes C_1 , L_1 e o indutor L_n devem eliminar a principal harmônica

do sistema. O capacitor C_1 e o indutor L_1 formam o filtro passivo L_1C_1 sintonizado para a 5ª harmônica de frequência, e sua sintonia é determinada por

$$f_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}. \quad (4.14)$$

O grupo composto por C_1 , L_1 e L_n formam o filtro passivo $L_{1n}C_1$, o qual é sintonizado para a 3ª harmônica, e sua frequência de ressonância é dada por

$$f_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + 3 \cdot L_n) \cdot C_1}}. \quad (4.15)$$

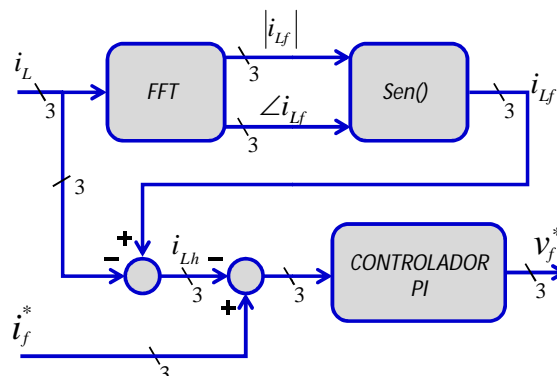
4.4 Estratégias de controle analisadas

Em uma mesma topologia de filtro híbrido pode-se aplicar diversas estratégias de controle. O desempenho do filtro depende tanto da topologia quanto da estratégia de controle. Neste trabalho foram aplicadas três estratégias de controle para o filtro *FHUS* e uma única estratégia para o filtro *FHDS*. Para o *FHDS*, a estratégia de controle tem como principal objetivo atenuar as harmônicas de frequência não sintonizadas pelo filtro passivo.

4.4.1 Filtro híbrido de única sintonia (*FHUS*): primeira estratégia de controle

A primeira estratégia de controle aplicada na topologia *FHUS*, doravante chamada de Modelo *M1*, está indicada em diagrama de blocos na Figura 4.4. O circuito coleta as correntes da carga não linear e retira dessas a componente fundamental de cada fase. Essas componentes serão comparadas com as correntes da carga, e o erro será a referência para a corrente de compensação a ser sintetizada pelo conversor do filtro. Através de um controlador proporcional integrativo (*PI*) gera-se as referências de tensão para o disparo dos interruptores.

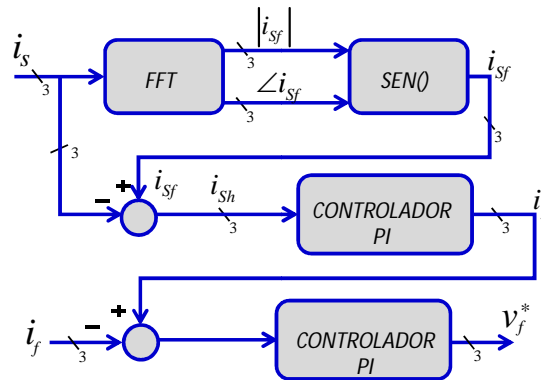
Figura 4.4: *FHUS* - Primeira estratégia de controle.



4.4.2 Filtro híbrido de única sintonia (FHUS): segunda estratégia de controle

A segunda estratégia de controle aplicada a topologia *FHUS*, doravante chamada de Modelo *M2*, é muito parecida com a primeira, porém coletam-se correntes na linha de distribuição. Ela está indicada no diagrama de blocos na Figura 4.5. O circuito coleta as correntes fornecidas pelo lado de baixa tensão do transformador de distribuição e retira a componente fundamental de cada fase. Essas componentes serão comparadas com as correntes coletadas e o erro passa por um controlador *PI* para gerar as referências das correntes a serem sintetizadas pelo filtro ativo de potência. Através de outro controlador proporcional integrativo (*PI*) gera-se as referências de tensão para o disparo dos interruptores.

Figura 4.5: *FHUS* - Segunda estratégia e controle.



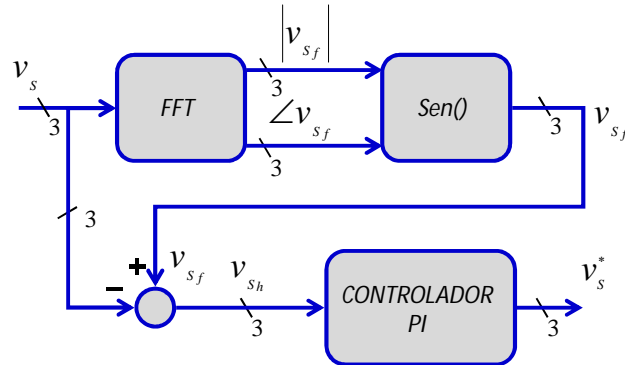
4.4.3 Filtro híbrido de única sintonia (FHUS): terceira estratégia de controle

Na terceira estratégia de controle aplicada à topologia *FHUS*, doravante chamada de Modelo *M3*, o circuito responsável pela aquisição de sinais coleta as tensões na baixa tensão da rede de distribuição, e em seguida extrai-se a componente fundamental de cada fase. Essas tensões são comparadas com as tensões coletadas e o erro corresponde justamente às harmônicas de tensões na rede elétrica. Através de um controlador *PI* gera-se sinais de tensão de referências para disparo dos interruptores do conversor do filtro ativo de potência. O diagrama de blocos do controle abordado é mostrado na Figura 4.6.

4.4.4 Filtro híbrido de dupla sintonia (FHDS): estratégia de controle

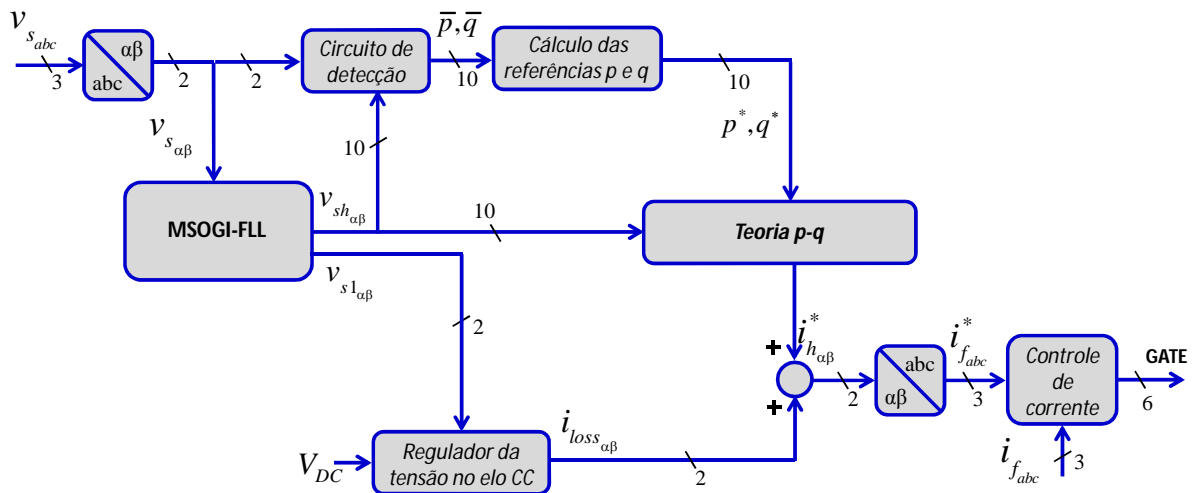
A Figura 4.7 destaca o diagrama de blocos da estratégia de controle aplicada ao conversor do filtro *FHDS*, doravante chamada de Modelo *M4*. Os subscritos *abc* e $\alpha\beta$ simbolizam o sistema de eixos estacionários *abc* e $(\alpha\beta)$ respectivamente. Já os sobrescritos (*) e (-) indi-

Figura 4.6: FHUS - Terceira estratégia e controle.



com valores de referência e valores médio, respectivamente. E os símbolos v_s , v_{sf} , v_{sh} , i_s , i_f , p e q são a tensão no sistema, tensão fundamental do sistema, harmônicas no sistema, fonte de corrente, corrente de compensação, potência ativa instantânea, potência reativa instantânea. O número próximo as linhas indicam a quantidade de sinais que entram ou saem dos blocos de controle.

Figura 4.7: Diagrama de blocos do controle do filtro ativo da topologia FHDS.



Como já mencionado, a estratégia de controle é baseada na teoria de potência instantânea. O circuito de controle coleta as tensões da rede no sistema abc e aplica a transformada de Clarke para obter as tensões coletadas em um sistema de eixos ortogonais estacionários ($\alpha\beta$). Um circuito de sincronização de alta eficiência para múltiplas frequências, conhecido como *Multiple Second Order Generalized Integrator-Frequency Locked Loop (MSOGI-FLL)*, foi utilizado para a sintonia da frequência fundamental das tensões e das harmônicas não sintonizadas pelo filtro passivo. O circuito de sincronização *MSOGI-FLL* foi formalmente apresentado em (RODRÍGUEZ et al., 2011). Ele é formado por um grupo de n filtros adaptativos e seletivos sintonizados para as múltiplas frequências desejadas. Internamente ele é composto por um

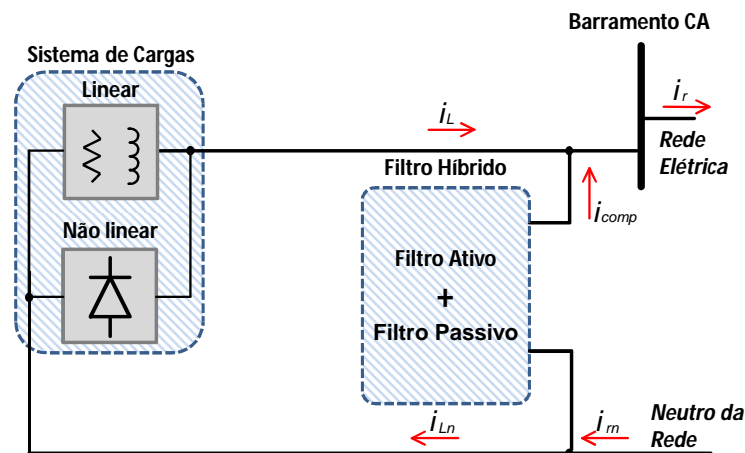
Frequency-Locked Loop (FLL) e *n Dual Second Order Generalized Integrator (DSOGI)*, ambos apresentados em (RODRÍGUEZ et al., 2006a).

As potências instantâneas ativa e reativa podem ser decompostas em duas componentes, a componente média e a componente oscilante, ou em forma de equações temos ($p = \bar{p} + \tilde{p}$) e ($q = \bar{q} + \tilde{q}$). Após o cálculo das potências instantâneas o circuito de detecção separa as partes médias e oscilantes para cada frequência harmônica através de filtro passa baixa. Com a obtenção das referências de potências é fácil obter as referências para as correntes de compensação. Essas correntes são as entradas de um controle por histerese, o qual gera os disparos para acionamento dos interruptores do conversor do filtro ativo. É importante comentar que o regulador de tensão do barramento *CC* (*dc-link regulator*) fornece as componentes de perdas ($i_{loss\alpha\beta}$) para a corrente de compensação. As perdas no chaveamento dos interruptores do conversor estão inclusas nas correntes de perdas. Essa compensação ajuda a manter uma baixa oscilação de tensão no barramento *CC*.

4.5 Resultados de simulação

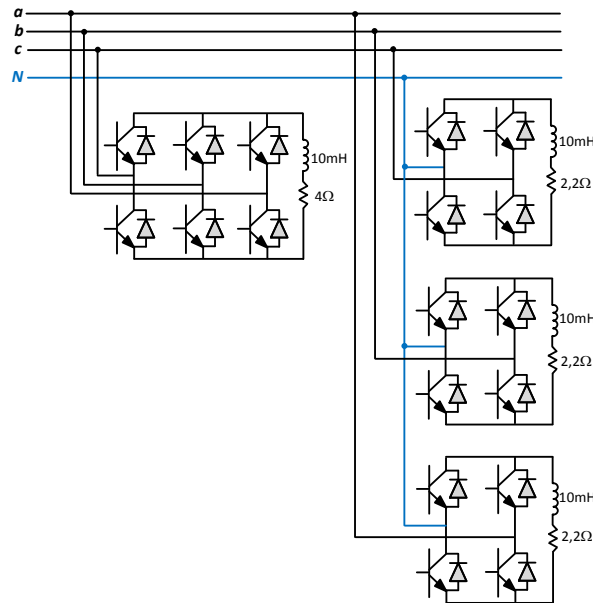
O modelo do sistema elétrico utilizado para a simulação está representada na Figura 4.8, na qual se pode observar que a carga é composta por duas partes, uma linear e uma não-linear. A parte não-linear, destacada na Figura 4.9, consiste em um retificador trifásico em ponte completa totalmente controlado (ângulo de disparo em 30°) alimentando uma carga *RL* com $R = 4 \Omega$ e $L = 10 \text{ mH}$, e três retificadores monofásicos não controlados em ponte completa alimentando, cada um, cargas *RL* com $R = 2,2 \Omega$ e $L = 10 \text{ mH}$.

Figura 4.8: Modelo de simulação desenvolvido no ambiente *PSCAD/EMTDC*.



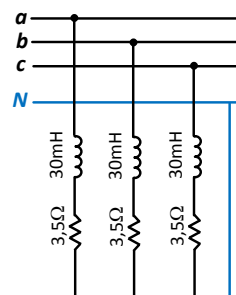
As harmônicas mais relevantes geradas por essas cargas são as componentes de 3^a , 5^a e 7^a ordens. Porém, além dessas, são geradas componentes harmônicas de 9^a , 11^a , 13^a , 15^a ,

Figura 4.9: Carga não linear utilizada no modelo de simulação.



17^a e 19^a ordens na corrente da rede. Já a parte linear é formada por uma carga RL trifásica ligada em estrela, sendo $R = 3,5 \Omega$ e $L = 30 \text{ mH}$, como indicado na Figura 4.10. A potência total das cargas é 34 kVA , e a soma de suas potências ativas totaliza $27,8 \text{ kW}$.

Figura 4.10: Carga linear utilizada no modelo de simulação.



Com exceção do indutor L_n , Figura 4.3, no centro estrela da malha passiva do filtro híbrido de dupla sintonia, todos os componentes (resistores, capacitores, indutores, diodos e chaves semicondutoras) constituintes do filtro híbrido foram os mesmos adotados para os quatro modelos analisados. A malha passiva do $FHUS$ é sintonizada para a 5^a harmônica e a malha passiva do $FHDS$ é sintonizada para a 3^a e 5^a harmônicas.

Cada quesito de eficiência dos filtros será analisado comparativamente para que se possa concluir de forma nítida qual a opção de filtro híbrido é a mais adequada para as condições específicas da rede de distribuição secundária da ELETROBRAS DISTRIBUIÇÃO PIAUÍ e, posteriormente, implementação física.

Nos Modelos $M1$, $M2$ e $M3$ o filtro híbrido entra em operação após dois segundos

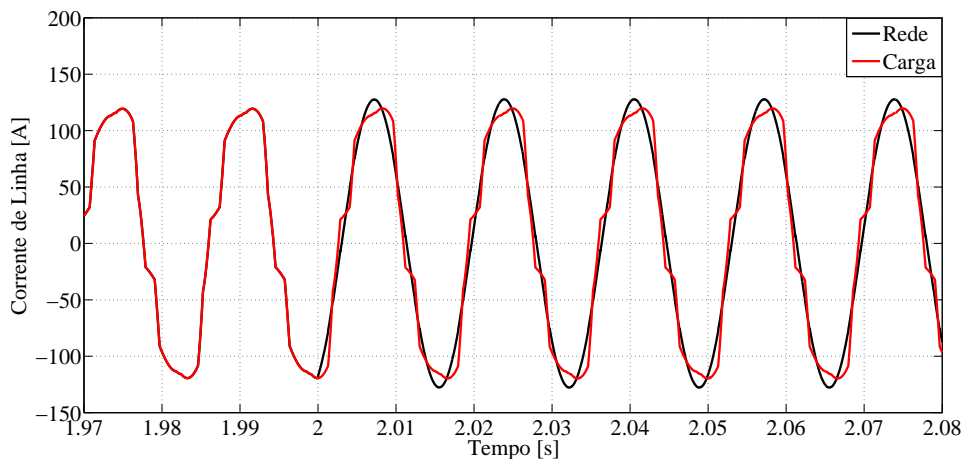
($t = 2$ s) de simulação. Já no Modelo $M4$, o filtro passivo atua em $t = 2$ s e o filtro ativo entra em $t = 4$ s, caracterizando a atuação plena do filtro híbrido de dupla sintonia $FHDS$.

Vale salientar que as simulações realizadas para análise levaram em consideração uma rede hipotética com tensão de 220 V. Portanto, com nível de tensão diferente do encontrado no Nordeste do Brasil. Além disso, os parâmetros utilizados da rede elétrica foram meramente supostos para uma aplicação genérica, com o intuito muito mais de comprovação e análise comparativa das estruturas apresentadas, do que levando em consideração a especificidade do projeto.

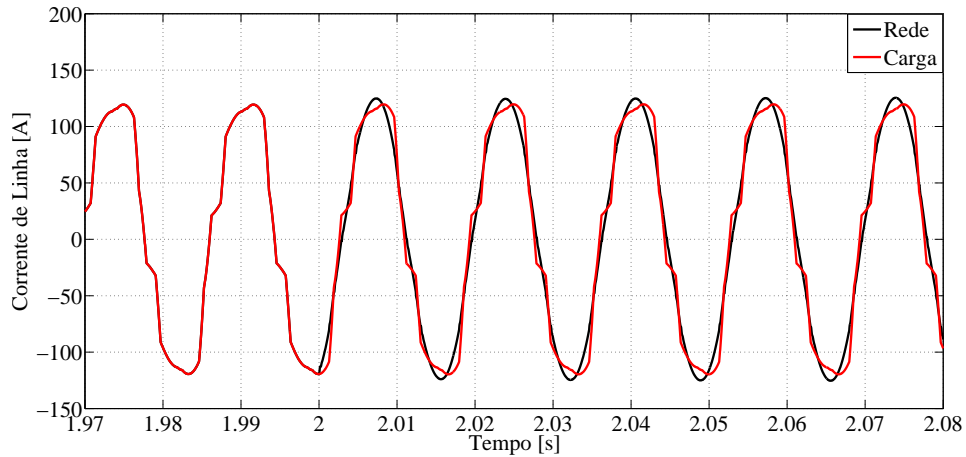
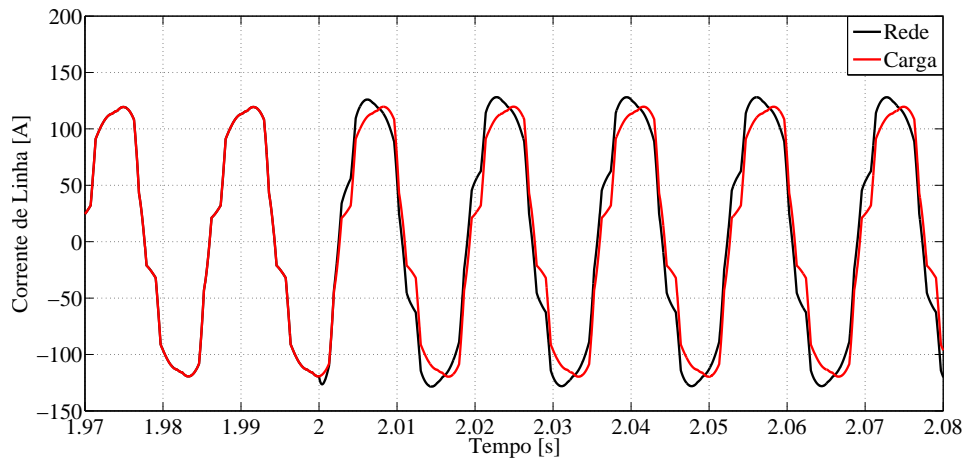
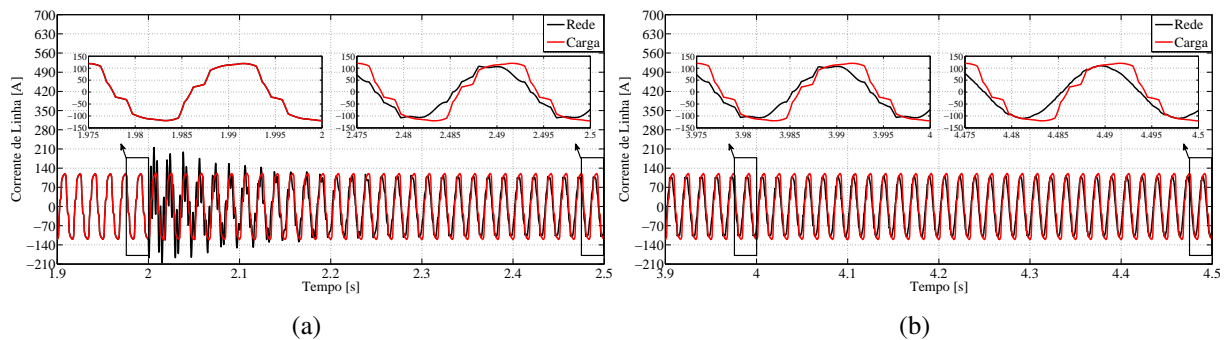
4.5.1 Corrente na fase da rede

Nesta subseção é mostrada a forma de onda da corrente da rede na fase a antes e após a aplicação do filtro híbrido. A Figura 4.11 mostra a corrente da rede elétrica antes e após a atuação do filtro. A corrente da rede tem a mesma forma de onda da corrente da carga não linear antes do filtro entrar em operação.

Figura 4.11: Modelo $M1$ - Corrente na fase a .



As figuras 4.12, 4.13 e 4.14 ilustram o comportamento desta corrente para cada topologia e estratégia de controle utilizada. Os Modelos $M1$ e $M2$ apresentam, visualmente, comportamentos semelhantes e uma excelente correção da distorção harmônica de corrente da rede. Já o Modelo $M3$ comprovou que a terceira estratégia de controle aplicada ao $FHUS$ não é adequada para essa topologia no que tange a compensação de harmônicos de corrente na rede. Na verdade, esta estratégia se assemelha ao controle aplicado para o amortecimento harmônico ao longo de linhas de distribuição, não sendo satisfatório para correções de potência em cargas locais.

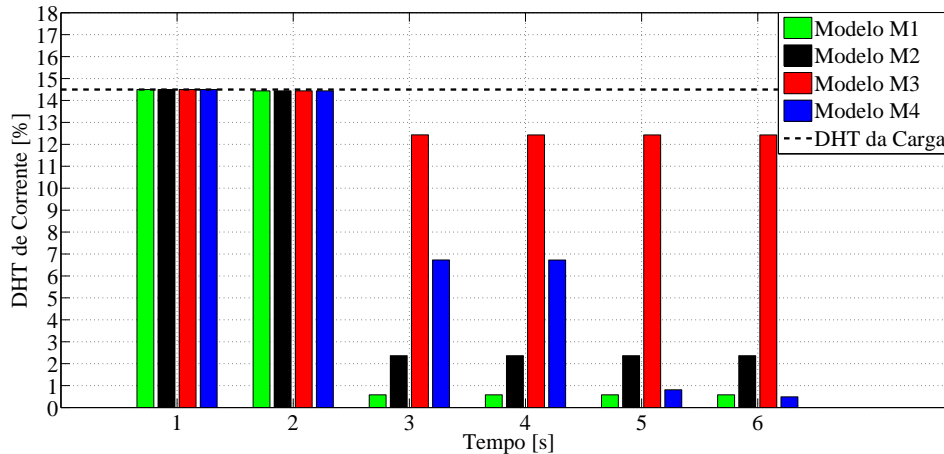
Figura 4.12: Modelo $M2$ - Corrente na fase a .Figura 4.13: Modelo $M3$ - Corrente na fase a .Figura 4.14: Modelo $M4$ - Corrente na fase a : conexão da malha passiva (a) e ativa (b).

É importante lembrar que no modelo $M4$ apenas o filtro passivo está conectado à rede elétrica no período de $t = 2$ s a $t = 4$ s. Nota-se, visualmente, uma melhoria na forma de onda da corrente na rede somente com a inserção da malha passiva do filtro híbrido, inclusive com um comportamento bem melhor do que o do modelo $M3$. Somente a partir de $t = 4$ s o filtro híbrido $FHDS$ opera em toda sua plenitude. Da Figura 4.14, pode-se observar que o filtro apresenta

uma excelente eficiência no tocante à compensação harmônica de corrente.

Contudo, para que a comparação entre as estruturas seja feita de maneira efetiva, é preciso mostrar a distorção harmônica total (*DHT*) propiciada pela atuação dos filtros. A Figura 4.15 mostra a *DHT* de corrente na fase *a* para todos os modelos.

Figura 4.15: Distorção harmônica total *DHT* da corrente na fase *a*.



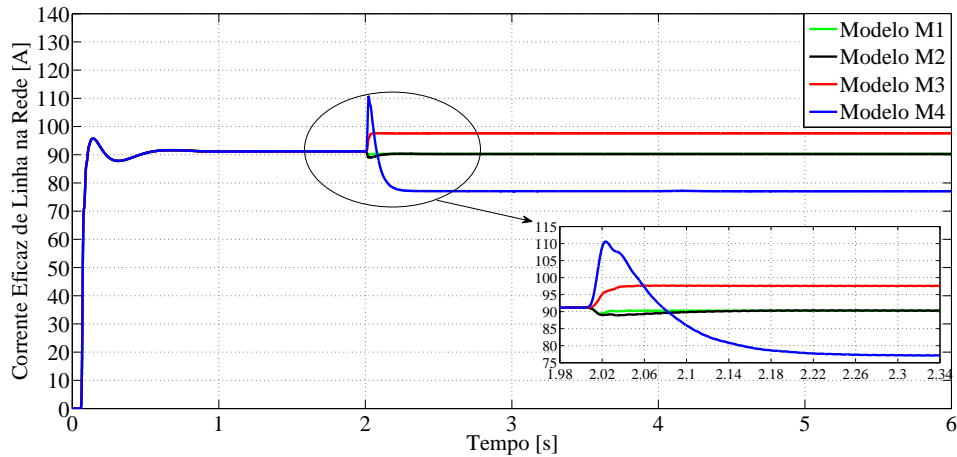
A distorção harmônica total da corrente de carga é 14,5%, e o efeito do filtro é evidenciado após $t = 2$ s. O Modelo *M3*, como esperado, apresenta o pior desempenho, levando a *DHT* da corrente de rede somente para 12,3%. O Modelo *M1* leva a *DHT* da corrente de rede para 0,5%, o que representa uma compensação muito boa. Em $t = 2$ s o filtro passivo do Modelo *M4* entra em ação, e sozinho consegue baixar a *DHT* para 6,7% e a partir de $t = 4$ s, quando o Modelo *M4* está em pleno funcionamento a *DHT* atinge o valor de 0,6%. Nesse parâmetro de eficiência, os Modelos *M1* e *M4* respondem satisfatoriamente e com melhores desempenhos do que os outros modelos.

Finalizando as comparações entre os modelos, relativas às correntes na fase *a*, é mostrado na Figura 4.16 o valor eficaz (*RMS*) desta corrente para cada topologia de filtro. Após a entrada dos filtros, a corrente eficaz da rede elétrica diminui de valor. Note que as formas de onda das correntes eficazes para os Modelos *M1* e *M2* são praticamente iguais, e, apesar do Modelo *M4* apresentar uma sobrecorrente de 22% em $t = 2$ s, ele consegue o melhor resultado final para o valor eficaz da corrente na fase.

4.5.2 Corrente de neutro da rede

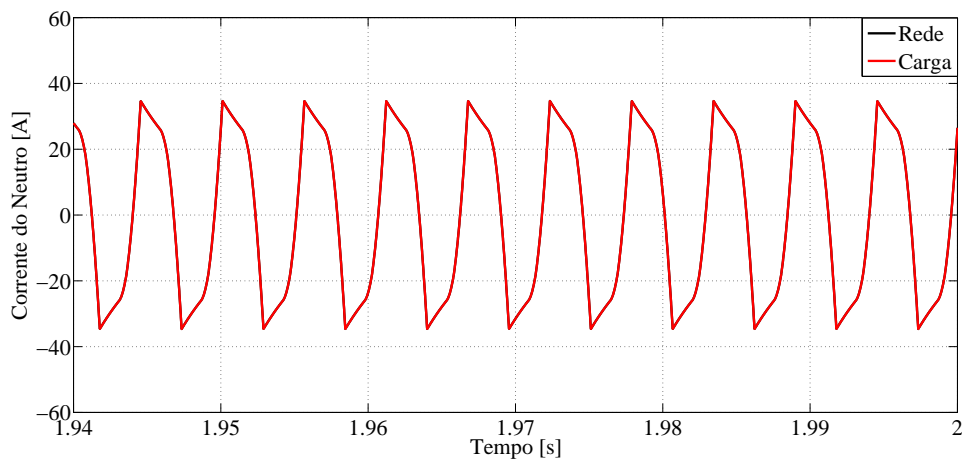
Nesta subseção é mostrada a forma de onda da corrente de neutro antes e após a aplicação do filtro híbrido ativo de potência. A Figura 4.17 mostra a corrente de neutro na

Figura 4.16: Valor eficaz (*RMS*) da corrente na fase *a* para todos os modelos.



carga e na rede antes da inserção dos filtros híbridos ($t = 0$ a $t = 2$ s). Observa-se que a carga não linear dá origem a uma corrente de neutro elevada e distorcida.

Figura 4.17: Corrente de neutro da rede e da carga.



Para os Modelos *M1*, *M2* e *M3* a forma de onda da corrente de neutro é observada nas figuras 4.18, 4.19 e 4.20. É possível observar que para os Modelos *M1* e *M2* há relevante redução na corrente de neutro, enquanto que o Modelo *M3* não conseguiu redução significativa.

Como já mencionado, a atuação do Modelo *M4* é dividida em duas etapas, na primeira etapa é ativada apenas a parte passiva ($t = 2$ s a $t = 4$ s) e na segunda etapa entra a parte ativa ($t = 4$ s a $t = 6$ s), ou seja, só após $t = 4$ s o filtro híbrido entra por completo. As figuras 4.21 e 4.22 mostram a atuação do filtro *FHDS* no tocante à corrente de neutro. Ainda que somente o filtro passivo esteja atuando, ele consegue uma considerável redução desta corrente, e com a operação plena do mesmo a redução é mais acentuada.

Por fim, é mostrado na Figura 4.23 a redução do valor eficaz da corrente de neutro da rede elétrica após a inserção dos filtros. O filtro Modelo *M1* apresenta uma leve vantagem no

Figura 4.18: Modelo *M1* - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.

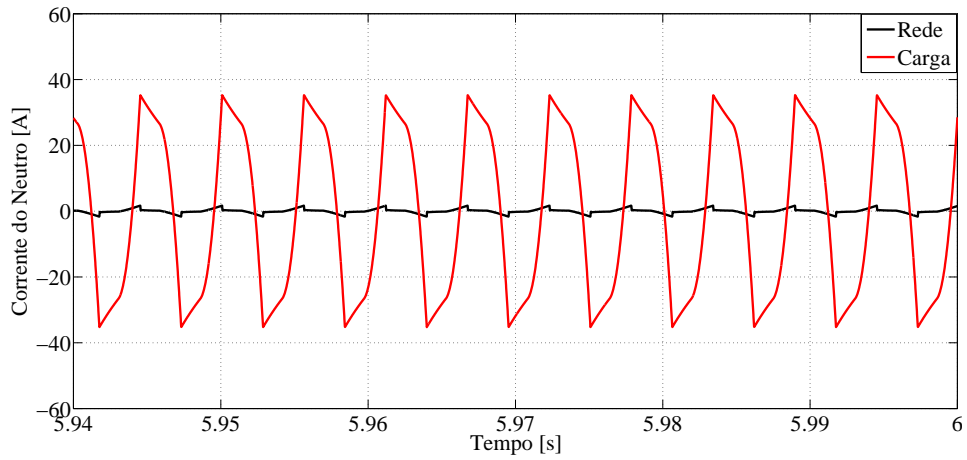


Figura 4.19: Modelo *M2* - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.

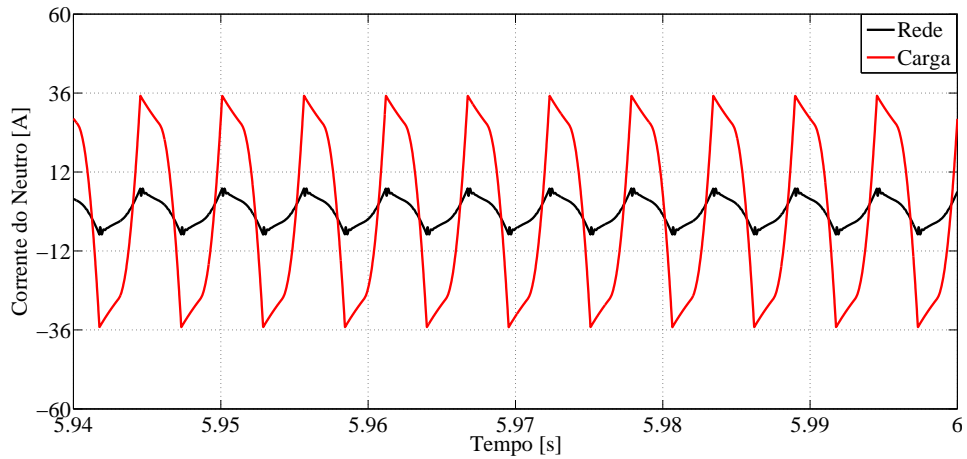
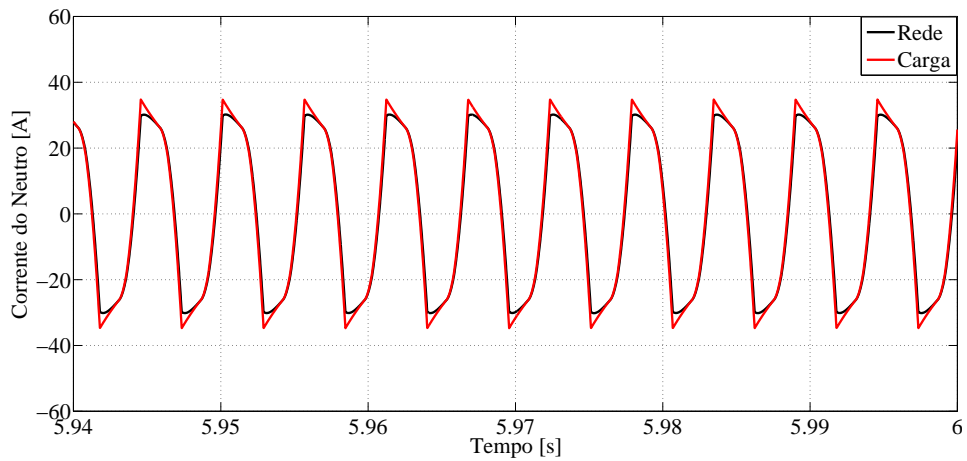


Figura 4.20: Modelo *M3* - Corrente de neutro na rede após atuação do filtro.



valor eficaz final em relação ao Modelo *M4*.

Figura 4.21: Modelo *M4* - Corrente de neutro da rede após atuação do filtro passivo.

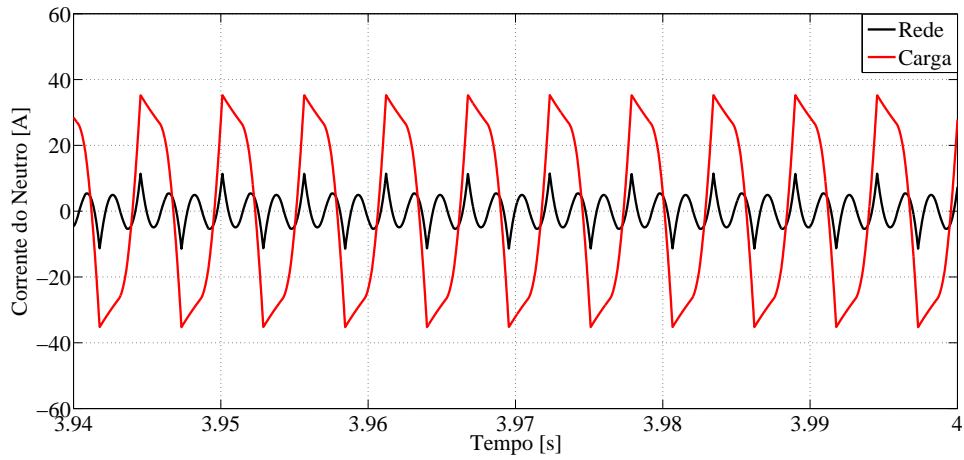


Figura 4.22: Modelo *M4* - Corrente de neutro da rede com filtro híbrido pleno.

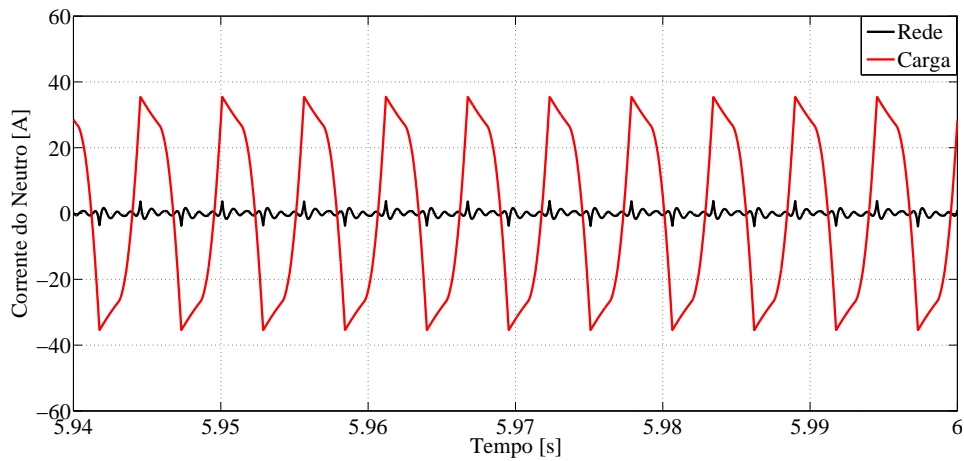
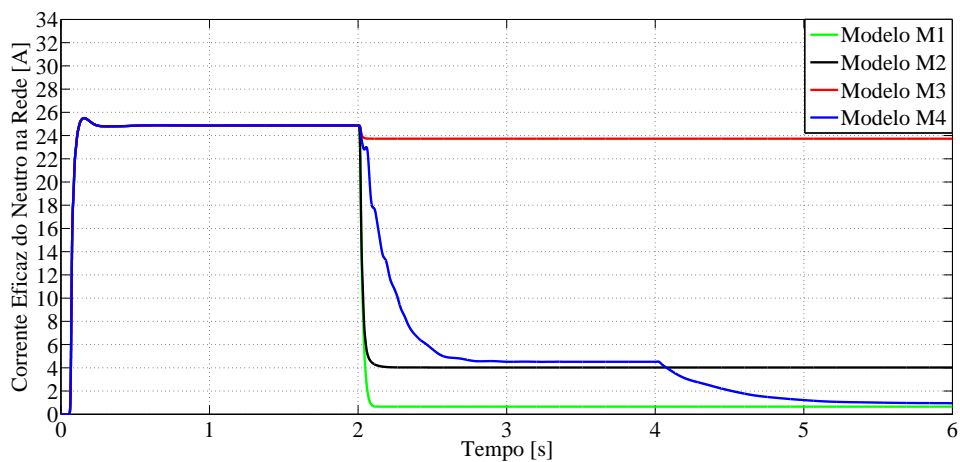


Figura 4.23: Valor eficaz da corrente de neutro da rede.



4.5.3 Tensão na rede

A corrente distorcida exigida pela carga não linear também deteriora a tensão da rede. Assim, as estratégias de compensação desenvolvidas nos filtros contribuem também para a me-

lhoraria da qualidade da tensão de fase do sistema. As harmônicas presentes na tensão da rede dependem das características e impedância da linha. No caso teste, a distorção da tensão da rede devido à carga não linear é pouco acentuada, apresentando uma *DHT* de apenas 1,4%. Mesmo assim, a atuação dos filtros propiciaram uma melhoria nessa forma de onda. As figuras 4.24, 4.25 e 4.26 mostram a atuação dos Modelos *M1*, *M2* e *M3* na melhoria da tensão.

Figura 4.24: Modelo *M1* - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.

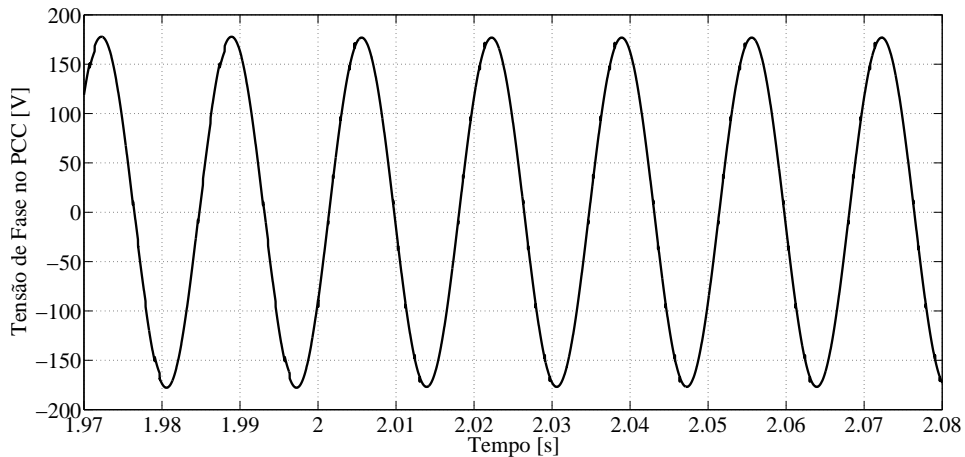
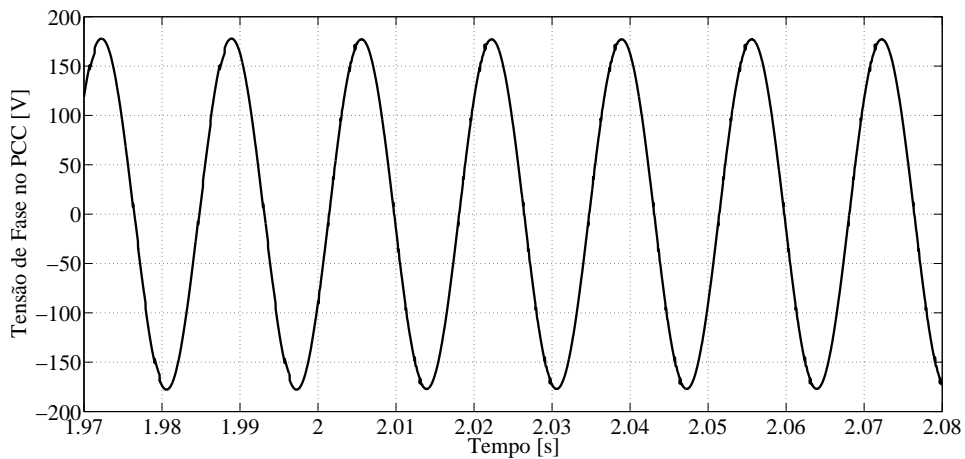


Figura 4.25: Modelo *M2* - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.



No Modelo *M4*, a melhoria aparece mesmo na primeira etapa, somente parte passiva do filtro, e melhora ainda mais com a entrada completa do filtro híbrido, como mostra a Figura 4.27.

A queda na *DHT* na forma de onda da tensão na rede elétrica é confirmada na Figura 4.28. Novamente os filtros dos Modelos *M1* e *M4* apresentam melhores resultados do que os filtros *M2* e *M3*.

Figura 4.26: Modelo *M3* - Tensão na rede antes e após entrada do filtro.

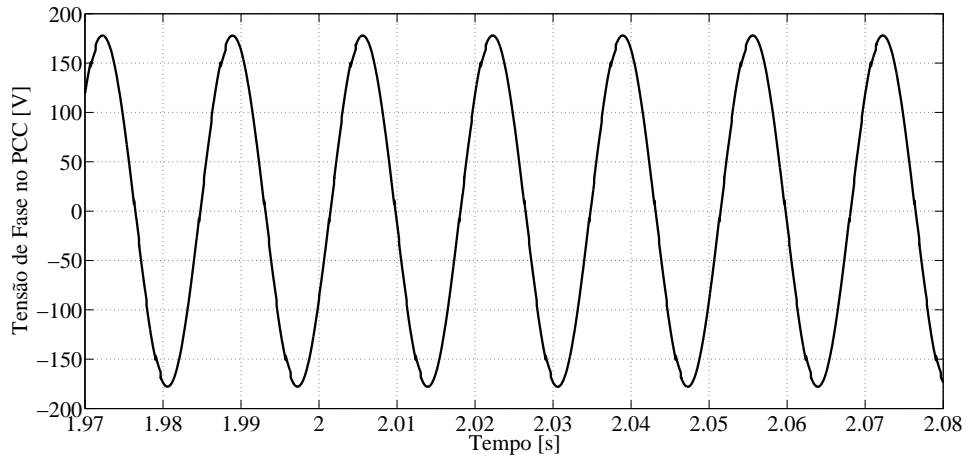


Figura 4.27: Modelo *M4* - Tensão na rede antes e após entrada do filtro: conexão da malha passiva (a) e ativa (b).

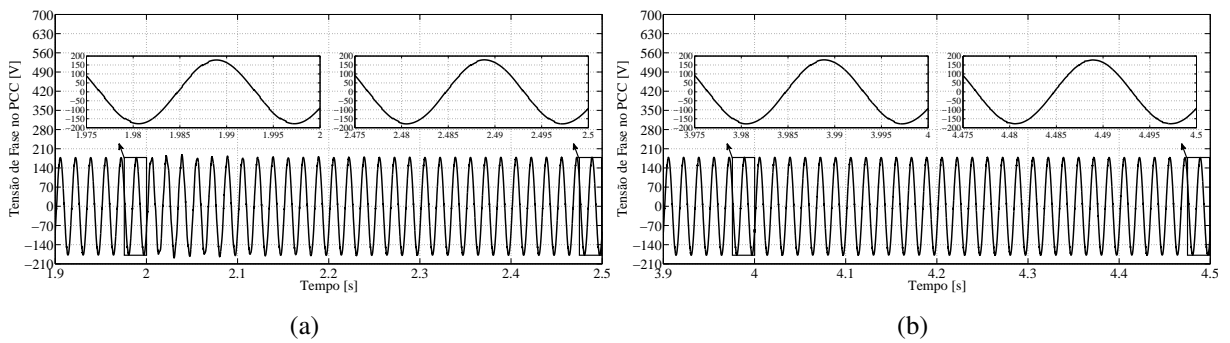
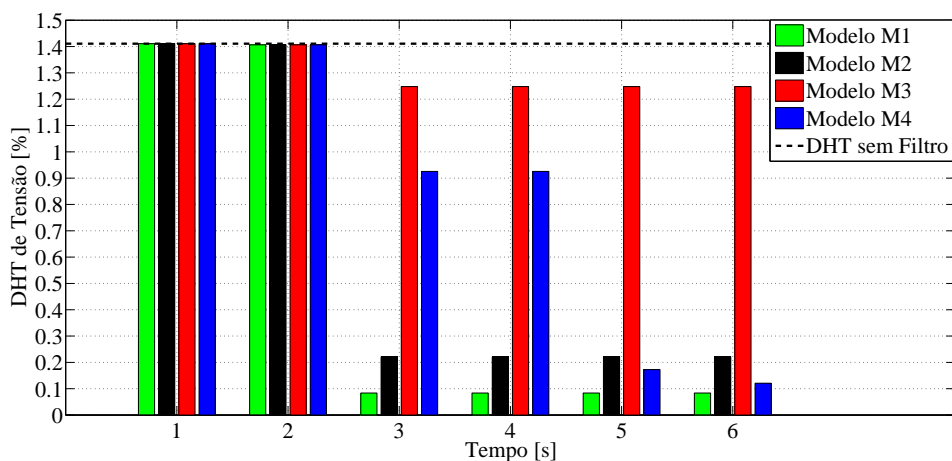


Figura 4.28: *DHT* da tensão da rede na fase *a*.

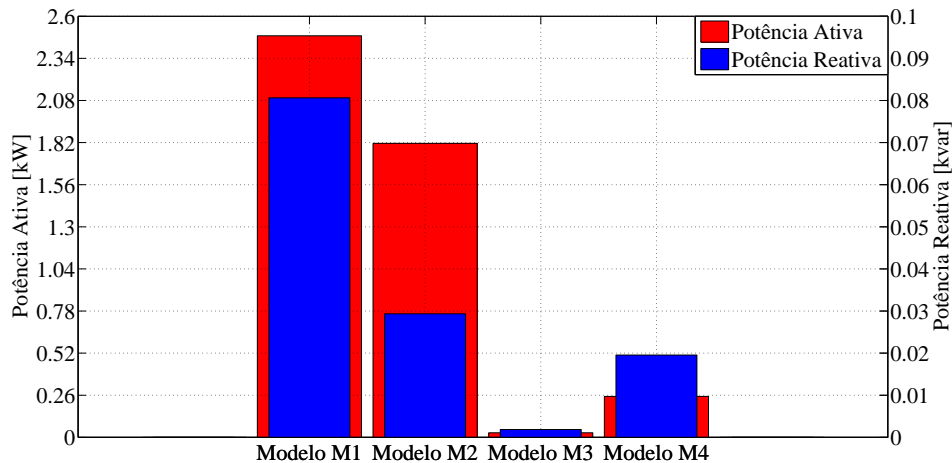


4.5.4 Potência processada no conversor

Um dos parâmetros usados para determinar a eficiência dos filtros híbridos é a potência processada no conversor do filtro ativo. Quanto menor for a relação entre esta potência e a

potência da carga não linear a ser compensada, melhor é a eficiência do filtro híbrido. A Figura 4.29 mostra os valores de potência ativa e reativa processadas nas malhas ativas dos filtros abordados.

Figura 4.29: Potência ativa e reativa processada nos conversores dos filtros.



Observa-se que o Modelo *M3* apresenta o menor processamento de energia no conversor do filtro ativo. Por outro lado, este modelo obteve péssimos resultados nos tópicos anteriores. Desconsiderando-se então o Modelo *M3*, o melhor desempenho nesse quesito é conseguido pelo Modelo *M4*, inclusive com uma grande diferença em relação aos Modelos *M1* e *M2*.

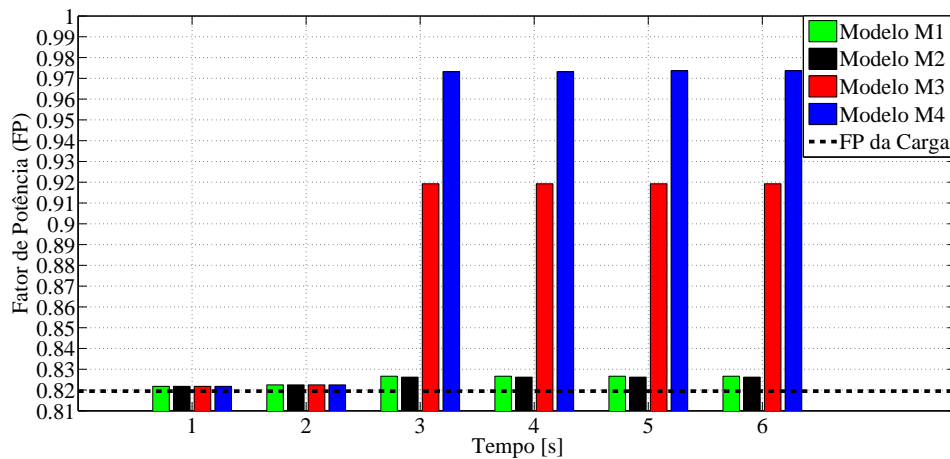
4.5.5 Fator de potência na rede

Uma vez que a rede elétrica considerada alimenta uma carga não linear, existe então a presença de harmônicas nessa rede. A definição de fator de potência se generaliza a partir da definição da *IEEE 519* (*IEEE STD 519-1992, 1993*) e, de acordo com (*KASSICK, 2000*), o fator de potência em um ponto da rede elétrica é a razão entre a potência média (potência ativa perdida para o meio externo na realização de trabalho útil) dado em *watt (W)* e a potência aparente ou total (resultado do produto dos valores eficazes de corrente e tensão) dada em *volt – ampere (VA)*. A expressão matemática, equação (4.16), que define o fator de potência (*KASSICK, 2000*), é similar ao fator de utilização de um transformador utilizado para alimentar um conversor definido em (*RASHID, 1999*).

$$FP = \frac{P_{méd}}{S_{total}} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t)^2 \cdot dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t)^2 \cdot dt}} \quad (4.16)$$

O comportamento do fator de potência da rede elétrica antes e após a inserção dos filtros híbridos, foi também utilizado como elemento de comparação entre os desempenhos dos mesmos. A Figura 4.30 mostra a influência dos filtros na melhoria do fator de potência da rede elétrica.

Figura 4.30: Fator de potência da rede elétrica.



Através dos resultados apresentados anteriormente, constatou-se que o Modelo *M4* obteve o melhor resultado para a correção do fator de potência, que é inicialmente 0,82 e passa a ter um valor superior a 0,97. Os Modelos *M1* e *M2* não atingem o valor de 0,83.

4.5.6 Análise dos resultados

Neste capítulo foram realizadas análises comparativas, através de resultados de simulação, entre duas topologias de filtros híbridos. Na primeira topologia (*FHUS*) foram testadas três estratégias de controle, e na segunda (*FHDS*) testou-se somente uma estratégia de controle. Os critérios utilizados para a análise comparativa entre as topologias e estratégias de controle, que receberam as identificações de Modelo *M1*, Modelo *M2*, Modelo *M3* e Modelo *M4*, foram:

- i*) Diminuição da (*DHT*) da corrente na fase da rede;
- ii*) Valor eficaz (*RMS*) final da corrente da rede;
- iii*) Redução da corrente de neutro da rede;
- iv*) Melhoria da tensão da rede;
- v*) Potência processada no conversor do filtro híbrido;
- vi*) Correção do fator de potência da rede.

Dos quatro modelos analisados, os que demonstraram melhores desempenhos foram os Modelos $M1$ e $M4$. Nestes modelos será concentrada maior atenção para se realizar a escolha da topologia e estratégia a serem aplicadas no filtro híbrido de potência que será projetado para a ELETROBRAS DISTRIBUIÇÃO PIAUÍ.

Nos critérios $i)$, $iii)$ e $iv)$ os dois modelos apresentaram resultados finais semelhantes, porém para os demais itens o Modelo $M4$ apresentou melhores resultados. Além disso, o Modelo $M4$ tem em sua composição um filtro passivo de dupla sintonia permitindo, devido a sua configuração, que a estrutura de filtragem continue funcionando em uma eventual desconexão do filtro ativo, por exemplo, para a execução de manutenção do conversor. A grande vantagem do Modelo $M1$ é sua construção mais simples, o que confere à estrutura uma redução no custo global.

4.6 Conclusões

Filtros híbridos de potência representam uma solução bastante utilizada para compensação de correntes harmônicas em sistemas elétricos. Este capítulo apresentou análises de duas topologias de filtros híbridos a fim de se escolher a melhor opção a ser aplicada no projeto: **Compensação de energia reativa e harmônicos para a melhoria da eficiência energética em redes de distribuição para a ELETROBRAS DISTRIBUIÇÃO PIAUÍ**. Todos os modelos das simulações foram desenvolvidos no *software PSCAD/EMTDC*.

A carga do sistema foi considerada de tal sorte que drenou da rede elétrica uma corrente com as seguintes harmônicas: 3^a , 5^a , 7^a , 9^a , 11^a , 13^a , 15^a , 17^a e 19^a . Isso foi conseguido graças a combinação de cargas passivas RL e cargas não lineares do tipo retificadores monofásicos e trifásicos.

A primeira topologia analisada tratou-se de um filtro híbrido ativo de potência de única sintonia ($FHUS$), enquanto que a segunda tratou-se de um filtro híbrido ativo de potência de dupla sintonia ($FHDS$). Foram escolhidas três estratégias de controle e aplicadas ao $FHUS$, e uma estratégia de controle para o $FHDS$.

Neste trabalho também foi realizada uma breve apresentação da Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea - Teoria pq . Mostrou-se que esta teoria é adequada e bastante utilizada na compensação de reativos e harmônicos de corrente e tensão, principalmente pela facilidade de implementação, e por esta teoria ser válida tanto para regime permanente quanto para transitórios.

Foi mostrado ainda o sistema de sincronização intitulado *Dual Second Order Generalized Integrator-Frequency Locked Loop DSOGI-FLL*. Este sistema foi testado diante de condições adversas, no caso, afundamentos severos de tensão balanceados e desbalanceados o qual se mostrou bastante apropriado para aplicação em condicionadores de energia, principalmente, pela sua simplicidade e velocidade de resposta adequada para a aplicação em questão.

Em seguida, foram realizadas análises comparativas, através de resultados de simulação, entre as duas topologias de filtros híbridos descritas anteriormente. Os critérios utilizados para a análise comparativa entre as topologias e estratégias de controle, que receberam as identificações de Modelo *M1*, Modelo *M2*, Modelo *M3* e Modelo *M4*, foram:

- i*) Diminuição da (*DHT*) da corrente na fase da rede;
- ii*) Valor eficaz (*RMS*) final da corrente da rede;
- iii*) Redução da corrente de neutro da rede;
- iv*) Melhoria da tensão na rede;
- v*) Potência processada no conversor do filtro ativo;
- vi*) Correção do fator de potência da rede.

Dos quatro modelos analisados, os que demonstraram melhores desempenhos foram os Modelos *M1* e *M4*, portanto, considerados para a escolha da topologia e estratégia a serem aplicadas no filtro híbrido de potência, objeto deste trabalho.

Nos itens *i*), *iii*) e *iv*) os dois modelos apresentaram resultados finais semelhantes, porém para os demais itens o Modelo *M4* apresentou melhores resultados. Além disso, o Modelo *M4* tem em sua composição um filtro passivo de dupla sintonia permitindo o filtro híbrido compensar duas harmônicas (geralmente as mais intensas) em uma eventual desconexão do filtro ativo, por exemplo, para a execução de manutenção do conversor.

Foi mostrado que o Modelo *M4* pode compensar harmônicos de corrente com uma demanda de potência, por parte do conversor do filtro híbrido, bastante reduzida em relação à potência da fonte de distúrbios (carga). Em outras palavras, isto significa redução no volume e no custo global do filtro híbrido.

A grande vantagem do Modelo *M1* é sua construção mais simples. Porém, esta configuração devido a sua simplicidade, não é capaz de proporcionar a qualidade de energia buscada neste projeto. Ou seja, em termos de redução das distorções harmônicas de corrente e tensão

o Modelo *M1* consegue atender, mas com relação ao fator de potência (consequentemente, redução das perdas ôhmicas nos alimentadores e transformador da rede elétrica) o Modelo *M4* se mostrou mais adequado.

Portanto, de acordo com os resultados das análises discutidas neste capítulo que levaram em consideração quesitos como: qualidade da energia proporcionada, redução da corrente de neutro da rede, relação entre potência do filtro híbrido e potência da carga, flexibilidade da estrutura com respeito à manutenção, e robustez do sistema, entre outros. O filtro híbrido de dupla sintonia será a opção para o desenvolvimento do filtro de potência, objeto deste projeto.

Ficou claro neste trabalho que o filtro híbrido de dupla sintonia a quatro fios pode compensar correntes harmônicas em redes de distribuição proporcionando boa qualidade da energia no ponto de conexão, além de manter uma baixa relação, com valores típicos em torno de 10%, entre a potência do filtro e a potência da subestação a qual este será conectado.

5 MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO

5.1 Introdução

O capítulo 4 mostrou, através de simulações computacionais, as vantagens do filtro híbrido de dupla sintonia *FHDS*, Figura 4.3, e os motivos de sua escolha frente a outra estrutura híbrida, bastante conhecida na literatura por apresentar um filtro ativo de baixa potência, (AKAGI; SRIANTHUMRONG; TAMAI, 2003). O objetivo deste capítulo é mostrar uma modelagem matemática para determinação dos elementos passivos do filtro bem como a potência nominal do conversor da malha ativa.

Além, da modelagem matemática do filtro híbrido proposto, Figura 4.3, este capítulo irá apresentar a estratégia de controle adotada para o filtro.

5.2 Determinação dos harmônicos a serem amortecidos pela malha passiva

Como mencionado no capítulo 4 a malha passiva é sintonizada para as duas harmônicas mais intensas do sistema medidas no ponto onde será conectado o filtro híbrido. Esse ponto citado anteriormente como ponto de conexão comum (*PCC*) é o ponto localizado nos terminais do secundário do transformador de baixa tensão e que atende consumidores de baixa tensão. Os consumidores, representados por um sistema de cargas lineares e não-lineares, podem apresentar um espectro harmônico qualquer, mas para efeito de projeto do filtro híbrido proposto foi adotado um sistema de cargas cujas harmônicas mais intensas são as de terceira e quinta ordem.

Contudo, na prática, o procedimento adequado a se adotar consiste em medir os harmônicos no *PCC* e com base na Tabela 2.6 é determinada a faixa de valores percentuais de distorção harmônica total *DHT* permitidos. A Tabela 2.6 é reescrita aqui como Tabela 5.1, (IEEE STD 519-1992, 1993).

A tensão eficaz de fase na frequência fundamental da rede bem como a impedância da rede são parâmetros que devem ser conhecidos para o cálculo da corrente de curto-circuito no

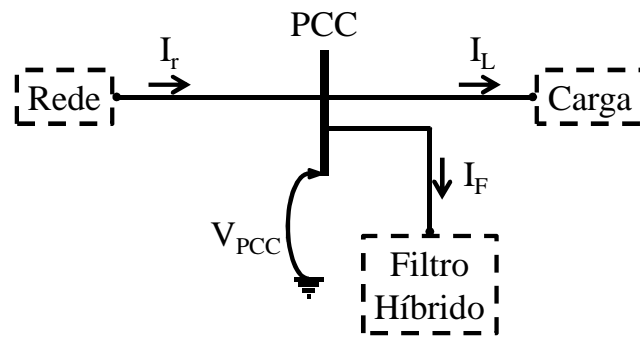
Tabela 5.1: Limites de distorção harmônica de corrente em sistemas de 120 V a 69 kV.

Máxima Distorção Harmônica de Corrente (120 V a 69 kV)						
I_{SC}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	DHT
< 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
$50 < 100$	10,5	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: (IEEE STD 519-1992, 1993).

PCC. A Figura 5.1 representa de maneira simples a disposição da rede em relação ao filtro e o sistema de cargas.

Figura 5.1: Sistema de potência de distribuição a ser analisado.



A corrente de curto-circuito é dada pela equação (5.1).

$$I_{SC} = V_{RMSf} / Z_{rf}. \quad (5.1)$$

Onde: I_{SC} corrente de curto-circuito, V_{RMSf} valor eficaz da componente fundamental da tensão no *PCC* e Z_{rf} é a impedância da rede na frequência fundamental.

A partir da medição de harmônicos no *PCC* são levantados os dados das componentes fundamental e harmônicas da corrente. Diante desses resultados é obtido o valor eficaz da componente fundamental, a distorção harmônica individual das harmônicas e a *DHT* da corrente que flui pelo *PCC* para a rede.

Com o valor eficaz da componente fundamental da corrente e I_{SC} , calculada em (5.1), é calculada a relação da capacidade de curto-circuito, (5.2).

$$RCC = \frac{I_{SC}}{I_{RMSf}}. \quad (5.2)$$

Onde: RCC é a relação da capacidade de curto-circuito, I_{RMSf} é o valor eficaz da componente fundamental de corrente.

A partir da relação de curto-circuito RCC descobre-se a faixa de valores máximos de distorções harmônicas permitidos pela *IEEE 519*, (*IEEE STD 519-1992, 1993*), e com base na medição no *PCC* verifica-se os dois harmônicos mais intensos (com níveis de distorção acima do exigido pela *IEEE 519*) a serem compensados pela malha passiva do filtro híbrido. No caso do presente trabalho, o caso hipotético apresentou as harmônicas de ordem 3 e 5 como as mais intensas.

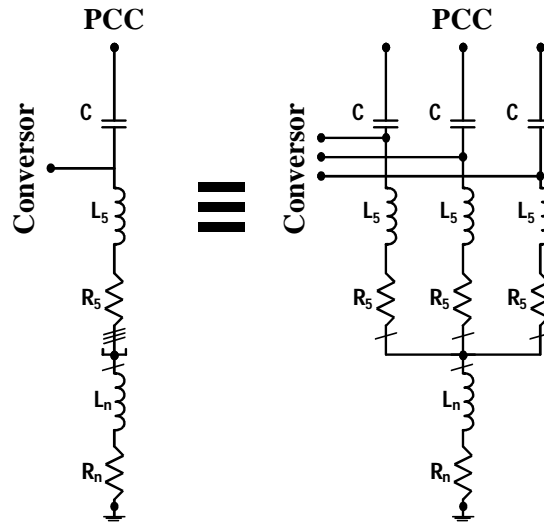
Deve ser lembrado que a *IEEE 519* normatiza as *DHTs* tanto de corrente quanto de tensão e com relação a corrente a *IEEE* ainda limita os níveis de distorção permitido para cada harmônico. Isso é interessante, pois o filtro híbrido operando sem sua malha ativa (sem o conversor), ou seja, operando como um filtro passivo, não seria capaz de compensar outras harmônicas (fora aquelas para quais ele foi projetado) que pudessem estar fora do exigido por norma. Consequentemente a malha passiva seria incapaz de, por si, reduzir a *DHT* de corrente para valores inferiores ao exigido pela *IEEE*. O mesmo vale para a *DHT* de tensão no *PCC*. Contudo, a malha passiva deve ser capaz de reduzir a distorção harmônica das duas frequências de sintonia para valores permitidos pela *IEEE 519* e corrigir o fator de deslocamento para o exigido pela norma da concessionária de energia elétrica local.

5.3 Modelagem da malha passiva

Nesta seção será apresentada a metodologia utilizada para a especificação dos elementos passivos da malha passiva (ou filtro passivo) do filtro híbrido. Esta metodologia é baseada nas referências (*ANEEL N 456, 2000*), (*KASSICK, 2000*) e (*IEEE STD 519-1992, 1993*). Ou seja, o projeto da malha passiva visa compensar os harmônicos frente a *IEEE 519* e dar suporte de reativo corrigindo o fator de deslocamento para um valor maior ou igual a 0,92. Assim, o filtro híbrido ainda permite a melhoria da qualidade de energia do sistema em uma situação de ausência do conversor (em caso de manutenção, por exemplo), apenas com a malha passiva. A malha passiva é detalhada, isoladamente, na Figura 5.2.

A equação (3.3), reescrita em (5.3), descreve matematicamente a impedância de um filtro sintonizado *RLC* série, Figura 3.1. Embora a estrutura da malha passiva não seja exata-

Figura 5.2: Detalhamento da malha passiva.



mente um filtro sintonizado RLC série, seus comportamentos são similares. O filtro passivo do filtro híbrido, Figura 5.2, é sintonizado para duas componentes harmônicas 3^a e 5^a , assimétrica e simétrica, respectivamente, assim, ambas enxergam, individualmente, filtros sintonizados para sua respectivas frequências em uma mesma estrutura. Dessa forma o filtro ou malha passiva da Figura 5.2 pode ser analisado separadamente como dois filtros sintonizados para frequências diferentes.

$$Z = R + j \cdot (X_L - X_C). \quad (5.3)$$

Onde: Z é a impedância do filtro sintonizado RLC série, R resistência do filtro, X_L e X_C reatâncias indutiva e capacitiva, respectivamente.

O fator de deslocamento F_{desl} foi definido no capítulo 2, equação (2.13), reescrita em (5.4). Para o projeto da malha passiva do filtro híbrido é necessário uma medição, no ponto de conexão comum PCC , do fator de deslocamento atual do sistema de cargas a fim de determinar a capacitância necessária para a correção do mesmo.

$$F_{desl} = \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) = \cos(\phi_{desl}). \quad (5.4)$$

Onde: θ_{V1} é o ângulo de fase da fundamental de tensão e θ_{I1} é o ângulo de fase da fundamental da corrente. A diferença entre esses ângulos é chamado de ângulo de deslocamento (ϕ_{desl}) e o seu cosseno é o fator de deslocamento (F_{desl}).

Calculando a tangente do ângulo de deslocamento e igualando a razão entre a potência ativa e reativa na frequência fundamental pode-se obter a equação (5.5). Essa equação determina a potência reativa na frequência fundamental devido a característica indutiva da carga. Como explanado no capítulo 2, se as cargas apresentarem comportamento linear o fator de potência real, equação (2.19), se resume apenas ao fator de deslocamento. Analisando essa situação, possível em uma rede de distribuição, a malha passiva do filtro híbrido se comportaria como um banco de capacitor.

$$Q_{L3\phi} = P_{3\phi} \cdot \tan(\phi_{desl}). \quad (5.5)$$

Onde: $Q_{L3\phi}$ é o reativo trifásico devido às cargas indutivas e $P_{3\phi}$ é a potência ativa trifásica na frequência fundamental.

Utilizando a equação (1.2), reescrita em (5.6), e da equação (5.5) a potência reativa trifásica na frequência fundamental necessária para corrigir o F_{desl} pode ser encontrada.

$$Q_{C3\phi} = Q_{L3\phi} - P_{L3\phi} \cdot \tan(\cos^{-1}(0,92)). \quad (5.6)$$

Onde: $Q_{C3\phi}$ é o reativo capacitivo trifásico na frequência fundamental necessário para corrigir o F_{desl} .

Com o valor de $Q_{C3\phi}$ é possível encontrar o valor da capacitância C do capacitor da malha passiva do filtro através da última equação em (5.7). Lembrando que a malha passiva, Figura 5.2, do filtro híbrido é implementada com três capacitores monofásicos, um em cada fase.

$$Q_{C1\phi} = \frac{Q_{C3\phi}}{3} = \frac{V_{RMS}^2}{X_C} = V_{RMS}^2 \cdot \omega_f \cdot C \rightarrow C = \frac{Q_{C3\phi}}{3 \cdot V_{RMS}^2 \cdot \omega_f}. \quad (5.7)$$

Onde: $Q_{C1\phi}$ é o reativo monofásico do capacitor, V_{RMS} é a tensão eficaz de fase da rede (220 V) na frequência fundamental, X_C é a reatância capacitiva na frequência fundamental, ω_f é a frequência fundamental em $[rad/s]$ e C é a capacitância monofásica da malha passiva do filtro.

É importante notar que se um filtro passivo sintonizado RLC série (Figura 3.1) é sintonizado para uma harmônica de ordem n a sua impedância apresenta uma característica predominantemente capacitiva na frequência fundamental. Partindo da igualdade em (5.8), quando ocorre a ressonância entre o elemento indutivo e capacitivo do filtro RLC , pode-se obter o valor

da indutância em função da capacitância em (5.9)

$$n \cdot \omega_f \cdot L = \frac{1}{n \cdot \omega_f \cdot C}. \quad (5.8)$$

Onde: L é a indutância.

De (5.8):

$$L = \frac{1}{n^2 \cdot \omega_f^2 \cdot C}. \quad (5.9)$$

Para frequência fundamental, e utilizando (5.9), a parte imaginária resultante do filtro (reatância indutiva menos a reatância capacitiva) assume o seguinte valor literal:

$$X_R = \omega_f \cdot L - \frac{1}{\omega_f \cdot C} = \omega_f \cdot \frac{1}{n^2 \cdot \omega_f^2 \cdot C} - \frac{1}{\omega_f \cdot C} = \frac{-1 + (1/n^2)}{\omega_f \cdot C}. \quad (5.10)$$

Onde: X_R é a reatância resultante na frequência fundamental.

Observando a última igualdade da equação (5.10) pode-se concluir que se n é a ordem das harmônicas, portanto um número \mathbb{Z}_+^* diferente de 1, X_R sempre terá caráter capacitivo pois sempre será negativo. Da última equação em (5.10) é possível definir uma capacitância equivalente (C_{eq}) em (5.11).

$$C_{eq} = \frac{C}{1 - (1/n^2)}. \quad (5.11)$$

A equação (5.11) mostra que o capacitor, inicialmente projetado para corrigir o fator de deslocamento F_{desl} , teria uma capacitância C , (5.7), se o mesmo fosse conectado sozinho à rede como um banco capacitivo. Contudo, como o capacitor será conectado a um indutor para compor um filtro passivo sintonizado, a capacitância vista na frequência fundamental ω_f será C_{eq} , (5.11). Portanto, o filtro passivo sintonizado tende a injetar mais reativo que um banco capacitivo de capacitância C quanto menor for a ordem da harmônica de sintonia.

O filtro passivo desenvolvido para ser a malha passiva do filtro híbrido, Figura 5.2, pode ser analisado separadamente como dois filtros passivos sintonizados: $R_5 + L_5 + C$ sintonizado para 5^a e $R_5 + 3 \cdot R_n + L_5 + 3 \cdot L_n + C$ sintonizado para 3^a .

Em cada fase as componentes assimétricas da corrente enxergam os elementos $R_5 + 3 \cdot R_n + L_5 + 3 \cdot L_n + C$. Onde $R_5 + 3 \cdot R_n = R_3$ e $L_5 + 3 \cdot L_n = L_3$ são as perdas e a indutância da malha passiva para as componentes assimétricas. Já as componentes simétricas da corrente

enxergam, apenas, os elementos $R_5 + L_5 + C$. Diante dessa observação é possível afirmar que a componente fundamental da corrente, que é simétrica, enxergaria a reatância resultante X_R , (5.10), com $n = 5$.

Utilizando a equação (5.11), substituindo n por 5, pode-se afirmar que se a malha passiva, Figura 5.2, for comparada a um banco de capacitores, ambos com a mesma capacitância C de projeto, a malha passiva injetará mais reativo na frequência fundamental do que o banco. Tendo em vista que a potência reativa é diretamente proporcional a capacitância, (5.7). Na equação (5.12) é calculado o acréscimo percentual de capacitância (consequentemente de reativo) na malha passiva em relação ao banco capacitivo, com $n = 5$.

$$\Delta(\%) = \frac{C_{eq} - C}{C} \cdot 100 = \frac{[C / (1 - (1/25))] - C}{C} \cdot 100 = 4,167\%. \quad (5.12)$$

Obviamente não é garantido que a capacitância C calculada em (5.7) represente um valor disponível comercialmente. A escolha da capacitância comercial deve prever o aumento de 4,167% de reativos na fundamental e o fator de deslocamento F_{desl} a ser alcançado na correção do mesmo. Por essa razão a capacitância calculada em (5.7) é de fato a capacitância equivalente, C_{eq} , da malha passiva do filtro híbrido para frequência fundamental. Assim, a capacitância utilizada na malha passiva é encontrada pela equação (5.11) com $n = 5$, uma vez que é obtido C_{eq} de (5.7).

Na equação (5.6) foi escolhido um F_{desl} de 0,92 visando o ponto onde será instalado o filtro híbrido (uma rede de distribuição de baixa tensão). No entanto, se a capacitância comercial escolhida vai ser imediatamente superior ou inferior ao valor calculado C de (5.11) vai depender do quão esse valor comercial dista do nominal calculado, da tolerância em cima da capacitância nominal informada pelo fabricante, do F_{desl} medido no sistema e do F_{desl} almejado para o cálculo de C , ou C_{eq} em (5.7).

Uma vez selecionado o capacitor comercial mediante o cálculo de C_{eq} em (5.7), consequentemente de C em (5.11), e atentando para as observações feitas anteriormente, o próximo passo no dimensionamento da malha passiva é o cálculo da indutância L_3 relativa a sintonia da 3ª harmônica. A equação (5.13) relaciona a indutância L_3 com a capacitância C . Essa equação advém da igualdade entre a reatância indutiva e capacitiva na harmônica de ordem $n = 3$. Nesse passo, a malha passiva é tratada como um filtro sintonizado RLC série.

$$L_3 = \frac{1}{(3 \cdot \omega_f)^2 \cdot C}. \quad (5.13)$$

Onde: L_3 é a indutância para do filtro passivo sintonizado para 3^a .

A equação (5.14) que relaciona a indutância do filtro com as suas perdas internas através de um fator de qualidade Q (explanado no capítulo 2, (2.27)), permite encontrar R_3 . A resistência do filtro sintonizado, R_3 , representa, além das perdas internas do filtro, um fator de amortecimento para a componente harmônica de sintonia da corrente.

$$R_3 = \frac{3 \cdot \omega_f \cdot L_3}{Q}. \quad (5.14)$$

Onde: R_3 é a parcela real da impedância do filtro responsável pelas perdas ôhmicas. Q é o fator de qualidade definido no capítulo 2.

A resistência do filtro para a 3^a harmônica é suposta constante uma vez que ela é calculada em (5.14). Como especulado no capítulo 2, o produto do fator de qualidade pela resistência de um filtro sintonizado pode ser associado tanto a reatância indutiva quanto capacitiva. A equação (5.14) relaciona a indutância com o fator de qualidade, pois um capacitor comercial apresenta perdas desprezíveis sendo mais compreensivo associar as perdas do filtro ao reator.

O reator é um elemento físico real que representa a indutância calculada teoricamente e a resistência do filtro (através do fator de qualidade Q , uma vez que as perdas associadas ao capacitor podem ser desprezadas). Mas, também, o reator pode representar só a indutância e uma parte das perdas, resistência, do filtro. Com isso, seria usado um resistor de potência externo ao reator para complementar as perdas de projeto do filtro, dado em (5.14), para a implementação prática do filtro, (SILVA, 2007) e (TEIXEIRA, 2009).

Se na implementação prática de um filtro sintonizado for utilizado apenas dois elementos construtivos (capacitor e reator) todas as perdas serão associadas ao reator pela equação (5.14). Isso leva à uma avaliação do valor do fator de qualidade Q . Ou seja, quanto maior for Q menor será a perda ôhmica do filtro sintonizado, no entanto, mais volumoso será o reator e mais caro será o filtro. Isso se deve ao fato de que o condutor empregado na bobina do reator terá uma bitola maior para diminuir sua resistência mantendo a mesma indutância. A equação (5.15) mostra a relação da resistência de um condutor com a área da sua seção transversal, (VILLATE, 2011).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{a}. \quad (5.15)$$

Onde: R é a resistência ôhmica do material, ρ é a resistividade do material do condutor (depende do tipo de material e da temperatura em que o mesmo se encontra), l é o comprimento do condutor e a é a área da seção transversal do condutor.

Contudo, se a implementação prática de um filtro sintonizado for feita com três elementos construtivos (capacitor, reator e resistor de potência) as perdas serão associadas à combinação do reator com o resistor. De qualquer forma, as perdas ôhmicas do filtro sintonizado serão dadas pela equação (5.14) não importando se o filtro foi implementado com dois ou três elementos construtivos, desde que a indutância e resistência final do filtro sejam iguais aos valores calculados.

O fator de qualidade Q ainda pode ser associado à largura da banda passante do filtro sintonizado LBP , (5.16), pela equação (5.17). A LBP corresponde à uma faixa de valores de frequências para as quais a impedância do filtro apresenta um módulo variando de 3 dB. Ou seja, na frequência de ressonância a parte imaginária do filtro sintonizado (capacitor mais indutor) se anula restando apenas a parte real (resistência ou perdas) e para frequências inferiores ou superiores próximas à de ressonância o módulo da impedância do filtro apresentaria um acréscimo de 3 dB, Figura 5.3, (SILVA, 2007), (TEIXEIRA, 2009).

$$LBP = \omega_s - \omega_i. \quad (5.16)$$

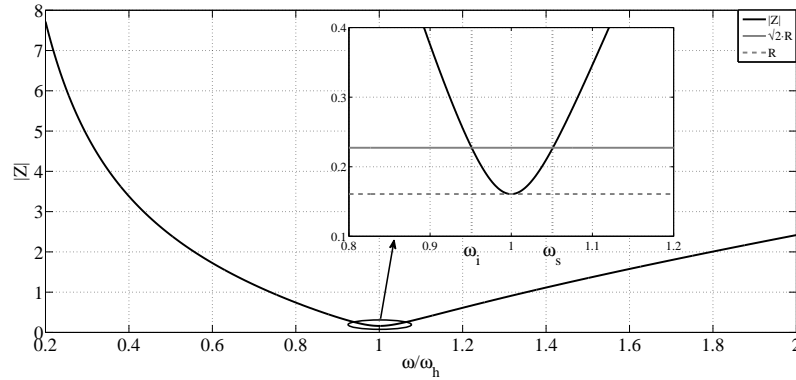
Onde: LBP é a largura da banda passante, ω_s e ω_i são as frequências de corte superior e inferior à frequência de ressonância, em [rad/s], respectivamente.

$$Q = \frac{\omega_h}{\omega_s - \omega_i} = \frac{\omega_h}{LBP}. \quad (5.17)$$

Onde: ω_h é a frequência de ressonância, em [rad/s].

As frequências de corte, ω_s e ω_i , ou frequências de meia potência (como são conhecidas em algumas literaturas) são frequências que levam o filtro sintonizado a apresentar uma potência de saída, ou a potência dissipada em cima do resistor R do filtro RLC série, ser a metade de seu valor máximo, obtido na frequência de ressonância ω_h , (LATHI, 2007) e (BURNS, 2001).

Figura 5.3: Curva normalizada da impedância do filtro.



Na frequência ω_h , $(X_L - X_C) = 0$ em (5.3), apenas a parte resistiva R responsável pelas perdas ou potência ativa consome toda a potência recebida do sistema. A potência de saída ou ativa P , em $[W]$, é igual à potência total S , em $[VA]$, assim, P é chamada de potência de saída P_{out} e S é chamada de potência de entrada P_{in} .

$$P_{out} = P_{in} = I_{MAX}^2 \cdot R. \quad (5.18)$$

Onde: P_{in} potência de entrada, P_{out} potência de saída, I_{MAX} corrente máxima que flui pelo filtro na condição de ressonância e R é a resistência do filtro.

Quando a frequência é ω_s ou ω_i , P_{out} corresponde à metade de P_{in} para a frequência ω_h , (5.18).

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{2} = \frac{I_{MAX}^2 \cdot R}{2} = \left(\frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R = I_{out}^2 \cdot R. \quad (5.19)$$

Onde: I_{out} é a corrente de saída que flui pelo filtro para as frequências ω_s e ω_i .

$$I_{out} = \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}. \quad (5.20)$$

Estabelecendo uma relação de ganho entre as correntes I_{out} e I_{MAX} , I_{out}/I_{MAX} de (5.20), e sabendo que a tensão eficaz nos terminais do filtro sintonizado é a mesma, tem-se:

$$G = I_{out}/I_{MAX} = I_{out} \cdot \frac{1}{I_{MAX}} = \frac{V}{Z_{out}} \cdot \frac{R}{V} = \frac{R}{Z_{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (5.21)$$

Onde: G ganho do filtro, V é a diferença de potencial eficaz entre os terminais do filtro sintoni-

zado e Z_{out} é a impedância do filtro nas frequências de corte.

$$Z_{out} = \sqrt{2} \cdot R. \quad (5.22)$$

Calculando o ganho de fase em decibel [dB] do filtro sintonizado para as frequências de corte, ω_s e ω_i , a partir de (5.21), tem-se:

$$|G|_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \approx -3,01. \quad (5.23)$$

Pela equação (5.17) observa-se que quanto menor for fator de qualidade Q maior será a largura da banda passante LBP . Se o objetivo do filtro sintonizado é atenuar mais harmônicas além da sua frequência de ressonância, quanto menor for o Q melhor será o seu desempenho. No entanto, isso significa que maior será a intensidade de corrente que circula pelo filtro sintonizado. Desta forma, a equação (5.17), em conformidade com a equação (5.14), afirmam que o filtro apresentará mais perdas por efeito *Joule* com um Q menor. Contudo, quanto maior for o Q mais estreita será LBP e menores serão a perdas do filtro. Ter LBP pequena é arriscado, pois o filtro tende a se dessintonizar com facilidade em casos de variação na frequência nominal da rede, e tolerância construtivas sobre os valores nominais da indutância e capacitância do filtro, (SILVA, 2007) e (TEIXEIRA, 2009).

A equação (5.24) define matematicamente o fator de dessintonia que pode ser associado às variações da frequência fundamental da rede, que provocariam um aumento na frequência das respectivas harmônicas e/ou seus deslocamentos de fase. A dessintonia também pode ocorrer em casos de variação da capacitância e indutância do filtro sintonizado seja por operação em sobrecarga ou por tolerância elevada de fabricação desses elementos. Em (SILVA, 2007) e (TEIXEIRA, 2009) é considerado uma dessintonia de 5% como um caso severo. Uma variação de 1% na frequência fundamental da rede é equivalente a uma oscilação de 2% da indutância ou capacitância do filtro sintonizado, nesse caso, a referência (TEIXEIRA, 2009) cita a equação (5.25) relacionando a dessintonia aos elementos indutivo e capacitivo do filtro.

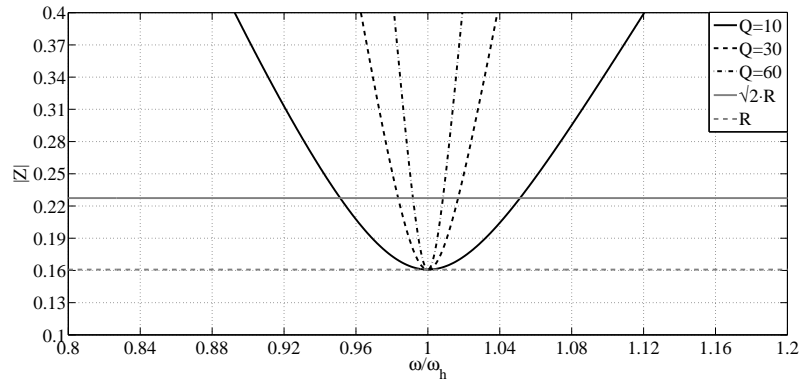
$$\delta = \frac{\omega - \omega_h}{\omega_h}. \quad (5.24)$$

Onde: δ é o fator de dessintonia e ω é uma frequência em [rad/s].

$$\delta = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_h} \right) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta L}{L_h} + \frac{\Delta C}{C_h} \right). \quad (5.25)$$

A Figura 5.4 mostra o efeito do fator de qualidade Q , (5.17), sobre a dessintonia δ quando a resistência do filtro é mantida constante R .

Figura 5.4: Curva normalizada da impedância do filtro mantendo-se as perdas constantes.



Observa-se que quanto maior for o fator de qualidade Q menor será a largura da banda passante LBP que corresponde ao dobro da dessintonia δ , (5.25). Isso mostra que a margem de oscilação de sintonia do filtro sintonizado, frente à variações na frequência fundamental da rede elétrica e/ou tolerâncias do indutor (reator) e capacitor, é pequena. E se essa margem for ultrapassada o filtro pode ser submetido à frequências de intensidade superior à sua capacidade máxima de projeto, ou o filtro pode ser submetido à mais harmônicas na circunvizinhança de sua frequência de ressonância. O filtro, também, pode apresentar uma impedância mais elevada para sua frequência de sintonia diminuindo seu desempenho de filtragem.

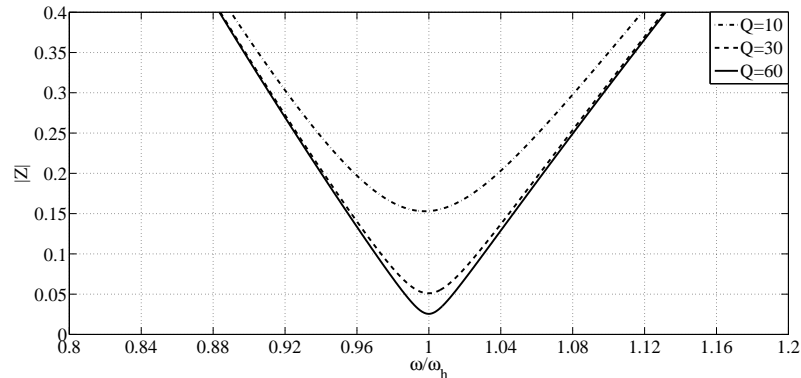
Fazendo $\omega = \omega_s = \omega_i$, de (5.24) em análise com a Figura 5.3 e 5.4, tem-se:

$$LBP = \frac{\omega_s - \omega_i}{\omega_h} = 2 \cdot \frac{\omega_s - \omega_h}{\omega_h} = 2 \cdot \delta. \quad (5.26)$$

A Figura 5.5 mostra o efeito conjunto das perdas R do filtro sintonizado e da largura da banda passante LBP quando o fator de qualidade Q é variado mantendo-se a indutância e a capacitância fixos. Esta figura mostra o efeito mútuo de (5.14) e (5.17) sob a variação de Q .

As explicações abordadas anteriormente sobre os efeitos do fator de qualidade Q às características de perdas R e dessintonia δ , fazem da escolha do Q um ponto importante para o melhor desempenho do filtro. Este trabalho não visa analisar a relação de custo-benefício da malha passiva do filtro híbrido de forma tão introspectiva quanto a nível de produção comercial do filtro híbrido. É claro que a redução das perdas internas do filtro híbrido tanto em sua malha

Figura 5.5: Curva normalizada da impedância do filtro mantendo-se indutância e capacitância constantes.



passiva quanto ativa são aspectos importantes como vantagens para o projeto. Contudo, analisar a escolha do melhor Q com relação ao custo-benefício não será o foco deste trabalho.

Como uma das vantagens da malha passiva em relação a ativa (conversor ou filtro ativo) é o seu custo de implementação prática (tanto em investimento quanto em manutenção), obter a redução das perdas da malha ativa com sua associação à malha passiva e, assim, diminuir o custo total do filtro híbrido de forma significativa acaba sendo uma das prioridades desse presente projeto. Em assim sendo, a redução dos custos em investimento e manutenção, bem como das perdas elétricas internas, pela máxima eficiência da relação de custo-benefício da malha passiva não serão fatores necessários para a escolha do fator de qualidade.

O fator de qualidade Q da equação (5.14) será selecionado de acordo com a equação (5.27) que fornece o Q ótimo, Q_{ot} . Segundo (TEIXEIRA, 2009), existe um Q_{ot} que reduz ao máximo a tensão harmônica (tensão eficaz relativa a soma de todas as componentes harmônicas de tensão) nos terminais do filtro passivo sintonizado. Ou seja, a tensão eficaz relativa aos harmônicos de tensão entre os terminais do filtro (no ponto de conexão comum PCC) e o neutro da rede é minimizado com a adoção do Q_{ot} , (5.27), na construção do filtro.

$$Q_{ot} = \frac{1 + \cos(\varphi_{nS})}{2 \cdot \delta_{MAX} \cdot \sin(\varphi_{nS})}. \quad (5.27)$$

Onde: Q_{ot} é o fator de qualidade ótimo, φ_{nS} é o ângulo de fase da impedância da rede (Figura 5.1) na frequência harmônica de ordem n . δ_{MAX} é o fator de dessintonia máximo considerado para o projeto.

O fator de dessintonia máximo δ_{MAX} será de 5%, considerando-se um caso severo de dessintonia típica como abordado em (SILVA, 2007) e (TEIXEIRA, 2009). A equação (5.28) calcula o ângulo de fase da impedância da rede, Figura 5.1, conforme dados fornecidos pela

concessionária de energia elétrica local ou com base em medições no ponto de conexão comum.

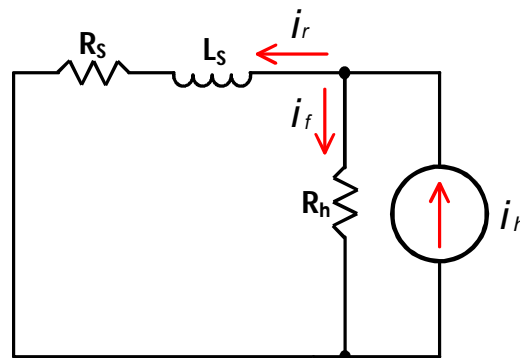
$$\varphi_{nS} = \arctan\left(\frac{X_{nS}}{R_S}\right) = \arctan\left(\frac{120 \cdot \pi \cdot n \cdot L_S}{R_S}\right). \quad (5.28)$$

Onde: $X_{nS} = 120 \cdot \pi \cdot n \cdot L_S$ é a reatância indutiva da rede para a harmônica de ordem n e R_S é a resistência da rede.

Uma vez encontrada o fator de qualidade ótimo Q_{ot} o mesmo será utilizado na equação (5.14) no lugar de Q . Dessa forma é obtido a resistência correspondente ao filtro sintonizado para 3ª harmônica. Lembrando que o Q_{ot} , nesse caso, é calculado fazendo $n = 3$ em (5.28) e substituindo o ângulo de fase $\varphi_{ns} = \varphi_{3S}$ e $\delta_{MAX} = 0,05$ em (5.27).

A partir desse ponto deve-se verificar se o R_3 , de (5.14), irá permitir que o filtro sintonizado para a 3ª harmônica reduza tal harmônica para distorções percentuais inferiores ao exigido pela *IEEE 519*, Tabela 5.1 (*IEEE STD 519-1992, 1993*). A Figura 5.6 mostra o circuito equivalente do sistema da Figura 5.1 para a frequência de sintonia ω_h de um filtro passivo sintonizado. Neste caso, para efeito de análise da malha passiva, o filtro híbrido representado na Figura 5.1 seria tratado como um filtro passivo sintonizado *RLC* série.

Figura 5.6: Circuito simplificado para análise harmônica.



Fonte: (KASSICK, 2000).

A Figura 5.6 mostra que em uma condição de sintonia na frequência de ressonância apenas o componente resistivo do filtro sintonizado *RLC* série seria enxergado pela componente harmônica de tal frequência. Dessa forma, com base na equação (5.29) obtida de (KASSICK, 2000), a resistência do filtro *RLC* pode ser correlacionada ao percentual de distorção harmônica K_h da Tabela 5.1 da *IEEE 519* (*IEEE STD 519-1992, 1993*).

$$R_h = \frac{K_h \cdot I_f}{I_h^2 - K_h \cdot I_f^2} \cdot \left(R_S \cdot K_h \cdot I_f \pm \sqrt{R_S \cdot I_f^2 + X_{LS_h}^2 \cdot (I_h^2 - K_h \cdot I_f^2)} \right) \quad (5.29)$$

Onde: R_h é a resistência do filtro sintonizado *RLC* série, I_f corrente fundamental eficaz, I_h corrente harmônica eficaz, R_S resistência da rede, $X_{LS_h} = \omega_h \cdot L_S$ reatância da rede na frequência harmônica ω_h e K_h é o percentual da harmônica de ordem n permitido na rede pela *IEEE 519*, (5.30).

$$K_h [\%] = \frac{I_h}{I_f} \cdot 100. \quad (5.30)$$

Da equação (5.29), passando o segundo membro para o primeiro membro da equação, e chamando de $f(K_h)$ a função do primeiro membro em K_h , tem-se a equação (5.31). Encontrando-se as raízes de (5.31) pode-se verificar se o Q_{ot} , (5.27), ou qualquer outro fator de qualidade Q adotado, devido ao capacitor comercial selecionado para o projeto, irá levar à um percentual de distorção harmônica K_h permitido pela *IEEE 519*.

$$\left\{ \begin{array}{l} f(K_h) = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow \left(I_f^4 \cdot R_h^2 + 2 \cdot I_f^4 \cdot R_S \cdot R_h + I_f^4 \cdot R_S^2 + X_{LS_h}^2 \cdot I_f^4 \right) \cdot K_h^4 + \\ \quad + \left[- \left(2 \cdot I_f^2 \cdot I_h^2 \cdot R_h^2 + 2 \cdot I_f^2 \cdot I_h^2 \cdot R_S \cdot R_h + I_f^4 \cdot R_S^2 + I_f^2 \cdot I_h^2 \cdot X_{LS_h}^2 \right) \right] \cdot K_h^2 + \\ \quad + \left(I_h^4 \cdot R_h^2 \right) = 0. \end{array} \right. \quad (5.31)$$

Por fim, uma vez que são selecionados os elementos resistivo R_h , indutivo L_h (com $h = 3$) e capacitivo C para o filtro sintonizado para 3ª harmônica, é rodada uma simulação via *software PSCAD/EMTDC* do sistema, Figura 5.1, mais o filtro. Nessa simulação o banco de filtros sintonizados na 3ª harmônica ligados em estrela aterrado é avaliado quanto a sua capacidade de corrigir o fator de deslocamento F_{desl} e reduzir a distorção percentual dos harmônicos de 3ª ordem frente às normas regulamentárias, (ANEEL N 456, 2000) e (IEEE STD 519-1992, 1993).

Caso o fator de deslocamento F_{desl} não seja corrigido para um valor entre 0,92 e 1 o capacitor comercial deve ser trocado por outro próximo ao valor teórico adotado. O fator de qualidade Q deve ser mantido e a resistência corrigida, (5.14), e uma verificação quanto ao percentual de distorção K_h obtido em (5.31) deve ser feita. Caso o K_h não seja obtido é alterado o valor de Q até se atingir o K_h desejado.

Se, no entanto, o fator de deslocamento F_{desl} for corrigido, mas o fator de distorção

K_h para a 3ª não for contemplado pela *IEEE 519*, o fator de qualidade Q deve ser alterado mantendo-se o mesmo capacitor comercial.

Com a distorção da 3ª harmônica abaixo do permitido pela *IEEE 519* e o fator de deslocamento F_{desl} entre 0,92 e 1, são feitas novas aferições quanto a corrente fundamental eficaz, capacidade de curto-circuito C_{SC} (5.2), selecionando os limites de distorção harmônica pela Tabela 5.1, e a corrente eficaz da harmônica mais intensa após a inserção do banco de filtros sintonizados para 3ª harmônica. No presente trabalho, como já foi mencionado anteriormente, a harmônica mais intensa e fora dos limites estabelecidos pela *IEEE 519* é a de 5ª ordem.

Todos as etapas e análises desenvolvidas para a parametrização de um filtro passivo *RLC* série sintonizado na 3ª harmônica são repetidos para a harmônica de ordem 5. A diferença está no fato de não precisar se preocupar com o fator de deslocamento F_{desl} corrigido anteriormente. Ou seja, não é calculado uma nova capacitância, pois a estrutura final, que consiste na malha passiva do filtro híbrido Figura 5.2, sintoniza em duas frequências harmônicas se utilizando de um mesmo capacitor.

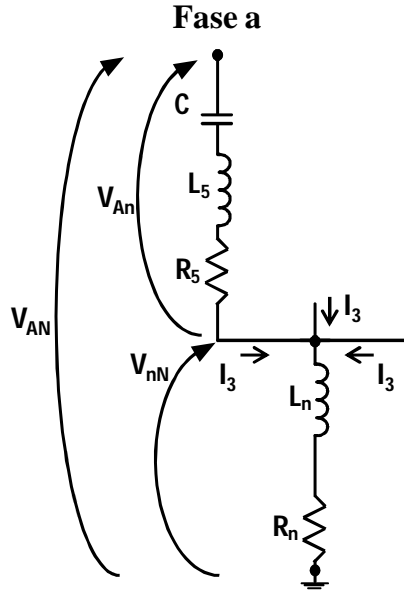
O indutor L_5 indicado na Figura 5.2 é obtido diretamente da equação (5.32).

$$L_5 = \frac{1}{(5 \cdot \omega_f)^2 \cdot C}. \quad (5.32)$$

Onde: L_5 indutor para 5ª harmônica onde $h = 5$.

A resistência R_5 , Figura 5.2, é obtida de (5.14) trocando 3 por 5, visto que $h = 5$ agora. O fator de qualidade ótimo Q_{ot} para $h = 5$ é obtido de (5.27). Sobre R_5 devem serem feitas todas as análise e correções através das equações (5.29) e (5.31) para que consiga um percentual de distorção K_h exigido pela *IEEE 519*. Caso R_5 não dê um K_h aceitável pela *IEEE 519* deve-se ajustar o fator de qualidade Q de seu valor ótimo Q_{ot} para valores próximos até obter o K_h desejado.

Quando uma componente homopolar, como a 3ª, em uma das fases circula pela estrutura da malha passiva, Figura 5.2, a mesma enxerga os elementos C , R_5 , L_5 , R_n e L_n . O mesmo comportamento também se dá nas outras fases quando o sistema de cargas, ligados ao ponto de conexão comum *PCC*, é trifásico e equilibrado apresentando componentes harmônicas homopolares. Desta forma, ao invés dessas componentes se anularem no centro estrela da malha passiva, como as componentes simétricas fundamental e 5ª, elas se somam. Esse efeito provoca uma queda de tensão triplicada sobre os componentes R_n e L_n . Assim, aplicando a lei de Kirchhoff para tensões em malha fechada em uma das fases, Figura 5.7, tem-se:

Figura 5.7: Análise de malha na fase *a*.

$$V_{AN} = V_{An} + V_{nN} = V_{An} + 3 \cdot Z_n \cdot I_n = V_{An} + (3 \cdot Z_n) \cdot I_n = V_{An} + \left(\sqrt{(3 \cdot R_n)^2 + (3 \cdot X_n)^2} \right) \cdot I_n. \quad (5.33)$$

Onde: V_{AN} é a tensão de fase *a*, V_{An} é a tensão entre a fase *a* e o centro estrela da malha passiva, V_{nN} é a tensão entre o centro estrela e o neutro, I_n é uma componente homopolar de ordem *n*, $Z_n = \sqrt{R_n^2 + X_n^2}$ é a impedância unifilar entre o centro estrela da malha passiva e o neutro.

$$V_{An} = \left(\sqrt{R_5^2 + X_5^2} \right) \cdot I_n. \quad (5.34)$$

Das equações (5.33) e (5.34) pode-se verificar que a resistência equivalente, bem como a reatância equivalente (consequentemente, a indutância), vista pela componente homopolar da corrente em uma fase é dada pela equação (5.35), como afirmado anteriormente.

$$\begin{cases} R_{eq} = R_5 + 3 \cdot R_n, \\ X_{eq} = X_5 + 3 \cdot X_n, \\ L_{eq} = L_5 + 3 \cdot L_n. \end{cases} \quad (5.35)$$

A partir da equação (5.35) observa-se que a resistência R_3 , calculada para o filtro sintonizado na 3^a harmônica, é igual ao R_{eq} , bem como as indutâncias $L_3 = L_{eq}$. A resistência R_n e a indutância L_n , que associadas à R_5 e L_5 sintonizam na harmônica de ordem 3, podem, então,

serem calculadas por (5.35) uma vez que se conhece $R_{eq} = R_3$, $L_{eq} = L_3$, R_5 e L_5 .

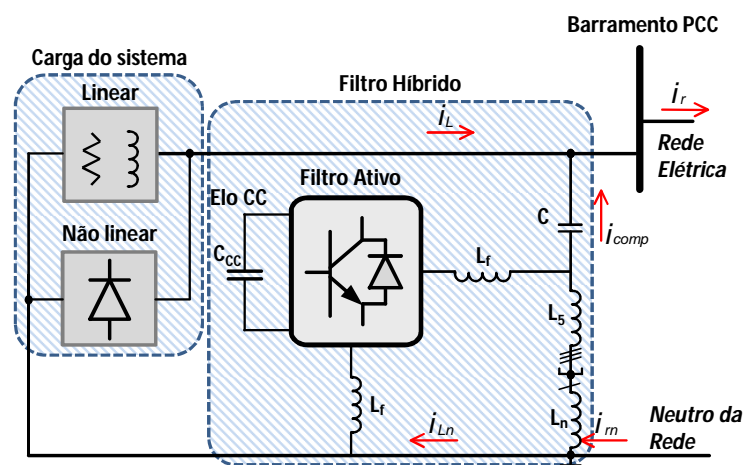
Com a malha passiva do filtro híbrido totalmente parametrizada, a estrutura da Figura 5.2 é montada e simulada no *software PSCAD/EMTDC*. Caso haja, alguma ressonância, aumento percentual dos harmônicos de ordem 3 e/ou 5, ou redução do fator de deslocamento F_{desl} para abaixo de 0,92, o fator de qualidade Q utilizado para encontrar R_5 deve ser alterado.

A alteração do fator de qualidade deve ser no sentido de aumentar Q a partir do fator de qualidade ótimo Q_{ot} . Pois, assim, haverá uma tendência em diminuir a largura da banda passante LBP (5.17) deixando a parte da malha passiva responsável pela harmônica de ordem 5 ($R_5 + L_5 + C$) mais sintonizada e com um menor percentual de distorção harmônica K_h bem como a redução de perdas, como mostrado nas equações (5.14), (5.29) e (5.31). Essa última característica permite reduzir a parte ativa do filtro aumentando relativamente o fator de deslocamento em relação ao reativo do filtro na frequência fundamental.

5.4 Modelagem da malha ativa

A malha ativa, ou o conversor do filtro híbrido, consiste em um conversor de quatro braços à quatro fios como indicado na Figura 5.8 e detalhado na Figura 5.9.

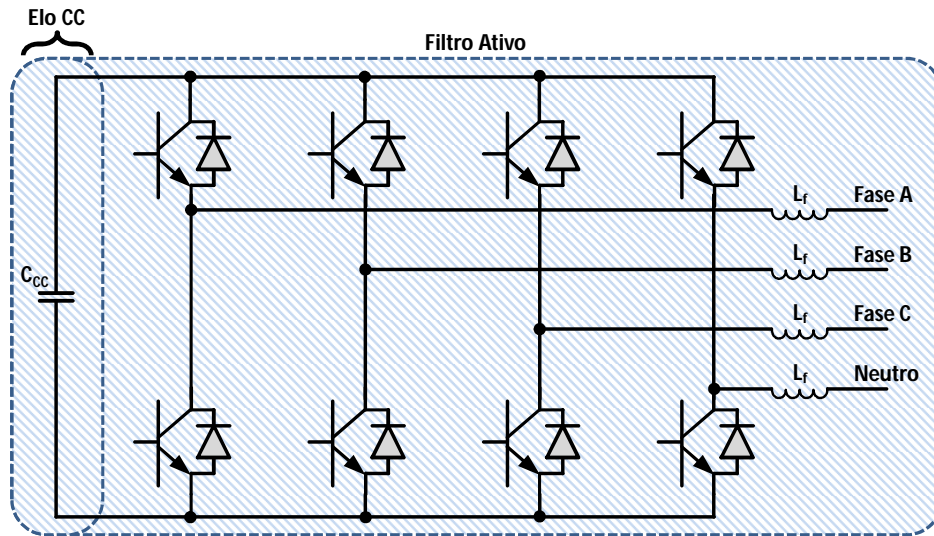
Figura 5.8: Circuito de potência do filtro híbrido conectado à rede.



As referências (ASIMINOAEI et al., 2006) e (LAM; WONG, 2006) serviram como literatura de base para a análise da estrutura de potência do filtro híbrido proposto no presente trabalho.

Com base na Teoria pq abordada no capítulo 4 o filtro híbrido do presente trabalho visa compensar tanto o excedente de reativos \bar{q} , (4.9), através do capacitor C Figura 5.8, quanto as harmônicas demandadas pelo sistema de cargas conectadas à rede de distribuição \tilde{p} , \tilde{q} e p_0 ,

Figura 5.9: Estrutura de potência do filtro ativo.



(4.8), (4.9) e (4.10).

As harmônicas são compensadas tanto pela malha passiva quanto pela ativa. A malha passiva é sintonizada apenas nas harmônicas com maior nível percentual de distorção (3^a e 5^a). A malha ativa compensa apenas as harmônicas, dando suporte à malha passiva com relação às harmônicas de ordem 3 e 5.

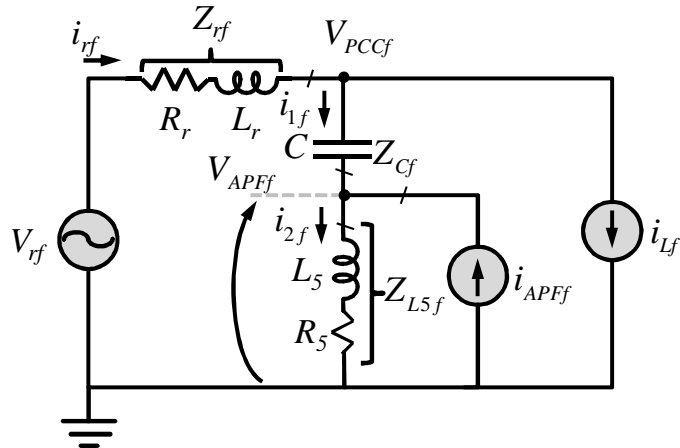
Devido a especificidade estrutural da malha passiva do filtro híbrido e dos fins atribuídos às malhas passiva e ativa do mesmo, a análise do filtro híbrido será dada sob três óticas de análise. Em ambas análises será feita uma abordagem partindo da suposição de que o sistema em estudo é trifásico à quatro fios, balanceado e equilibrado. Todas as análises serão feitas com base na Figura 5.8.

5.4.1 1° Análise: tensão e corrente na frequência fundamental ω_f

O circuito da Figura 5.8 é simplificado para o seu equivalente monofásico, na frequência fundamental, na Figura 5.10. Nesta figura os elementos vistos pela componente fundamental de corrente são: R_r resistência da rede, L_r indutância da rede, C capacitância da malha passiva do filtro híbrido, R_5 resistência dimensionada para 5^a harmônica da malha passiva do filtro híbrido, L_5 indutância dimensionada para 5^a harmônica da malha passiva do filtro híbrido.

A Figura 5.10 mostra que o sistema de cargas se comporta como uma fonte de corrente drenando corrente fundamental da rede. A malha ativa (ou conversor) do filtro híbrido se comporta como uma fonte de corrente injetando na rede, harmônicos de corrente em oposição de fase ao sistema de cargas. Contudo, como já foi mencionado anteriormente, o conversor do

Figura 5.10: Sistema de potência monofásico equivalente para frequência fundamental.



Fonte: (LAM; WONG, 2006).

filtro híbrido não compensa reativos, \bar{q} (4.9), deixando essa função para a malha passiva (capacitância C para ser mais específico). Assim, a componente fundamental instantânea da corrente do conversor é zero:

$$i_{APFf} = 0. \quad (5.36)$$

Da Figura 5.10 e da consideração em (5.36), as correntes instantâneas em Z_{Cf} e Z_{L5f} são iguais, tendo em vista que o conversor se comportando como fonte de corrente apresenta-se como circuito aberto.

$$i_{1f} = i_{2f}. \quad (5.37)$$

A tensão efetiva nos terminais do conversor V_{APFf} , referenciada em relação ao neutro, dependerá de i_{1f} ou i_{2f} (5.37).

$$V_{APFf} = Z_{L5f} \cdot i_{1f} = Z_{L5f} \cdot i_{2f}. \quad (5.38)$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha composta por V_{rf} (tensão efetiva da rede, na frequência fundamental), Z_{rf} e a malha passiva do filtro híbrido da Figura 5.10, tem-se:

$$-V_{rf} + Z_{rf} \cdot i_{rf} + V_{PCCf} = 0. \quad (5.39)$$

De (5.39):

$$V_{PCCf} = V_{rf} - Z_{rf} \cdot i_{rf}. \quad (5.40)$$

A corrente instantânea em Z_{Cf} pode ser obtida pela razão entre a diferença de potencial efetiva entre os terminais do capacitor C e Z_{Cf} :

$$i_{1f} = \frac{V_{PCCf} - V_{APFf}}{Z_{Cf}}. \quad (5.41)$$

De (5.40) em (5.41), tem-se:

$$i_{1f} = \frac{V_{rf} - Z_{rf} \cdot i_{rf} - V_{APFf}}{Z_{Cf}}. \quad (5.42)$$

Aplicando (5.42) em (5.38) pode-se obter V_{APFf} em função da corrente instantânea da rede i_{rf} :

$$V_{APFf} = \frac{Z_{L5f} \cdot (V_{rf} - Z_{rf} \cdot i_{rf})}{Z_{Cf} + Z_{L5f}}. \quad (5.43)$$

Utilizando a lei das correntes de Kirchhoff no PCC pode-se obter a equação (5.44).

$$i_{rf} = i_{1f} + i_{Lf}. \quad (5.44)$$

Isolando i_{1f} em (5.38) e substituindo i_{1f} em (5.44), tem-se:

$$i_{rf} = \frac{V_{APFf}}{Z_{L5f}} + i_{Lf}. \quad (5.45)$$

A equação (5.43) relaciona a tensão nos terminais do conversor V_{APFf} com a corrente na rede i_{rf} mas também ela pode ser relacionada com a corrente instantânea da carga i_{Lf} substituindo-se (5.45) em (5.43):

$$V_{APFf} = \frac{Z_{L5f} \cdot (V_{rf} - Z_{rf} \cdot i_{Lf})}{Z_{rf} + Z_{Cf} + Z_{L5f}}. \quad (5.46)$$

Considerando o caso de uma rede forte em que a sua impedância $Z_{rf} \approx 0$, (SILVA, 2007), a equação (5.46) pode ser simplificada:

$$V_{APFf} \simeq \frac{V_{rf}}{(Z_{Cf}/Z_{L5f}) + 1}. \quad (5.47)$$

Como já foi analisado anteriormente, todo filtro sintonizado *RLC* série apresenta caráter capacitivo na frequência fundamental ω_f , ou seja, $Z_{Cf} \gg Z_{L5f}$.

$$V_{APFf} \simeq \frac{(Z_{L5f}/Z_{Cf}) \cdot V_{rf}}{1 + (Z_{L5f}/Z_{Cf})}. \quad (5.48)$$

Da equação (5.48) pode-se observar que quanto maior for Z_{Cf} , em relação a Z_{L5f} , menor será V_{APFf} . Isso implica em uma menor capacitância C na malha passiva.

5.4.2 2° Análise: tensão e corrente nas frequências harmônicas simétricas ω_{h1}

A corrente injetada pela malha ativa (conversor), que visa compensar os harmônicos gerados pelo sistema de cargas que fluem para rede, pode ser separada em duas componentes. Uma componente simétrica i_{APFh1} , relativo aos harmônicos simétricos, e i_{APFh2} , relativo aos harmônicos assimétricos.

$$i_{APFh1} = FG \cdot i_{rh1}. \quad (5.49)$$

Onde FG é a constante de compensação utilizada na malha de controle do conversor (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

$$i_{APFh2} = FG \cdot i_{rh2}. \quad (5.50)$$

Como será elucidado posteriormente, a impedância da malha passiva interfere na corrente processada pelo conversor bem como a tensão efetiva em seus terminais V_{APF} . Então, para uma mesma malha passiva, o conversor irá sintetizar i_{APFh1} e i_{APFh2} em função da reatância ou impedância indutiva entre os pontos de conexão de seus terminais e o ponto neutro do filtro híbrido. Ou seja, i_{APFh1} dependerá de R_5 e L_5 , enquanto i_{APFh2} dependerá de R_3 e L_3 , (5.35). Assim, a corrente do conversor é:

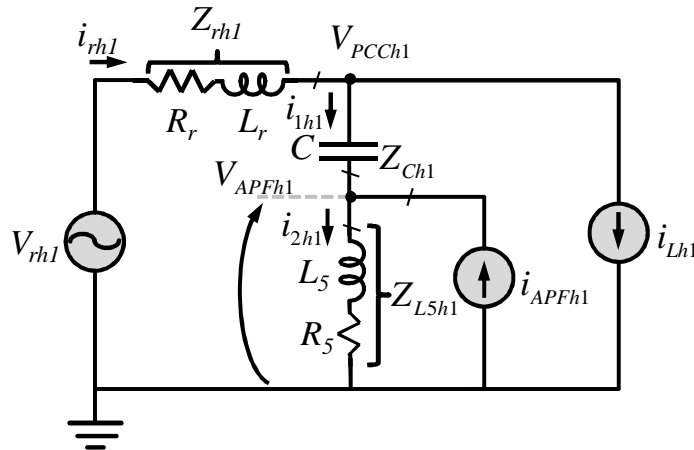
$$i_{APF} = i_{APFf} + i_{APFh1} + i_{APFh2}, \quad (5.51)$$

como a compensação de reativos na fundamental não é função do conversor, (5.36):

$$i_{APF} = i_{APFh1} + i_{APFh2}. \quad (5.52)$$

Nesta subseção será desenvolvida a análise para as harmônicas simétricas ω_{h1} que será similar à análise para harmônicas assimétricas ω_{h2} . O objetivo desta divisão é analisar o conversor frente aos harmônicos por superposição. A Figura 5.11 representa o equivalente monofásico do circuito da Figura 5.8 para os harmônicos simétricos ω_{h1} .

Figura 5.11: Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos simétricos.



Fonte: (LAM; WONG, 2006).

Da Figura 5.11, a tensão efetiva nos terminais do conversor é:

$$V_{APFh1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (5.53)$$

Como será utilizado o método da superposição, a corrente do conversor (se comportando como fonte de corrente) será apenas a parcela i_{APFh1} de (5.52). Assim, aplicando-se a lei de Kirchhoff para correntes no ponto de conexão do conversor tem-se:

$$\begin{cases} -i_{1h1} - i_{APFh1} + i_{2h1} = 0, \\ -i_{1h1} - FG \cdot i_{rh1} + i_{2h1} = 0. \end{cases} \quad (5.54)$$

Aplicando (5.54) em (5.53), tem-se:

$$V_{APFh1} = Z_{L5h1} \cdot (i_{1h1} + FG \cdot i_{rh1}). \quad (5.55)$$

Utilizando a lei de Kirchhoff para tensões na malha formada pela fonte de tensão de barramento infinito V_{rh1} , impedância da rede Z_{rh1} e o filtro híbrido, tem-se:

$$-V_{rh1} + Z_{rh1} \cdot i_{rh1} + V_{PCC_h1} = 0 \Rightarrow V_{PCC_h1} = V_{rh1} - Z_{rh1} \cdot i_{rh1}. \quad (5.56)$$

A corrente instantânea i_{1h1} , que flue por Z_{Ch1} , pode ser dada pela diferença de potencial efetiva nos terminais do capacitor C .

$$i_{1h1} = \frac{V_{PCC h1} - V_{APF h1}}{Z_{Ch1}}. \quad (5.57)$$

Substituindo (5.56) em (5.57), i_{1h1} pode ser dado por:

$$i_{1h1} = \frac{V_{rh1} - Z_{rh1} \cdot i_{rh1} - V_{APF h1}}{Z_{Ch1}}. \quad (5.58)$$

Substituindo i_{1h1} , (5.58), na equação (5.55) obtém-se a tensão efetiva nos terminais do conversor $V_{APF h1}$ em função da corrente harmônica da rede i_{rh1} , (5.59).

$$V_{APF h1} = \frac{Z_{L5h1} \cdot (V_{rh1} - Z_{rh1} \cdot i_{rh1} + Z_{Ch1} \cdot FG \cdot i_{rh1})}{Z_{Ch1} + Z_{L5h1}}. \quad (5.59)$$

Isolando i_{2h1} em (5.53) e substituindo-o em (5.54):

$$i_{1h1} = \frac{V_{APF h1}}{Z_{L5h1}} - FG \cdot i_{rh1}. \quad (5.60)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff para correntes instantâneas no PCC , Figura 5.11, tem-se:

$$i_{rh1} = i_{1h1} + i_{Lh1} = 0. \quad (5.61)$$

Substituindo, então, (5.60) em (5.61), pode-se obter i_{rh1} em função de i_{Lh1} , (5.62). Desta forma é possível obter a tensão efetiva nos terminais do conversor $V_{APF h1}$ em função das componentes harmônicas simétricas da carga i_{Lh1} , (5.63), apenas substituindo (5.62) em (5.60).

$$i_{rh1} = \frac{V_{APF h1} + Z_{L5h1} \cdot i_{Lh1}}{(1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}. \quad (5.62)$$

$$V_{APF h1} = \frac{Z_{L5h1} \cdot [(1 + FG) \cdot V_{rh1} + (Z_{Ch1} \cdot FG - Z_{rh1}) \cdot i_{Lh1}]}{Z_{Ch1} + Z_{rh1} + (1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}. \quad (5.63)$$

Se for substituído $V_{APF h1}$, (5.63), em (5.60) e i_{1h1} de (5.60) em (5.61), é possível obter a corrente harmônica da rede i_{rh1} em função das impedâncias da malha passiva do filtro híbrido, impedância da rede, tensão da fonte de barramento infinito, da corrente da carga e da constante

de compensação FG , (5.64).

$$i_{rh1} = \frac{V_{rh1} + (Z_{Ch1} + Z_{L5h1}) \cdot i_{Lh1}}{Z_{Ch1} + Z_{rh1} + (1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}. \quad (5.64)$$

Como, da Figura 5.11, V_{rh1} representa a tensão da fonte de barramento infinito, a mesma deve ser considerada como ideal. A fonte de distúrbios na qualidade de energia no barramento do ponto de conexão comum PCC deve ser a carga. Nesse sentido, V_r da Figura 5.8 é uma fonte de tensão livre de harmônicos:

$$V_r = V_{rf} + V_{rh} = V_{rf} + (V_{rh1} + V_{rh2}) \Rightarrow V_r = V_{rf}. \quad (5.65)$$

Onde V_{rh1} e V_{rh2} são as componentes harmônicas efetivas simétrica e assimétrica, respectivamente, consideradas nesta análise de harmônicas simétricas e na análise da próxima subseção de harmônicos assimétricos.

De (5.65) pode-se concluir que:

$$V_{rh} = V_{rh1} = V_{rh2} = 0 \Leftrightarrow V_{rh} = V_{rh1} + V_{rh2} = 0. \quad (5.66)$$

Das igualdades em (5.66) e aplicando $V_{rh1} = 0$ em (5.64), tem-se:

$$i_{rh1} \simeq \frac{(Z_{Ch1} + Z_{L5h1}) \cdot i_{Lh1}}{Z_{Ch1} + Z_{rh1} + (1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}. \quad (5.67)$$

Da equação (5.67) pode-se observar que i_{rh1} pode ser tão pequeno quanto menor for Z_{Ch1} e Z_{L5h1} . Um FG grande, também, significa redução de i_{rh1} , ou seja, melhora o desempenho de filtragem. Contudo, a estabilidade do controle pode ser comprometida se FG aumentar demais. A equação (5.67) mostra, também, que não há risco de ressonância paralela, entre o banco capacitivo do filtro e a impedância da rede, se a soma $|Z_{Ch1} + Z_{rh1}|$ for aproximadamente 0. Isso se deve à existência da parcela $(1 + FG) \cdot Z_{L5h1}$.

Em caso de filtragem harmônica perfeita por parte do filtro híbrido, a corrente harmônica instantânea na rede i_{rh} será 0. Ou seja:

$$i_{rh} = i_{rh1} = i_{rh2} = 0 \Leftrightarrow i_{rh} = i_{rh1} + i_{rh2} = 0. \quad (5.68)$$

Neste caso, apenas a componente fundamental instantânea da corrente da carga i_L flui pela rede, i_{rf} .

Devido a condição (5.68) pode-se concluir que a componente harmônica instantânea

da corrente da carga i_{Lh} ficará presa na malha formada pelo filtro híbrido e a carga. Com essa observação pode-se concluir que a corrente que flui por Z_{Ch1} , i_{1h1} , é a mesma componente harmônica da carga, i_{Lh1} . Lembrando que a análise desta subseção é sobre as harmônicas simétricas ω_{h1} e a componente harmônica da corrente da carga é dado na equação (5.69).

$$i_{Lh} = i_{Lh1} + i_{rh2}. \quad (5.69)$$

Da suposição em (5.68), tem-se:

$$i_{1h1} = i_{Lh1}. \quad (5.70)$$

Aplicando as considerações em (5.66) e (5.68) na equação (5.56), tem-se:

$$V_{PCCh1} = V_{rh1} - Z_{rh1} \cdot i_{rh1} \Rightarrow V_{PCCh1} = 0. \quad (5.71)$$

A equação (5.71) permite afirmar que as diferenças de potenciais efetivas entre os terminais do conversor, Figura 5.11, e o ponto de conexão comum PCC e o neutro são iguais. Ou seja:

$$|V_{PCCh1} - V_{APFh1}| = |V_{APFh1}| \Rightarrow V_{APFh1} = Z_{Ch1} \cdot i_{1h1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (5.72)$$

De (5.72) observa-se que quanto maior for Z_{Ch1} maior será a tensão harmônica efetiva V_{APFh1} nos terminais do conversor. Substituindo a igualdade em (5.70) na equação (5.72), tem-se:

$$V_{APFh1} = Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1}. \quad (5.73)$$

Isolando i_{2h1} em (5.72):

$$i_{2h1} = \frac{Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1}}{Z_{L5h1}}, \quad (5.74)$$

e substituindo (5.74) em (5.54), obtém-se i_{APFh1} em função de i_{1h1} ou de i_{Lh1} , de (5.70).

$$i_{APFh1} = \left(\frac{Z_{Ch1}}{Z_{L5h1}} - 1 \right) \cdot i_{1h1} = \left(\frac{Z_{Ch1}}{Z_{L5h1}} - 1 \right) \cdot i_{Lh1}. \quad (5.75)$$

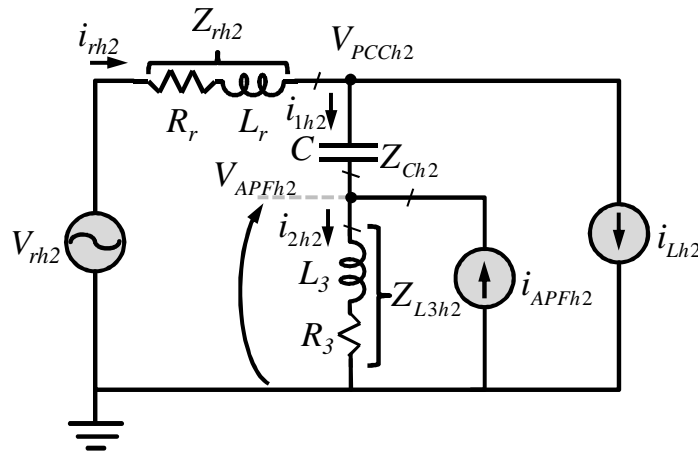
É importante notar que na análise do sistema para frequência fundamental, ω_f , a equação (5.48) indica que uma menor capacitância C na malha passiva implica em uma me-

nor tensão V_{APFf} nos terminais do conversor, conseqüentemente menores serão as perdas do conversor. Já a equação (5.73) indica que quanto menor for C maior será V_{APFh1} . Com isso as perdas devido às harmônicas simétricas no conversor tendem à aumentar e mais distorcida será a tensão no ponto de conexão comum PCC .

5.4.3 3º Análise: tensão e corrente nas frequências harmônicas assimétricas ω_{h2}

A Figura 5.12 mostra o sistema monofásico equivalente da Figura 5.8 para a frequência ω_{h2} . O sistema da Figura 5.12 é similar ao sistema da Figura 5.11 com a diferença de que Z_{L3h2} é uma associação série de $R_5 + 3 \cdot R_n$ e $L_5 + 3 \cdot L_n$ ao contrário de Z_{L5h1} que é uma associação de R_5 e L_5 . Além dessa diferença, todas as variáveis de tensão, corrente e impedância são calculadas para frequências assimétricas ou homopolares.

Figura 5.12: Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos assimétricos.



Fonte: (LAM; WONG, 2006).

Contudo, todas as considerações feitas na análise para harmônicas simétricas ω_{h1} são válidas para as harmônicas assimétricas ω_{h2} . Assim, todas as equações desenvolvidas para ω_{h1} são as mesmas para ω_{h2} . Disso, tem-se:

$$i_{rh2} \simeq \frac{(Z_{Ch2} + Z_{L3h2}) \cdot i_{Lh2}}{Z_{Ch2} + Z_{rh2} + (1 + FG) \cdot Z_{L3h2}}, \quad (5.76)$$

de (5.67).

$$V_{APFh2} = Z_{Ch2} \cdot i_{1h2} = Z_{L3h2} \cdot i_{2h2} = Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2}, \quad (5.77)$$

de (5.72) e (5.73).

$$i_{APFh2} = \left(\frac{Z_{Ch2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{1h2} = \left(\frac{Z_{Ch2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{Lh2}, \quad (5.78)$$

de (5.75).

Todas as análises matemáticas desenvolvidas até agora foram feitas considerando tensões efetivas de fase, assim, a potência trifásica da malha ativa (ou conversor) do filtro híbrido pode ser dada pela equação (5.79):

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot V_{APF} \cdot i_{APF}. \quad (5.79)$$

Onde $S_{APF3\phi}$ é a potência trifásica do conversor em [VA]. V_{APF} é a tensão efetiva de fase nos terminais do conversor dada por (5.80). i_{APF} é a corrente instantânea de fase nos terminais do conversor dada pela equação (5.51).

$$V_{APF} = V_{APFf} + V_{APFh1} + V_{APFh2}. \quad (5.80)$$

Substituindo (5.47) (considerando uma rede forte, $Z_{rf} \approx 0$), (5.73) e (5.77) em (5.80), tem-se:

$$V_{APF} = \frac{V_{rf}}{\left(\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} \right) + 1} + Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1} + Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2}. \quad (5.81)$$

Substituindo (5.36), (5.49) e (5.50) em (5.51), tem-se:

$$i_{APF} = 0 + FG \cdot i_{rh1} + FG \cdot i_{rh2} = FG \cdot i_{rh1} + FG \cdot i_{rh2}. \quad (5.82)$$

Substituindo (5.81) e (5.82) em (5.79), obtém-se:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{V_{rf}}{\left(\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} \right) + 1} + Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1} + Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2} \right) \cdot (FG \cdot i_{rh1} + FG \cdot i_{rh2}). \quad (5.83)$$

Como mostrado nas equações (5.75) e (5.78) as componentes i_{APFh1} e i_{APFh2} se diferenciam devido ao Z_{L5h1} e Z_{L3h2} . Contudo, a equação (5.83) pode ser generalizada, considerando-se $Z_{Ch} = Z_{Ch1} + Z_{Ch2}$, $i_{Lh} = i_{Lh1} + i_{Lh2}$ e $i_{rh} = i_{rh1} + i_{rh2}$, a fim de facilitar a análise da mesma. Ou seja:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{V_{rf}}{\left(\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} \right) + 1} + Z_{Ch} \cdot i_{Lh} \right) \cdot (FG \cdot i_{rh}). \quad (5.84)$$

Analisando a equação (5.84) observa-se que se há possibilidade de $(Z_{Ch}, Z_{L5h1}) \ll$ (uma alta capacitância), Z_{Ch} será aproximadamente zero nas frequências de ressonância (3^a e 5^a). Partindo desta hipótese a equação (5.84) seria simplificada:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{V_{rf}}{(Z_{Cf}/Z_{L5f}) + 1} \right) \cdot (FG \cdot i_{rh}). \quad (5.85)$$

Como um filtro sintonizado *RLC* série sempre terá caráter capacitivo na fundamental ω_f , (5.10), pode-se afirmar que $Z_{L5f} \ll Z_{Ch}$. Além disso, se for considerado uma *performance* de filtragem pobre (*FG* baixo) com $i_{APFh} \ll i_L$, a relação entre a potência do conversor, (5.85), e a potência trifásica do sistema de cargas, (5.86), será minimizada como indicado em (5.87).

$$S_{L3\phi} = 3 \cdot V_{PCCf} \cdot i_L. \quad (5.86)$$

Onde $S_{L3\phi}$ é a potência trifásica do sistema de cargas. Lembrando que em (5.66) foi considerado que a rede não apresentava distorções harmônicas. Ou seja, no ponto de conexão comum só existe componente fundamental de tensão V_{PCCf} .

$$\frac{S_{APF3\phi}}{S_{L3\phi}} = \frac{3 \cdot \left(\frac{V_{rf}}{(Z_{Cf}/Z_{L5f}) + 1} \right) \cdot (FG \cdot i_{rh})}{3 \cdot V_{PCCf} \cdot i_L}. \quad (5.87)$$

A relação em (5.87) traduz o quão oneroso o conversor do filtro híbrido pode ser, quanto maior for a sua capacidade de filtragem.

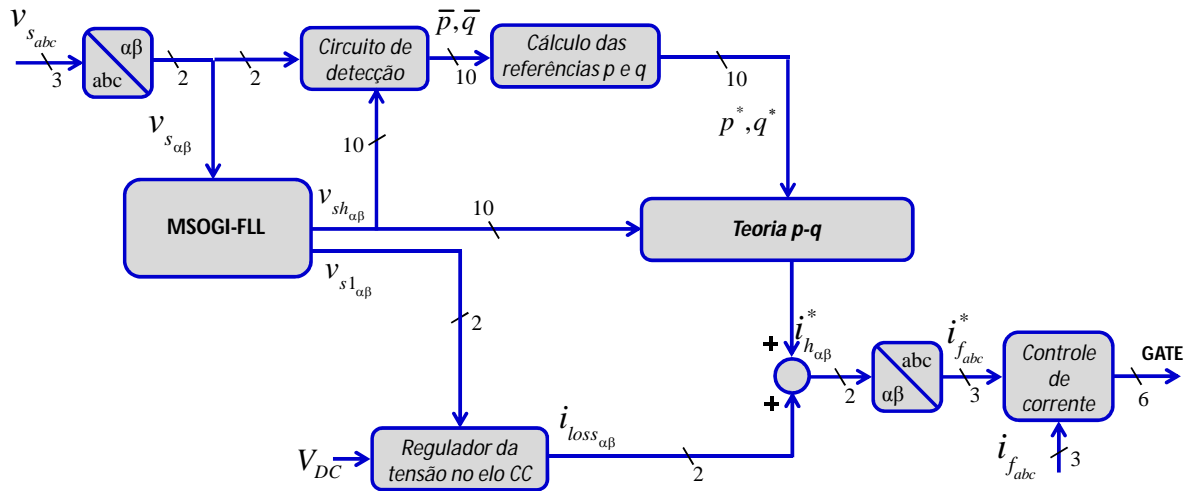
5.5 Estratégia de controle

Esta seção tem como finalidade explicar a estratégia de controle a ser utilizada no conversor do filtro híbrido. Nessa explanação será abordado de maneira sucinta o objetivo do controle, bem como um detalhamento dos blocos funcionais que compõem a estratégia de controle. Com isso, serão agregadas mais informações sobre o objetivo funcional do conversor dentro da estrutura híbrida.

A estratégia de controle apresentada no capítulo 4 para o filtro híbrido de dupla sintonia *FHDS* (objeto de estudo deste trabalho) era baseada em um sistema de sincronização *Multiple Second Order Generalized Integrator-Frequency Locked Loop (MSOGI-FLL)*, Figura 5.13. Tal estratégia tinha como objetivo fazer o conversor (ou malha ativa), do filtro híbrido, sintetizar

apenas as componentes harmônicas de corrente da carga. Como o controle se utilizava do *MSOGI-FLL*, o conversor não sintetizava as componentes harmônicas para as quais a malha passiva foi sintonizada (3^a e 5^a harmônicas).

Figura 5.13: Estratégia de controle com sincronização baseada no *MSOGI-FLL*.



O controle do filtro, como pode ser visto na Figura 5.13, se utilizava de várias etapas para a extração das potências referentes às harmônicas p^* e q^* , sincronizadas pelo *MSOGI-FLL*. A partir dessas potências, gerava-se as correntes de referência $i_{f_{abc}}^*$, com base na Teoria *pq* de potências instantâneas (abordada no capítulo 4).

O *MSOGI-FLL* permitia ao filtro ativo (ou malha ativa) a sincronização de forma seletiva, ou seja, o filtro ativo só gerava as harmônicas que o *MSOGI-FLL* rastreama. Esta característica permitia ao conversor processar um menor nível de potência, pois o mesmo não “enxergava” outras harmônicas que pudessem aparecer na rede elétrica.

Contudo, em uma situação real, de implementação prática do filtro híbrido, é necessário que o mesmo desempenhe sua função no que tange a melhoria da qualidade de energia do sistema do ponto de vista da *IEEE – 519* (*IEEE STD 519-1992, 1993*), em relação aos harmônicos, e as normas da concessionária de energia elétrica local, em relação ao fator de potência. Para tanto, é necessário que o filtro híbrido compense o máximo possível de harmônicos e dê o suporte de reativo de modo a atender as normas técnicas vigentes.

Para que a malha ativa do filtro híbrido sintetize todas as harmônicas para as quais a malha passiva não foi sintonizada, é necessário que se implemente um *Dual Second Order Generalized Integrator (DSOGI)* para cada harmônica. O *DSOGI* é um bloco funcional que compõe o *MSOGI* e que já foi abordado no capítulo 4, todavia, o mesmo será abordado, novamente neste capítulo. Assim, o *MSOGI* se tornaria uma estrutura complexa, inviável para a implementação prática.

Diante da complexidade em se implementar um *MSOGI* real, que tivesse a capacidade de rastrear várias frequências harmônicas, foi necessário uma modificação da estratégia de controle apresentada no capítulo 4, de maneira a permitir um controle simples e viável na prática. Essa modificação permitirá à malha ativa, do filtro híbrido, sintetizar todas as componentes harmônicas da corrente geradas pela carga, inclusive as componentes de sintonia da malha passiva (3^a e 5^a).

Ensaio realizados via *software PSCAD/EMTDC* comprovaram que o aumento de potência com a modificação na estratégia de controle foi praticamente irrisório. Tal constatação ainda firma a estrutura do filtro híbrido, escolhida nesse projeto, como a de melhor desempenho e de menor custo de investimento e manutenção no tocante à malha ativa.

5.6 Objetivo do controle

A estratégia do filtro híbrido consiste em monitorar a tensão no barramento (ou ponto de conexão comum, *PCC*) e a corrente que flui para a rede como indicado na Figura 5.8.

O controle do conversor do filtro híbrido adota uma estratégia de *feedback*, onde o sistema de sensoriamento de corrente captura a corrente da rede (i_r , Figura 5.8) e envia a leitura para a malha de controle *feedback* do conversor, como ilustrado na Figura 5.14.

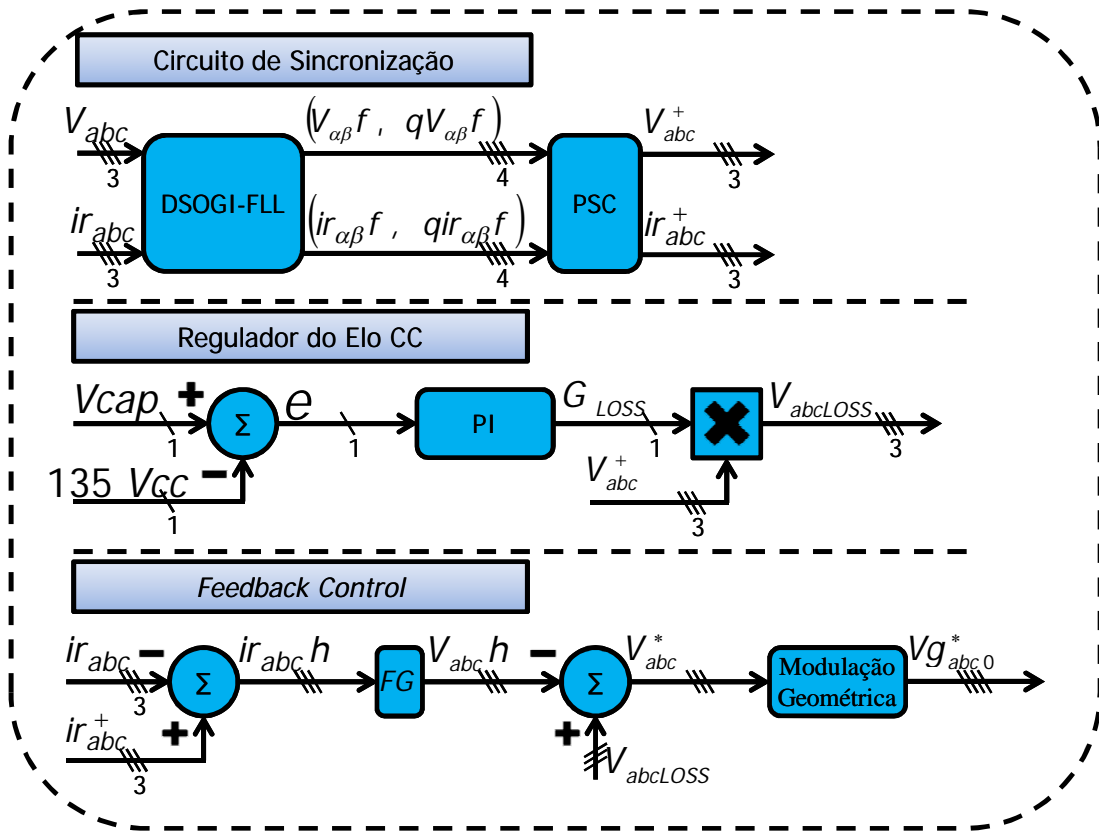
Como se pode notar pela Figura 5.14, a estratégia de controle do conversor é dividida em três blocos de operação: circuito de sincronização, regulador do elo de tensão em corrente contínua (elo *CC*) e *feedback control*. Cada bloco será analisado com mais detalhes nas próximas subseções.

5.6.1 Circuito de sincronização

O circuito de sincronização indicado na Figura 5.14, e detalhado na Figura 5.15, é baseado em um duplo integrador generalizado de segunda ordem com uma malha de rastreamento de frequência, *Dual Second Order Generalized Integrator (DSOGI) + Frequency Locked Loop (FLL)*, ou *DSOGI-FLL*. Tal circuito de sincronização é próprio para sistemas com desbalanço e distorção de tensão nas fases (RODRÍGUEZ et al., 2006a).

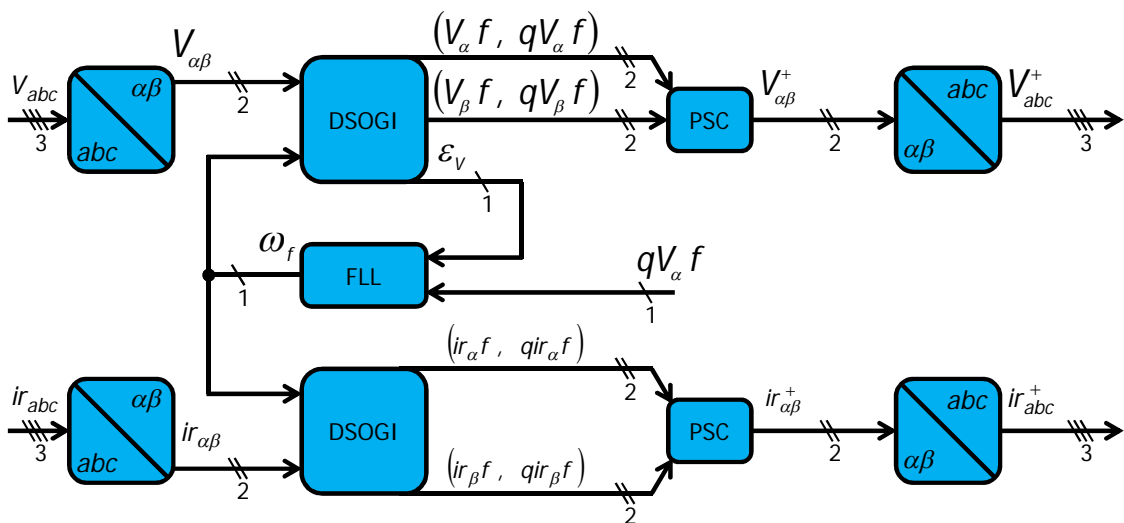
Segundo (RODRÍGUEZ et al., 2006a), uma rede elétrica constituída por vários sistemas de geração distribuída se caracteriza por ter flutuações consideráveis na frequência nominal da rede. Falhas podem ocasionar desbalanços nos níveis de tensão que podem comprometer o funcionamento de conversores conectados ativamente à rede elétrica. Em tal situação, torna-se

Figura 5.14: Estratégia de controle do filtro híbrido.



necessário o rastreamento preciso e rápido de componentes de sequência positiva e negativa para o processamento adequado de potência entre o conversor e a rede.

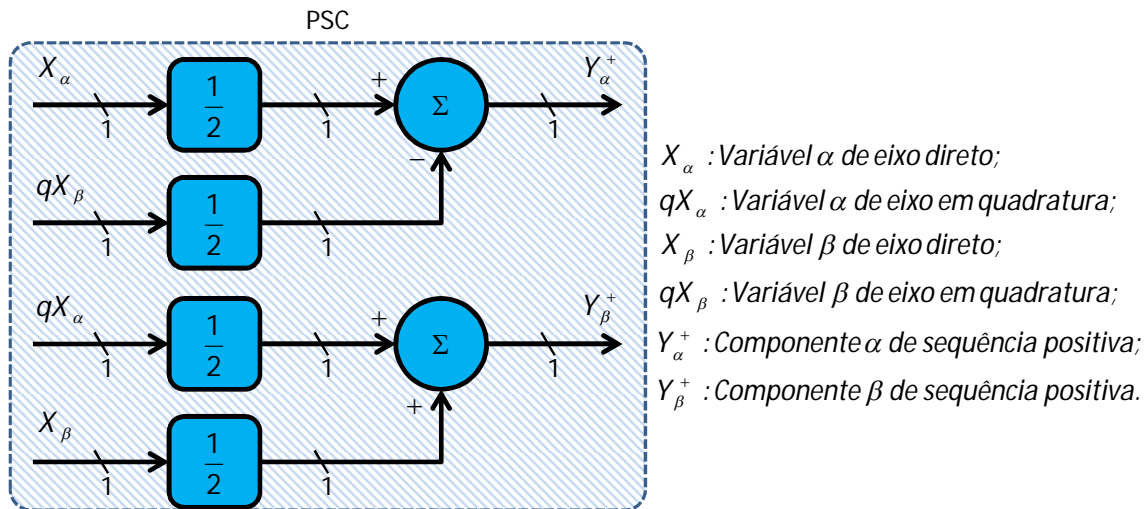
Figura 5.15: Circuito de Sincronização.



O sistema de sincronização é constituído por dois *DSOGI* e dois calculadores de sequência positiva, *Positive Sequence Calculator (PSC)*. O objetivo deste sistema é gerar si-

nais de sequência positiva da tensão no ponto de conexão comum V_{PCC} e da corrente da rede i_r da rede. Mas, apenas o *DSOGI* responsável pelo sincronismo da tensão é o que realimenta o *FLL*. Cada *DSOGI-FLL* é composto por dois integradores generalizados de segunda ordem, *Second Order Generalized Integrator SOGIs*. A Figura 5.16 mostra, de forma genérica, o esquema interno do calculador de sequência positiva, *Positive Sequence Calculator PSC* para o cálculo das sequências positivas da tensão e corrente.

Figura 5.16: *Positive Sequence Calculator (PSC)*.



A Figura 5.16 mostra que o *PSC* precisa dos sinais de eixo direto e em quadratura das componentes α e β (quatro sinais, ao todo) da tensão e corrente.

Os sinais das correntes de linha do sistema ($i_{r_{abc}}$) e as tensões de fase do barramento *PCC* (V_{PCCabc}) entram no circuito de sincronização. Os dois tipos de sinais possuem três dimensões por se tratar de um sistema trifásico. Eles são, então, convertidos em suas respectivas representações no plano de coordenadas $\alpha\beta$ através de uma transformação de Clarke normalizada. Como desenvolvido em (RODRÍGUEZ et al., 2006b), essa transformação de Clarke normalizada diminui os esforços matemáticos do controle em se obter sinais de sequência positiva a partir dos sinais de entrada.

Para se obter um sinal de sequência positiva a partir de um sinal qualquer (V_{PCCabc} , por exemplo) na entrada é preciso executar uma transformação linear utilizando o método de sequência positiva instantânea apresentado em (5.88), (RODRÍGUEZ et al., 2006b).

$$V_{PCCabc}^+ = [T_+] \cdot V_{PCCabc}. \quad (5.88)$$

$$[T_+] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a & 1 & a \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, \quad a = e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}}. \quad (5.89)$$

Contudo, na transformação de Clarke normalizada (onde há a omissão da componente homopolar) um sinal informado ao sistema de controle no plano de coordenadas abc , seria convertido para seu correspondente no plano $\alpha\beta$, como indicado em (5.90).

$$V_{PCC\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] \cdot V_{PCCabc}. \quad (5.90)$$

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (5.91)$$

Assim, o sinal de sequência positiva em $\alpha\beta$ pode ser obtido de seu respectivo sinal normal em $\alpha\beta$. Ou seja, as igualdades em (5.92) bem como a equação (5.93) mostram a equivalência da transformação linear em (5.88) para as coordenadas de Clarke normalizada.

$$V_{PCC\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] \cdot V_{PCCabc}^+ = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_+] \cdot V_{PCCabc} = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_+] \cdot [T_{\alpha\beta}]^{-1} \cdot V_{PCC\alpha\beta}^+. \quad (5.92)$$

$$V_{PCC\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \cdot V_{PCC\alpha\beta}^+, \quad q = e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}}. \quad (5.93)$$

De (5.93) observa-se que o sinal $V_{PCC\alpha}^+$, por exemplo, é constituído por sua forma de onda em fase e sua respectiva quadratura, ambas com a metade da amplitude original. Tal quadratura é obtida pelo operador q que desloca o sinal em 90° no domínio do tempo. Segundo (RODRÍGUEZ et al., 2006b), o atraso devido ao operador q varia dinamicamente com a frequência fundamental do sinal de entrada. Disso, a equação (5.93) pode ser modificada para permitir a obtenção das componentes de sequência positiva a partir das componentes harmônicas de ordem n presentes no sinal de entrada, (5.94).

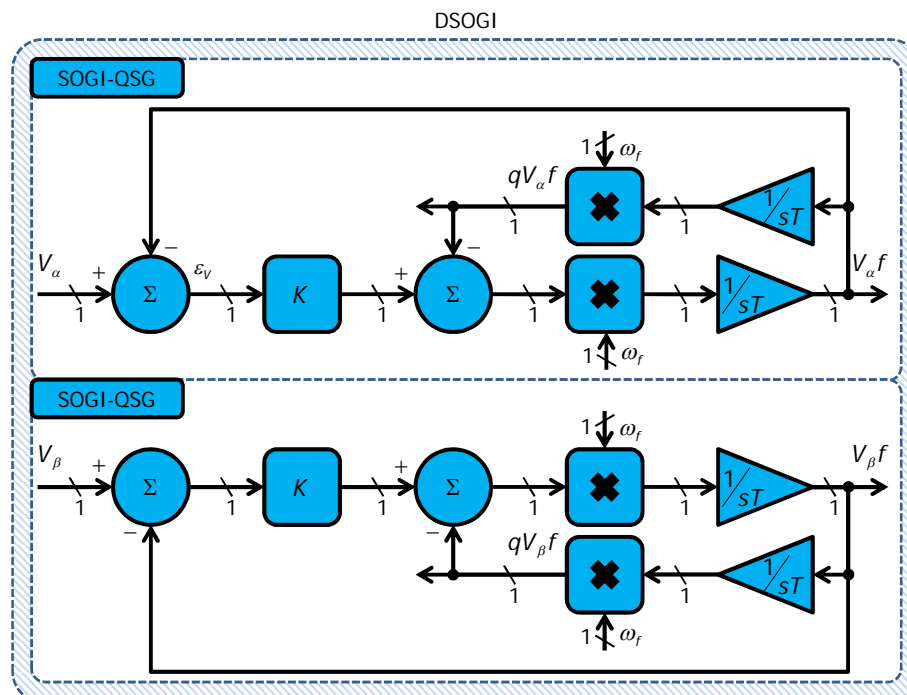
$$V_{PCC\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -|n| \cdot q \\ |n| \cdot q & 1 \end{bmatrix} \cdot V_{PCC\alpha\beta}^n \quad (5.94)$$

Vale salientar que o processo de obtenção da sequência positiva de um sinal a partir da equação (5.94), (RODRÍGUEZ et al., 2006b), não resulta em uma alteração de sequência. Ou seja, se um sinal de sequência positiva ou negativa é aplicado à equação (5.94), $V_{PCC\alpha\beta}^n$, a resposta irá manter a mesma sequência do sinal de entrada ficando apenas multiplicada por um fator complexo.

Embora a equação (5.94) esteja escrita com variáveis de tensão, deve ser lembrado que tal expressão é empregada para as correntes, também.

Da equação (5.94) pode-se observar que cada componente de sequência positiva do plano $\alpha\beta$ é composto por sinais em quadratura a partir da entrada. Essa operação de deslocamento angular de 90° é o obtido na saída do *SOGI-QSG* (*Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signals Generation*). Ou seja, o integrador *SOGI* implementado em (YUAN et al., 2000)-(TEODORESCU et al., 2004) e abordado em (RODRÍGUEZ et al., 2006b), sendo utilizado para geração de sinais em quadratura a partir de um sinal (de única dimensão), Figura 5.17.

Figura 5.17: *Dual Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signals Generation*.



O *SOGI-QSG*, abordado em (RODRÍGUEZ et al., 2006b), consiste em um método simples e eficiente na obtenção de sinais em quadratura, possibilitando o bloqueio de harmônicas

presentes nos sinais de entrada. Assim, as respostas dos blocos que determinam a sequência positiva *PSCs* não são influenciadas por distorções nas formas de onda de tensão e corrente, uma vez que a entrada dos mesmos é conectada à saída de seus respectivos *SOGI-QSG*. As equações (5.95) e (5.96) mostram as funções de transferência do *SOGI-QSG* para o sinal direto e em quadratura.

$$D(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k \cdot \omega_h \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega_h \cdot s + \omega_h^2}. \quad (5.95)$$

Onde V_{in} e V_{out} são os respectivos sinais de entrada e saída, ω_h frequência de sintonia, $s = j \cdot \omega$ é o operador de Laplace e k é o fator de amortecimento.

$$Q(s) = \frac{qV_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k \cdot \omega_h^2}{s^2 + k \cdot \omega_h \cdot s + \omega_h^2}. \quad (5.96)$$

Em (RODRÍGUEZ et al., 2006b) são feitos alguns ensaios analisando as respostas em magnitude e fase (diagrama de Bode) frente as variações de k nas equações (5.95) e (5.96). É observado que quanto menor for o valor de k menor é a largura da banda passante, tendo em vista que o *SOGI-QSG* se comporta como um filtro sintonizado (*notch*). Ou seja, o *SOGI-QSG* fica extremamente seletivo em sua frequência de ressonância ω_h para um k pequeno. Em compensação a constante de tempo do circuito da Figura 5.17 aumenta. Isto é, o tempo de estabilização da resposta do *SOGI-QSG* aumenta.

O valor de k usado para o *SOGI-QSG*, utilizado no circuito de sincronização, Figura 5.15, do filtro híbrido é o mesmo utilizado nas referências (RODRÍGUEZ et al., 2006a)-(RODRÍGUEZ et al., 2006b)-(RODRÍGUEZ et al., 2009), igual a $\sqrt{2}$. Em tais referências, onde o k foi analisado, tal valor permitia ao *SOGI-QSG* uma resposta criticamente amortecida com características desejáveis de tempo de estabilização e limite de *overshoot*.

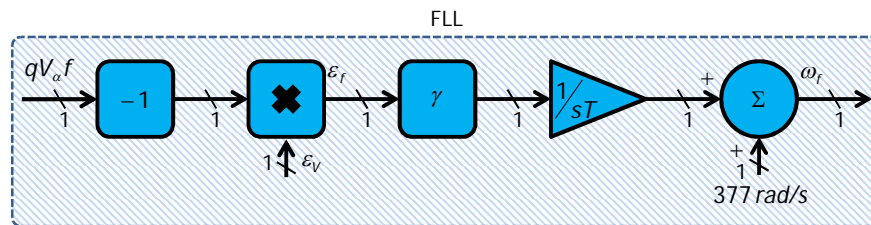
No capítulo 4, onde foi implementado um *MSOGI-FLL* para sincronização do controle do filtro, observou-se que k inferior a $\sqrt{2}$ melhorava as características das respostas do calculador de sequência positiva *PSC*, em termos de amplitude e fase para frequências de sintonia superiores a fundamental (60 Hz). Contudo, os erros em amplitude e fase para as componentes de sequência positiva da fundamental aumentavam. Portanto, os melhores resultados obtidos nos ensaios do capítulo 4 foram com $k = \sqrt{2}$. Por essa razão, o $k = \sqrt{2}$ foi adotado para o circuito de sincronização do conversor do filtro híbrido.

O sistema *SOGI-QSG* detalhado na Figura 5.17 permite que o *PSC*, diante de uma

situação em que o sinal de entrada se encontra distorcido por harmônicas, calcule as componentes de sequência positiva com erro mínimo na estimação de amplitude e fase. Porém, o sistema *SOGI-QSG* é incapaz de manter este desempenho diante de uma oscilação na frequência do sinal de entrada. Tendo em vista que o *SOGI* não apresenta, por si só, dinamismo quanto a sua frequência de sintonia. Para contornar esse problema é utilizado o *frequency locked loop (FLL)*.

O circuito do *FLL* descrito em (RODRÍGUEZ et al., 2006a)-(RODRÍGUEZ et al., 2009), detalhado na Figura 5.18, consiste em uma malha fechada extra ao circuito do *SOGI-QSG* que permite dinamizar a frequência de sintonia do *SOGI* frente as variações da frequência do sinal de entrada.

Figura 5.18: *Frequency Locked Loop (FLL)*.



Como analisado em (RODRÍGUEZ et al., 2006a), o *FLL* se utiliza de um erro de frequência variável dado pelo produto de ϵ_V (erro entre o sinal estimado em fase com a entrada e o próprio sinal de entrada) e qV_{out} (sinal estimado em quadratura), Figura 5.17. Esse erro (indicado por ϵ_f , Figura 5.18) será positivo quando a frequência do sinal de entrada for superior à frequência atual do sinal estimado pelo *SOGI*, e negativo caso contrário. Caso ϵ_f seja zero a frequência de sintonia do *SOGI* coincide com a frequência do seu sinal de entrada.

O ganho γ do *FLL*, Figura 5.18, é uma constante compensativa que tem a função de zerar a componente contínua do erro ϵ_f (ou seja, o erro em regime permanente), deslocando continuamente a frequência de sintonia do *SOGI* até igualar-se com a frequência do seu sinal de entrada. Assim, o sistema composto por dois *SOGI-QSG* e um *FLL* denominado, anteriormente por *DSOGI-FLL*, agrega a característica de frequência adaptável.

Resumindo, o circuito de sincronização detalhado na Figura 5.15 recebe os sinais $i_{r_{abc}}$ e $V_{PCC_{abc}}$ (indicados na Figura 5.8), em coordenadas abc , e os converte para coordenadas $\alpha\beta$, através da equação (5.90). Esses sinais antes com três dimensões, cada, agora possuem duas dimensões, $i_{r_{\alpha\beta}}$ e $V_{PCC_{\alpha\beta}}$.

$V_{PCC_{\alpha\beta}}$ e $i_{r_{\alpha\beta}}$ entram em seus respectivos *DSOGI-FLLs* para que sejam extraídos os sinais direto e em quadratura de suas respectivas componentes α e β (estimações com erros mínimos em amplitude e fase independente da presença de harmônicos e oscilações da

frequência fundamental da rede).

Por fim, as saídas dos *DSOGI-FLL*: $(V_{PCC\alpha\beta f}, qV_{PCC\alpha\beta f})$ e $(i_{r\alpha\beta f}, qi_{r\alpha\beta f})$ na frequência fundamental, passam pelos seus respectivos calculadores de sequência positiva *PSCs* para que sejam obtidas as componentes de sequência positiva $V_{PCC\alpha\beta}^+$ e $i_{r\alpha\beta}^+$ e, conseqüentemente, V_{PCCabc}^+ e i_{rabc}^+ (através da inversa da transformação normalizada de Clarke).

Deve-se perceber que, embora o circuito de sincronização possua dois *DSOGI*, só é necessário um *FLL*, visto que a sincronização é apenas para uma única frequência (60 Hz). Além disso, o *FLL* é realimentado pelo *DSOGI* da tensão, pois a tensão apresenta pouca interferência quanto a oscilação de frequência de seu sinal em relação a corrente. Essa característica diminui o erro de frequência na entrada do *FLL*, o que melhora seu desempenho no rastreamento da frequência fundamental da rede.

5.6.2 Regulador de tensão do elo CC

O conversor do filtro híbrido, como qualquer componente conectado a rede elétrica, apresenta perdas internas inerentes a sua operação normal. Por ser, também, um dispositivo constituído por chaves semicondutoras que precisam de uma condição externa de polarização direta para seu funcionamento normal, é necessário um mecanismo para o estabelecimento dessa condição. Diante dessas circunstâncias, o controle da potência demandada pelo funcionamento do conversor aliada a manutenção de uma tensão contínua (que garanta a polarização direta das chaves) resumem a função da malha do regulador de tensão do elo *CC* na Figura 5.14.

A tensão nos terminais do capacitor, que constitui o elo *CC*, garante a polarização adequada das chaves semicondutoras do conversor do filtro. Essa tensão é mantida em 135 *V_{cc}*, através do regulador, uma vez que a estrutura do filtro híbrido insere, na malha passiva, um capacitor entre os terminais do conversor e o ponto de conexão comum (*PCC*). Como explanado no capítulo 4, tal condição permite reduzir as perdas do conversor bem como, a tensão no elo *CC*, uma vez que a tensão nos terminais do conversor é inferior à tensão eficaz da rede no *PCC*.

A tensão no elo *CC* é medida e comparada com o valor de referência ajustado em 135 *V_{cc}*. Essa diferença define o erro *e*, indicado na Figura 5.14. O erro *e* passa por um regulador proporcional integral (*PI*) onde a saída irá corresponder as perdas associadas ao conversor, G_{LOSS} .

As componentes de sequência positiva da tensão V_{PCCabc}^+ , que saem do circuito de sincronização, são dadas em [*pu*]. Com isso, cada tensão de fase de sequência positiva é mul-

tiplicada por G_{LOSS} , resultando em $V_{abcLOSS}$. O sinal $V_{abcLOSS}$ é, então, um sinal senoidal com frequência de 60 Hz e em fase com as componentes de sequência positiva da tensão. A amplitude de $V_{abcLOSS}$ é proporcional a potência demanda pelo conversor em cada fase.

A determinação da capacitância do elo CC, C_{CC} Figura 5.9, depende da quantidade de energia que o capacitor absorve e do percentual de ondulação da tensão ao qual C_{CC} será submetido (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991). Se durante a operação do filtro híbrido a integração em um intervalo de tempo não for zero, significa que a tensão nos terminais de C_{CC} sofre variações (*ripples*) em estado permanente (LAM; WONG, 2006). Isso implica em ondulações na energia absorvida pelo capacitor C_{CC} . A equação (5.97), (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991), mostra que a diferença de pico a pico da energia absorvida pelo capacitor do elo CC é proporcional a diferença dos níveis de tensão máximo e mínimo sobre C_{CC} .

$$\Delta E_{C_{CC}} = \frac{C_{CC}}{2} \cdot \left[\left(V_{CC} + \frac{\Delta V_{CC}}{2} \right)^2 - \left(V_{CC} - \frac{\Delta V_{CC}}{2} \right)^2 \right]. \quad (5.97)$$

Onde $\Delta E_{C_{CC}}$ é a ondulação de pico a pico da energia absorvida pelo capacitor C_{CC} . V_{CC} é a diferença de potencial contínua sobre C_{CC} e ΔV_{CC} é o percentual de ondulação de tensão sobre C_{CC} . Esse percentual depende da tolerância aceitável pelo capacitor comercial escolhido. Neste trabalho foi adotado um percentual de 10%, $\Delta V_{CC} = 0,1$.

Se for considerado que a tensão e a corrente nos terminais do conversor são senoidais e com uma diferença de fase dado pelo fator de deslocamento do sistema F_{desl} , a potência de entrada do conversor pode ser dada pela equação (5.100) a partir de (5.98) e (5.99).

$$v(t) = v_p \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (5.98)$$

$$i(t) = i_p \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi). \quad (5.99)$$

Onde $v(t)$ e $i(t)$ são a tensão e corrente de linha senoidais hipotéticos considerados nos terminais do conversor do filtro híbrido, respectivamente, e v_p e i_p são seus respectivos valores de pico. ω é a frequência angular da rede, ϕ é o ângulo de defasamento entre tensão e corrente.

$$p(t) = \sqrt{3} \cdot v_p \cdot i_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi). \quad (5.100)$$

Onde $p(t)$ é a potência hipotética de entrada do conversor.

Rearranjando a equação (5.100), tem-se:

$$p(t) = P_p \cdot \left[\frac{\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \phi)}{2} \right]. \quad (5.101)$$

Onde P_p é a potência máxima hipotética entregue nos terminais do conversor dada por:

$$P_p = \sqrt{3} \cdot v_p \cdot i_p. \quad (5.102)$$

Observando a equação (5.101) verifica-se que para o caso hipotético de tensão e corrente senoidais, na entrada do conversor, tem-se uma potência com uma parcela constante e outra oscilante no dobro da frequência da rede. Ao se calcular a integral da potência, (5.101), tem-se a energia absorvida nos terminais do conversor:

$$E(t) = \int_{t_0}^t p(t) \cdot dt = \frac{P_p}{2} \cdot \cos(\phi) \cdot (t - t_0) - \frac{P_p}{4 \cdot \omega} \cdot [\sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi) - \sin(2 \cdot \omega \cdot t_0 + \phi)]. \quad (5.103)$$

Onde t e t_0 são os instantes que correspondem à energia máxima e mínima absorvida pelo capacitor do elo CC , C_{CC} .

Ao analisar os pontos de máximo e mínimo da equação (5.103) em t e t_0 , respectivamente, pode-se obter o valor de pico a pico da ondulação da energia absorvida pelo capacitor C_{CC} , Figura 5.9:

$$\Delta E(t) = \frac{P_p}{\omega} \cdot \left[\frac{\pi \cdot \cos(\phi)}{2} + 1 \right]. \quad (5.104)$$

Igualando as equações (5.97) e (5.104), pode-se obter o valor da capacitância C_{CC} pela equação (5.105):

$$C_{CC} = \frac{P_p}{\omega} \cdot \left[\frac{\pi \cdot \cos(\phi)}{2} + 1 \right] \cdot \frac{8}{\left[(2 \cdot V_{CC} + \Delta V_{CC})^2 - (2 \cdot V_{CC} - \Delta V_{CC})^2 \right]}. \quad (5.105)$$

A equação (5.105) mostra, então, que em um caso hipotético de tensão e corrente senoidais na entrada do conversor, a capacitância do seu elo CC seria dada em função de sua potência total de entrada P_p , pela frequência fundamental angular da rede ω , pelo ângulo de defasamento entre corrente e tensão ϕ , pela ondulação percentual de tensão no elo CC (considerada 10%) e pela tensão média nos terminais do capacitor C_{CC} . Esse último parâmetro seria dado em função do valor de pico da tensão de linha nos terminais do conversor.

Apesar da equação (5.105) ter sido obtida a partir de um caso hipotético, que condiz com uma situação específica à qual o filtro híbrido poderia estar submetido se houvesse apenas cargas lineares conectadas à rede de distribuição, ela representa uma boa aproximação para a

determinação da capacitância do elo CC . Isso pôde ser observado através das simulações, via *PSCAD/EMTDC*. A potência do conversor do filtro híbrido é diretamente proporcional ao nível de tensão fundamental no barramento do ponto de conexão comum PCC . Desta forma, o capacitor do elo CC poderia ser obtido, por aproximação, substituindo a equação (5.85) no lugar de P_p na equação (5.105).

Em (LAM; WONG, 2006), a potência de referência do filtro P_{APF}^* é dada pela diferença entre a potência oscilante da rede (devido aos harmônicos) e a potência ativa instantânea do elo CC . A potência oscilante da rede é resultado da diferença entre a potência da carga não-linear e a potência da malha passiva do filtro híbrido, passando essa diferença então, por um filtro passa alta D_{HP} . Olhando para a equação (5.84), observa-se que a potência da malha ativa (conversor) do filtro híbrido depende da corrente harmônica da carga que fluiria para a rede na inexistência do filtro híbrido.

A equação (5.106) é extraída de (LAM; WONG, 2006) e serve como base para a parametrização das constantes proporcional K_P e integral K_I do controlador proporcional-integral PI , Figura 5.14.

$$P_{CC} = \frac{s^2 \cdot [P_r(s) \cdot D_{HP}(s)]}{s^2 \cdot [1 - D_{HP}(s)] + s \cdot K_P + K_I} + \frac{s^2 \cdot [-P_{LOSS}(s) \cdot (1 - D_{HP}(s))]}{s^2 \cdot [1 - D_{HP}(s)] + s \cdot K_P + K_I}. \quad (5.106)$$

Onde P_{CC} é a potência de controle do filtro, P_r é a potência da rede e P_{LOSS} são as perdas internas do conversor. O produto $P_r(s) \cdot D_{HP}(s)$ é responsável pela extração da parte oscilante da potência da rede \tilde{P}_r .

A equação (5.106) mostra que a potência de controle do filtro P_{CC} depende da potência da rede P_r (ou potência da carga e malha passiva do filtro híbrido) e das perdas internas do conversor P_{LOSS} . Se a potência de referência P_{APF}^* do conversor do filtro realimentar a entrada da malha de controle (que gera como saída a potência de controle do filtro P_{CC}), haverá uma tendência da potência oscilante da rede \tilde{P}_r ir para zero. Consequentemente, a equação (5.106) mostra que se as perdas do conversor P_{LOSS} forem desprezíveis, a potência de controle do filtro P_{CC} tende a zero e a tensão no elo CC é mantida constante. Ou seja, as constantes K_P e K_I do controlador PI do elo CC , Figura 5.14, podem ser determinados ao se encontrar o lugar das raízes na equação (5.106).

5.7 Feedback control

A malha do controle do filtro responsável pela geração dos sinais de referência do conversor é o *feedback control*, Figura 5.14. O *feedback control* consiste em uma estratégia que faz o filtro se comportar como uma baixa resistência de amortecimento servindo de caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas provenientes da carga a partir de leituras de corrente no lado da rede (i_r). Com isso, a rede fica livre de harmônicos de corrente e, conseqüentemente, de tensão, (AKAGI, 2006).

Analisando a Figura 5.14, as correntes lidas no lado da rede i_{rabc} são comparadas com as respectivas componentes de sequência positiva, i_{rabc}^+ , que saem do circuito de sincronização. O resultado dessa comparação são as correntes harmônicas $i_{rabc h}$ que a carga não-linear gera. Essas correntes são multiplicadas por uma constante FG e o resultado dessa multiplicação fornece as tensões harmônicas $V_{abc h}$ proporcionais as correntes harmônicas. A constante FG é a constante de compensação utilizada na corrente injetada pelo conversor do filtro híbrido, apresentada em (5.82).

As tensões harmônicas são, então, adicionadas às perdas do conversor, $V_{abcLOSS}$, com sinais contrários. Uma vez que o conversor deve sintetizar harmônicas em oposição de fase em relação a carga não-linear, para anular as harmônicas do ponto de vista da rede. O resultado dessa última operação é a geração das tensões de referência V_{abc}^* .

Na equação (5.82) é mostrado que, em tese desprezando as perdas internas do conversor, a malha ativa do filtro híbrido injeta componentes harmônicas simétricas ω_{h1} e assimétricas ω_{h2} compensadas pelo fator FG . Dividindo ambos os membros das equações (5.67) e (5.76) por i_{Lh1} e i_{Lh2} , respectivamente, são obtidas a seguintes funções de transferência:

$$\frac{i_{rh1}}{i_{Lh1}} = \frac{(Z_{Ch1} + Z_{L5h1})}{Z_{Ch1} + Z_{rh1} + (1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}, \quad (5.107)$$

$$\frac{i_{rh2}}{i_{Lh2}} = \frac{(Z_{Ch2} + Z_{L3h2})}{Z_{Ch2} + Z_{rh2} + (1 + FG) \cdot Z_{L3h2}}. \quad (5.108)$$

Aplicando Laplace às equações (5.107) e (5.108), tem-se:

$$G(s_1) = \frac{i_{rh1}(s_1)}{i_{Lh1}(s_1)} = \frac{C \cdot L_5 \cdot s_1^2 + 1}{C \cdot [L_r + L_5 \cdot (1 + FG)] \cdot s_1^2 + 1}, \quad (5.109)$$

$$G(s_2) = \frac{i_{rh2}(s_2)}{i_{Lh2}(s_2)} = \frac{C \cdot L_3 \cdot s_2^2 + 1}{C \cdot [L_r + L_3 \cdot (1 + FG)] \cdot s_2^2 + 1}. \quad (5.110)$$

Aplicando às equações (5.109) e (5.110) a tabela de Routh pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz, (LAM; WONG, 2006), pode-se obter uma constante de compensação FG que

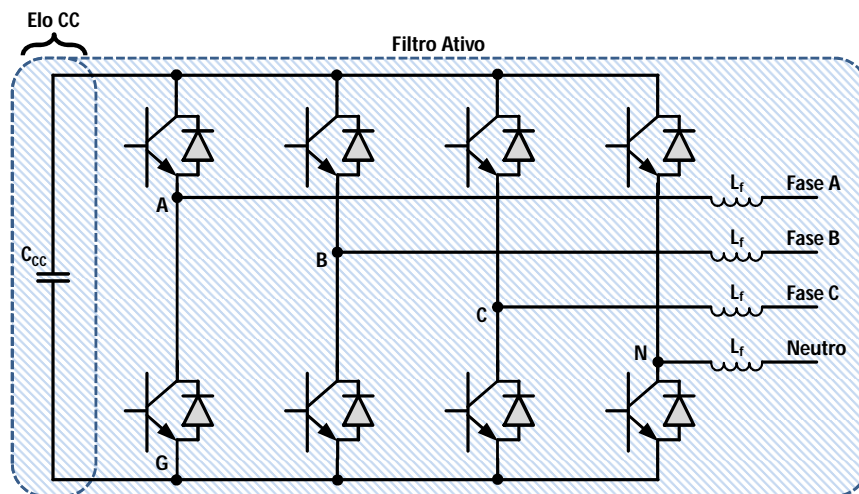
garanta a estabilidade do sistema de controle do conversor do filtro híbrido. Vale salientar que o polinômio de Hurwitz nas equações (5.109) e (5.110) é um caso especial por não possuir a parcela relativa ao s^1 , (MAYA; LEONARDI, 2011).

5.8 Modulação geométrica

As tensões de referência V_{abc}^* formam um grupo de três sinais que seriam as moduladoras para o circuito de modulação seno-triângulo de um conversor trifásico com três braços, por exemplo. Contudo, o filtro híbrido em desenvolvimento possui um conversor trifásico com quatro braços, como ilustrado na Figura 5.9. Ou seja, para o caso do conversor do presente trabalho seria necessário um quarto sinal modulante para permitir o controle das chaves do quarto braço. Uma das soluções que foi utilizada neste trabalho foi a modulação geométrica.

A Figura 5.19 é uma cópia da Figura 5.9 com a rotação de alguns nós a fim de um levantamento de equações para o entendimento da modulação geométrica.

Figura 5.19: Esquemático de potência do conversor.



Equacionando as tensões nas malhas AGN , BGN e CGN , tem-se:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AG} - V_{NG}, \\ V_{BN} = V_{BG} - V_{NG}, \\ V_{CN} = V_{CG} - V_{NG}. \end{cases} \quad (5.111)$$

De (5.111) constrói-se a matriz (5.112):

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AG} \\ V_{BG} \\ V_{CG} \\ V_{NG} \end{bmatrix}. \quad (5.112)$$

A matriz (5.112) não é inversível, então, adota-se a definição da tensão de sequência zero como sendo a soma das tensões entre as chaves $ABCN$ e o polo negativo G do elo CC , (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

$$V_0 = V_{AG} + V_{BG} + V_{CG} + V_{NG}. \quad (5.113)$$

Acrescentado-se (5.113) à (5.112), tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AG} \\ V_{BG} \\ V_{CG} \\ V_{NG} \end{bmatrix}. \quad (5.114)$$

A matriz (5.114) agora é inversível.

Calculando a inversa de (5.114), tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_{AG} \\ V_{BG} \\ V_{CG} \\ V_{NG} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \cdot \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 3 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 3 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \\ V_0 \end{bmatrix}. \quad (5.115)$$

Aplicando valores médios à equação (5.115), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{AG} \\ \bar{V}_{BG} \\ \bar{V}_{CG} \\ \bar{V}_{NG} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \cdot \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 3 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 3 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_{AN} \\ \bar{V}_{BN} \\ \bar{V}_{CN} \\ \bar{V}_0 \end{bmatrix}. \quad (5.116)$$

As tensões médias em (5.116) devem ser proporcionais aos sinais de referência gerados

pelo controle, assim:

$$\begin{cases} 0 \leq \bar{V}_{AG} \leq V_{CC}, \\ 0 \leq \bar{V}_{BG} \leq V_{CC}, \\ 0 \leq \bar{V}_{CG} \leq V_{CC}, \\ 0 \leq \bar{V}_{NG} \leq V_{CC}. \end{cases} \quad (5.117)$$

Substituindo as tensões médias de (5.116) nas inequações de (5.117) e rearranjando o sistema, tem-se:

$$\begin{cases} 0 \leq 3 \cdot \bar{V}_{AN} - \bar{V}_{BN} - \bar{V}_{CN} + \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC}, \\ 0 \leq -\bar{V}_{AN} + 3 \cdot \bar{V}_{BN} - \bar{V}_{CN} + \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC}, \\ 0 \leq -\bar{V}_{AN} - \bar{V}_{BN} + 3 \cdot \bar{V}_{CN} + \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC}, \\ 0 \leq -\bar{V}_{AN} - \bar{V}_{BN} - \bar{V}_{CN} + \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC}. \end{cases} \quad (5.118)$$

Aplicando mudança de variável no sistema (5.118) para efeito de simplificação literal, tem-se:

$$\begin{cases} Y_1 = -3 \cdot \bar{V}_{AN} + \bar{V}_{BN} + \bar{V}_{CN}, \\ Y_2 = \bar{V}_{AN} - 3 \cdot \bar{V}_{BN} + \bar{V}_{CN}, \\ Y_3 = \bar{V}_{AN} + \bar{V}_{BN} - 3 \cdot \bar{V}_{CN}, \\ Y_4 = \bar{V}_{AN} + \bar{V}_{BN} + \bar{V}_{CN}. \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Y_1 \leq \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC} + Y_1, \\ Y_2 \leq \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC} + Y_2, \\ Y_3 \leq \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC} + Y_3, \\ Y_4 \leq \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC} + Y_4. \end{cases} \quad (5.119)$$

Ao último sistema de (5.119) aplica-se a seguinte condição:

$$\text{MAX} [Y_1, Y_2, Y_3, Y_4] \leq \bar{V}_0 \leq 4 \cdot V_{CC} + \text{MIN} [Y_1, Y_2, Y_3, Y_4]. \quad (5.120)$$

Aplicando média aritmética aos limites da inequação (5.120), pode-se obter:

$$\bar{V}_0 = \frac{4 \cdot V_{CC} + \text{MIN} [Y_1, Y_2, Y_3, Y_4] + \text{MAX} [Y_1, Y_2, Y_3, Y_4]}{2}. \quad (5.121)$$

A partir da equação (5.121) é possível obter o quarto sinal modulante para o controle do quarto braço do conversor.

5.9 Conclusão

A estratégia de controle adotada para o conversor do filtro híbrido possui um circuito de sincronização robusto que é insensível às distorções harmônicas, afundamentos de tensão e oscilações de frequência fundamental. Tal circuito permite a correta operação do filtro híbrido

nos casos mais extremos de degradação da qualidade de energia da rede, evitando problemas de ressonância do filtro com a rede e qualquer falha do mesmo.

A robustez do circuito de sincronização advém do fato dele precisar sintonizar em apenas uma frequência (a fundamental, 60 Hz) não precisando de praticamente nenhum ajuste quando o perfil de carga (potência e espectro harmônico) ou as características de rede mudam drasticamente. No caso do *MSOGI* (apresentado como proposta de controle no capítulo 4), as constantes proporcionais e os integradores demandavam muito tempo e muito cálculo, necessários para seu ajuste.

O circuito de sincronização implementado apenas com dois *DSOGIs* e um *FLL* acaba sendo mais simples que o controle com *MSOGI*, apresentado no capítulo 4. Essa simplicidade se torna uma vantagem para o controlador do filtro visto que seu desempenho acaba apresentando uma característica de resposta mais rápida.

A estratégia de controle, apresentada neste capítulo, e que será adotada para o controle do conversor do filtro, permite que o mesmo compense todos os harmônicos de corrente presentes na rede, inclusive a 3^a e a 5^a harmônicas sintonizadas pela malha passiva. Essa característica permite o conversor melhorar a filtragem de harmônicos do filtro híbrido e, ainda, mantém um consumo de potência por parte do conversor tão baixo quanto o obtido nos ensaios utilizando o *MSOGI*. A compensação de reativos ainda continua sendo função do capacitor da malha passiva.

Foi exposto no capítulo que a malha passiva está fortemente relacionada com desempenho do filtro híbrido bem como de sua malha ativa (conversor). A capacitância elevada da malha passiva, C , implica em menores perdas na frequência fundamental por parte do conversor. Contudo, maiores serão suas perdas para as frequências harmônicas e mais distorções ocorrerão na tensão do barramento do ponto de conexão comum *PCC*.

Devido á esses comportamentos contrários com relação à escolha do capacitor C da malha passiva, foi estabelecido a correção do fator de deslocamento F_{desl} como ponto inicial para sua escolha. A escolha do capacitor comercial próximo ao C , frente aos seus efeitos sobre o desempenho do conversor, pode ser analisado junto à escolha do fator de qualidade Q para a determinação da indutância e resistência da malha passiva.

A determinação da capacitância do elo CC , C_{CC} , pode ser determinada por aproximação de que a tensão e corrente nos terminais do conversor são senoidais e defasadas, uma vez que a componente fundamental de tensão nos terminais do conversor são as mais intensas. Além da determinação de C_{CC} , a parametrização das constantes do controle puderam ser obtidas como

elucidado neste capítulo.

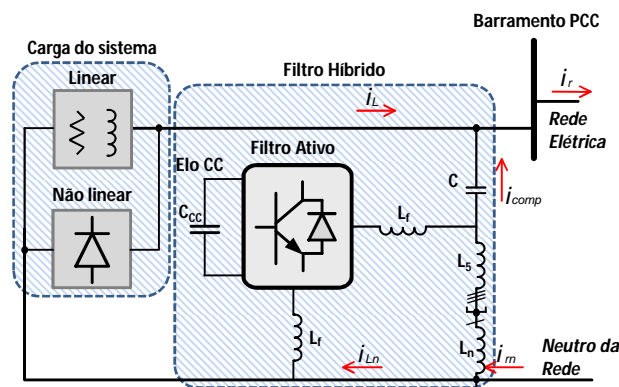
A relação entre a potência do conversor do filtro híbrido e o sistema de cargas pode ser facilmente minimizada quando se conhece os parâmetros da malha passiva. Essa relação, também, irá depender do quão eficiente é a capacidade de filtragem do conversor.

Por fim, foi visto a modulação geométrica como uma solução para a geração de um quarto sinal modulante para o controle do quarto braço do conversor do filtro híbrido.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação do filtro híbrido de potência de dupla sintonia *FHDS* apresentado no capítulo 4 como modelo *M4*. Neste novo ensaio do *FHDS* é utilizada a estratégia de controle apresentada no capítulo 5. O sistema de potência ao qual o *FHDS* irá se conectar é o mesmo utilizado nos ensaios do capítulo 4 e na modelagem do capítulo 5. Este sistema é indicado na Figura 6.1.

Figura 6.1: Sistema de potência emulado.



Os parâmetros da rede bem como do filtro são indicados na Tabela 6.1. Além dos níveis de tensão da rede, os dados referentes ao transformador e a potência da carga foram alterados visando uma proximidade com uma condição real ao qual o filtro será submetido em uma posterior implementação prática.

Os resultados foram obtidos via *PSCAD/EMTDC*. O sistema de cargas indicado na Figura 6.1, é o mesmo adotado nos ensaios apresentados no capítulo 4: uma carga linear *RL* série, três retificadores monofásicos de onda completa conectados em cada fase e um retificador controlado trifásico. O tempo de simulação adotado foi de 6 s sendo dividido em três etapas:

- 0 – 2s: sistema operando apenas com o sistema de cargas conectado ao *PCC*;
- 2 – 4s: sistema operando com o sistema de cargas e a malha passiva do *FHDS* conectados ao *PCC*;

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema de potência emulado.

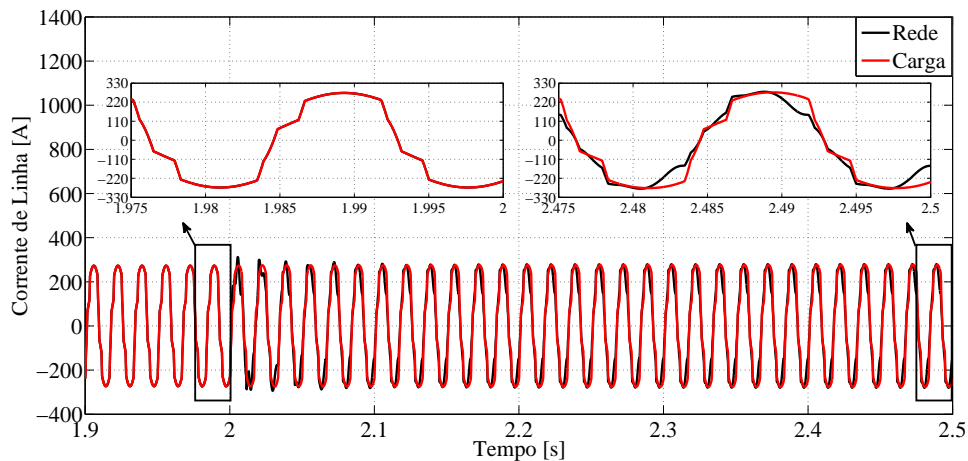
Parâmetros	Valores Nominais
Transformador 3 ϕ	150 kVA – 13,8 kV/380 V – 60 Hz
Sistema de cargas 3 ϕ	133,77 kVA – FP = 0,86 – 380 V
Resistência da rede R_r	14,7 m Ω
Resistência da rede L_r	0,18 mH
Capacitância C da malha passiva do FHDS	400 μ F
Indutância L_5 da malha passiva do FHDS	704 μ H
Resistência R_5 da malha passiva do FHDS	26 m Ω
Indutância L_n da malha passiva do FHDS	417 μ H
Resistência R_n da malha passiva do FHDS	16 m Ω
Indutância L_f nos terminais da malha ativa do FHDS	500 μ H
Capacitância C_{CC} do elo CC da malha ativa do FHDS	4700 μ F
Tensão no elo CC da malha ativa do FHDS	135 V _{CC}
Ganho FG da malha ativa do FHDS	19.37
$K_P - K_I$ do regulador do elo CC da malha ativa do FHDS	1 – 0.01
Potência do conversor do FHDS	206 W

- 4 – 6s: sistema operando com o sistema de cargas e o FHDS pleno conectados ao PCC.

6.1 Correntes de linha da rede

A Figura 6.2 mostra uma visão geral e os detalhes, em regime permanente, das correntes na fase *a*, da rede e da carga, durante a conexão da malha passiva do filtro híbrido.

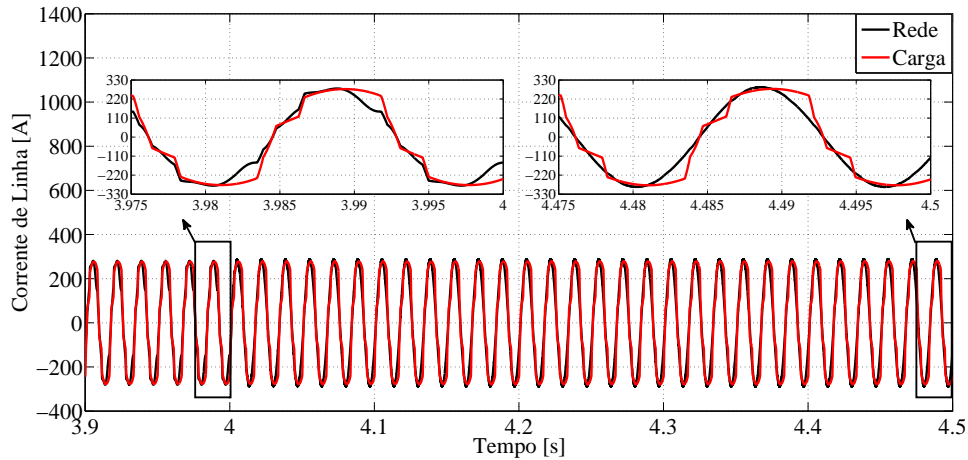
Figura 6.2: Correntes na fase *a* da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.



Assim como a Figura 6.2, a Figura 6.3 mostra as correntes da rede e da carga durante a conexão da malha ativa do filtro híbrido.

Em ambas as figuras, 6.2 e 6.3, são mostrados os efeitos da conexão do filtro híbrido de dupla sintonia FHDS. Primeiro há a conexão da malha passiva em 2 s e depois a conexão da malha ativa (conversor) em 4 s. As figuras mostram que o FHDS a partir da metodologia

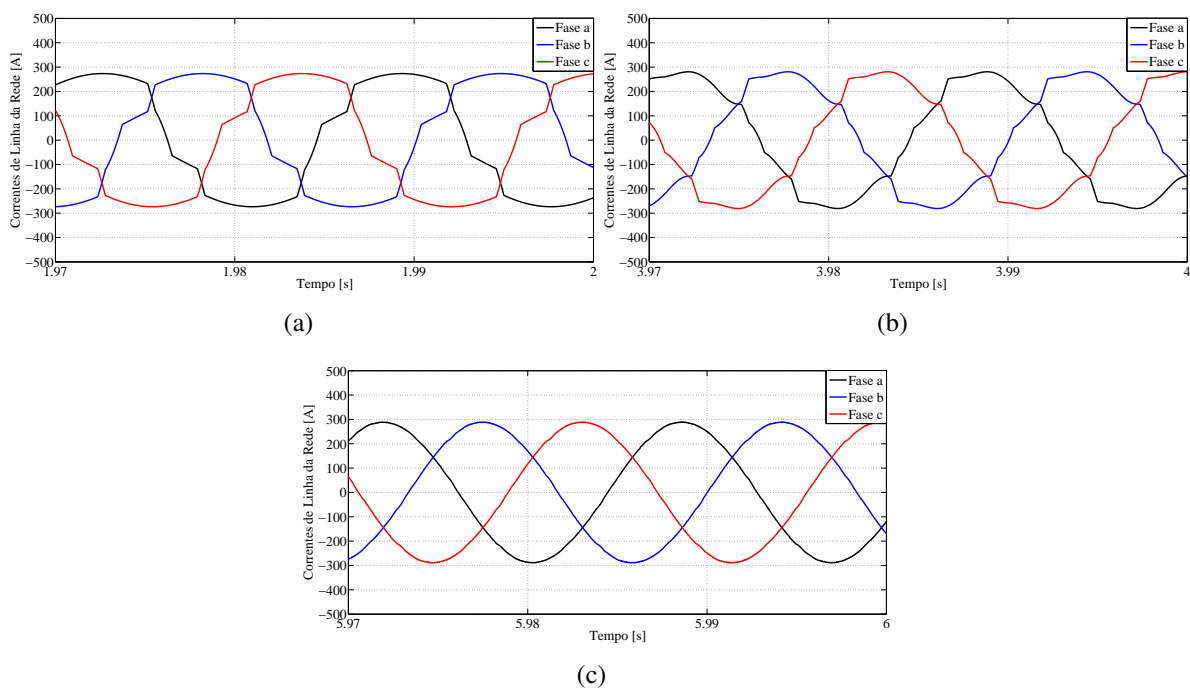
Figura 6.3: Correntes na fase *a* da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.



de projeto discutidas neste trabalho funcionou de maneira adequada tanto plenamente quanto parcialmente, isto é, quando somente a malha passiva ficou em operação. Observa-se, também, que os transitórios não são acompanhados por oscilações importantes.

A Figura 6.4 mostra o progresso na filtragem harmônica das correntes de linha da rede em cada etapa da simulação. Esta figura mostra, também, um leve aumento no valor de pico das correntes de linha da rede. No entanto, se seu fator de crista FC , dado por (6.1), (RASHID, 1999), aumenta, isto significa que a corrente se torna mais senoidal, como pode ser visto na Figura 6.4. Isso implica na redução do valor eficaz da corrente da rede, Figura 6.5.

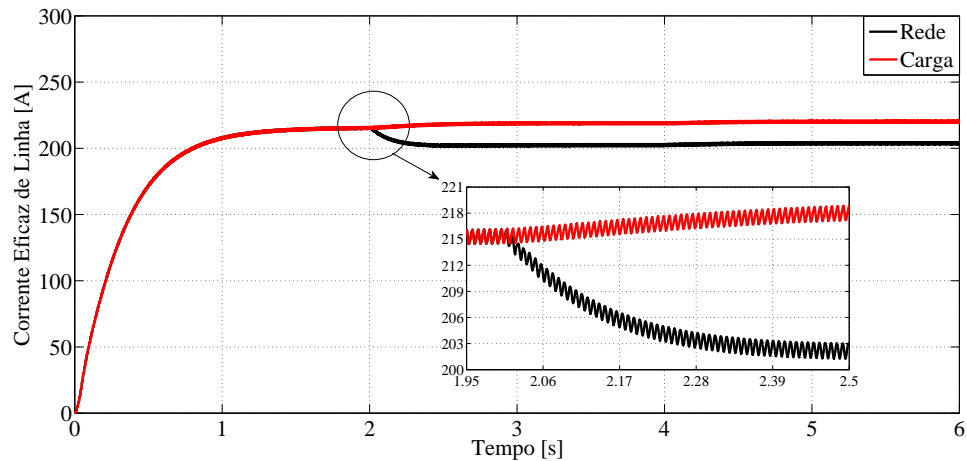
Figura 6.4: Correntes de linha da rede nos intervalos de $0 - 2s$ (a), $2 - 4s$ (b) e $4 - 6s$ (c).



$$FC = \frac{I_{1p}}{I_r}. \quad (6.1)$$

Onde FC é o fator de crista, I_{1p} valor de pico da fundamental e I_r corrente eficaz da rede.

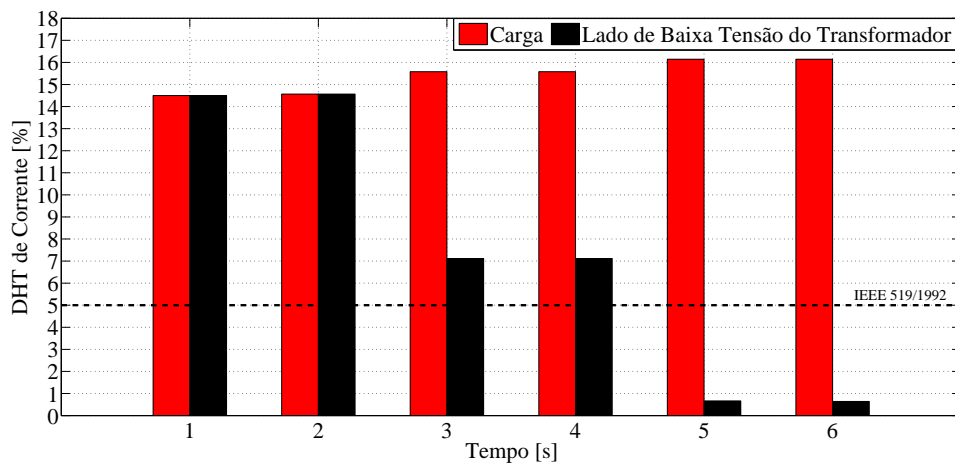
Figura 6.5: Correntes eficazes de linha da rede e da carga.



Na Figura 6.5 é observada uma redução de 6,9% da corrente da rede em relação à carga. Nos ensaios realizados no capítulo 4 essa redução foi maior pois o capacitor utilizado na malha passiva foi dimensionado para uma correção do fator de deslocamento F_{desl} unitário. Enquanto, o capacitor da malha passiva para esta simulação foi selecionado para uma correção do F_{desl} em 0,92.

A Figura 6.6 mostra o efeito do filtro em termos de distorção harmônica total DHT para cada etapa da simulação.

Figura 6.6: DHT de corrente na fase a da carga e da rede em relação a $IEEE\ 519$.



A Figura 6.6 mostra que o filtro híbrido plenamente conectado na etapa 4 – 6s apresenta uma redução da DHT frente a carga e o nível referencial exigido por norma. Na segunda etapa

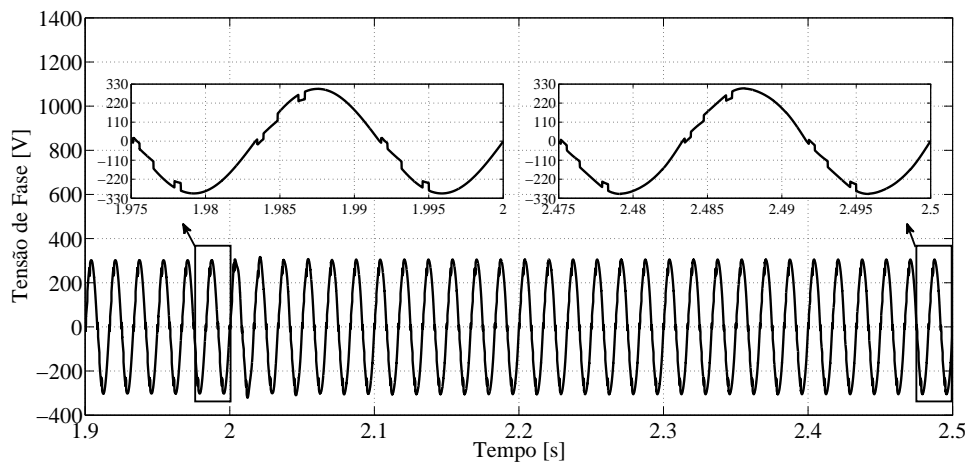
2 – 4s, quando há conexão apenas da malha passiva, a *DHT* reduz mais não abaixo da referência de 5% da *IEEE*. Isso porque a malha passiva só é responsável por dois harmônicos. Mas, ainda assim, a redução é considerável pois esses dois harmônicos são os mais intensos da carga.

É possível notar ainda na Figura 6.6 que há um leve aumento na *DHT* da carga na segunda etapa. Esse aumento pode ser explicado pelo efeito de ressonância do filtro com as harmônicas geradas pela carga. Na segunda etapa de simulação 2 – 4s (apenas malha passiva) só duas harmônicas (3^a e 5^a) entram em ressonância com o filtro. Na terceira etapa 4 – 6s quase todas as harmônicas restantes fluem pelo filtro como se o mesmo se comportasse como uma resistência de amortecimento, um caminho de menor impedância para as harmônicas.

6.2 Tensões do ponto de conexão comum *PCC*

As figuras 6.7 e 6.8 mostram a tensão da fase *a* no *PCC* com detalhamentos em seu regime permanente durante a conexão das malhas passiva e ativa.

Figura 6.7: Tensão da fase *a* da rede durante a conexão da malha passiva.



Assim como para as correntes, o filtro híbrido de dupla sintonia *FHDS* mostrou-se eficaz para a redução das distorções da tensão. Além disso, a Figura 6.8 também mostra que não há oscilações nos transitórios quando entra a malha passiva, 2 – 4s, e depois a malha ativa, 4 – 6s.

A Figura 6.9 ilustra a evolução da forma de onda das tensões de fase no *PCC* para cada etapa de simulação.

O *ripple* em alta frequência presente na forma de onda das tensões na Figura 6.9 demonstram que as impedâncias nos terminais do conversor (malha ativa) do filtro híbrido são pequenas para o nível de tensão de 380 V de linha da rede, se comparado aos resultados do

Figura 6.8: Tensão da fase *a* da rede durante a conexão da malha ativa.

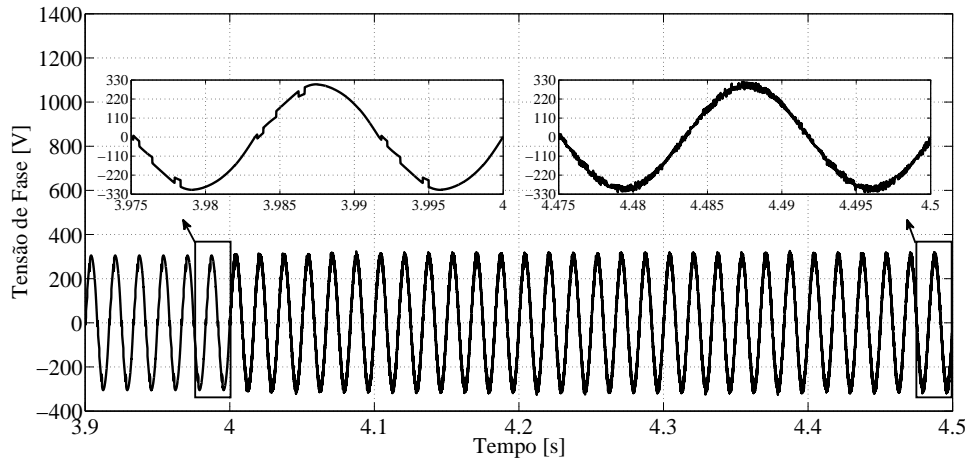
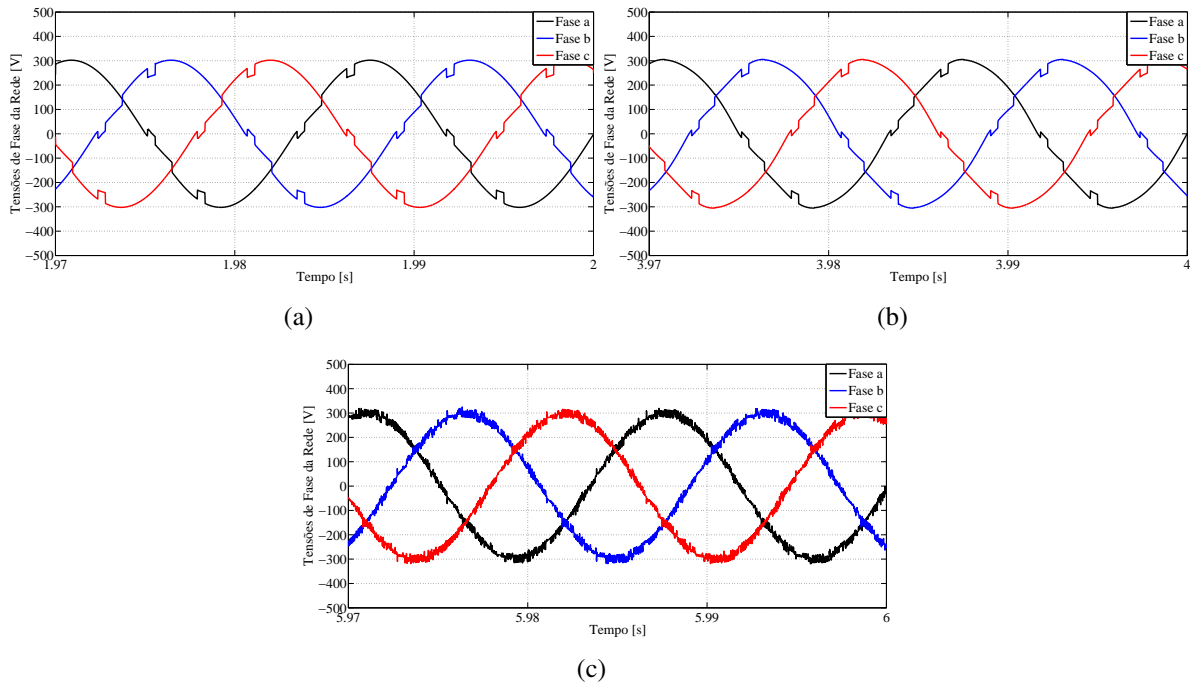


Figura 6.9: Tensões de fase da rede, nos intervalos de 0 – 2s (a), 2 – 4s (b) e 4 – 6s (c).

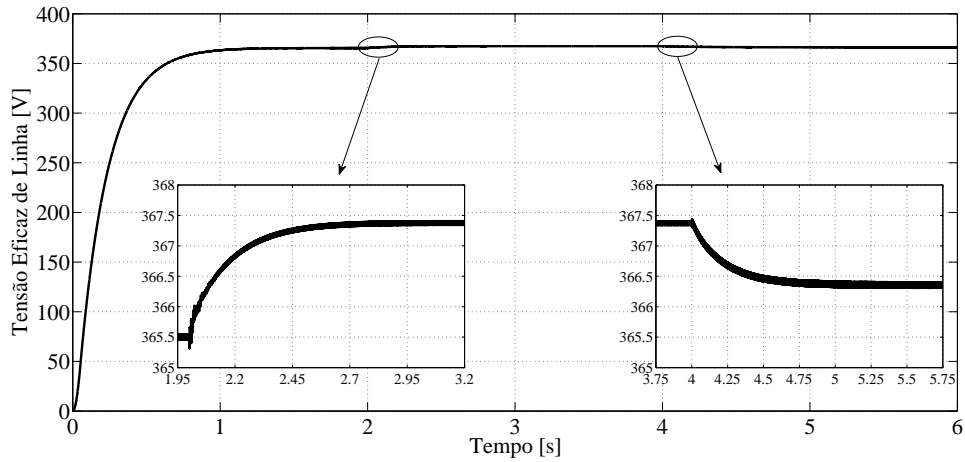


capítulo 4 com 220 V de linha. Esse *ripple* é provocado pelo chaveamento do conversor.

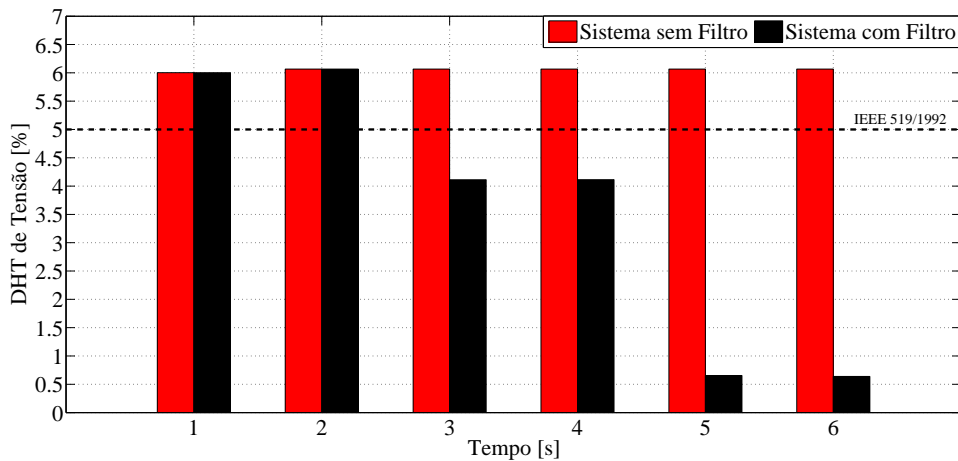
A Figura 6.10 mostra a tensão eficaz de linha da rede no *PCC* nas três etapas de simulação.

Na Figura 6.10 é observado que o suporte de reativo da malha passiva do filtro híbrido aumenta a tensão no barramento do *PCC*. Contudo, quando a malha ativa é conectada, há uma redução da tensão devido à potência ativa solicitada pelo conversor. Ou seja, há um pequeno aumento de potência ativa demandado da rede. Esse aumento de potência aumenta a queda de tensão no *PCC*.

Figura 6.10: Tensão eficaz de linha da rede.



A Figura 6.11 ilustra a distorção harmônica total DHT da tensão na fase a .

Figura 6.11: DHT de tensão na fase a da rede em relação a $IEEE 519$.

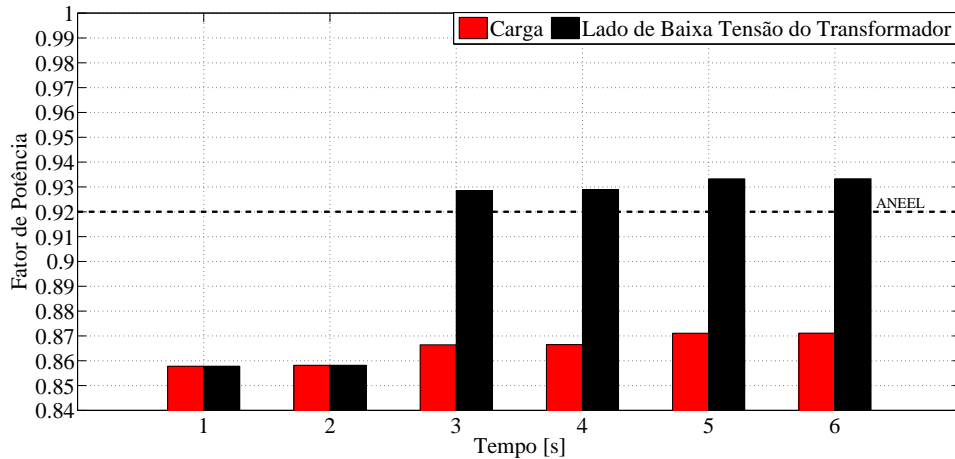
Apesar do *ripple* de chaveamento provocado pelo conversor e a baixa impedância em seus terminais, a Figura 6.11 mostra que essa ondulação não infere em um aumento da DHT de tensão na rede. E mais uma vez o filtro apresenta resultado positivo quanto ao suporte de tensão (aumentando a tensão do PCC) e, agora, com relação à DHT de tensão no PCC .

6.3 Fator de potência do sistema

O fator de deslocamento F_{dest} com base na modelagem do capítulo 5 deve ser próximo, senão igual, à 0,92. Tendo em vista que o capacitor da malha passiva C foi dimensionado para corrigir o F_{dest} para 0,92, ou próximo, qualquer aumento após a conexão da malha ativa será devido ao aumento dos fatores de distorção $F_{dist(V)}$ e $F_{dist(I)}$ pela redução dos $DHTs$ de tensão e corrente da rede.

A Figura 6.12 mostra os fatores de potência FPs da carga e da rede em relação ao nível exigido pela *ANEEL* (ANEEL N 456, 2000).

Figura 6.12: FP da carga e da rede em relação a *ANEEL*.

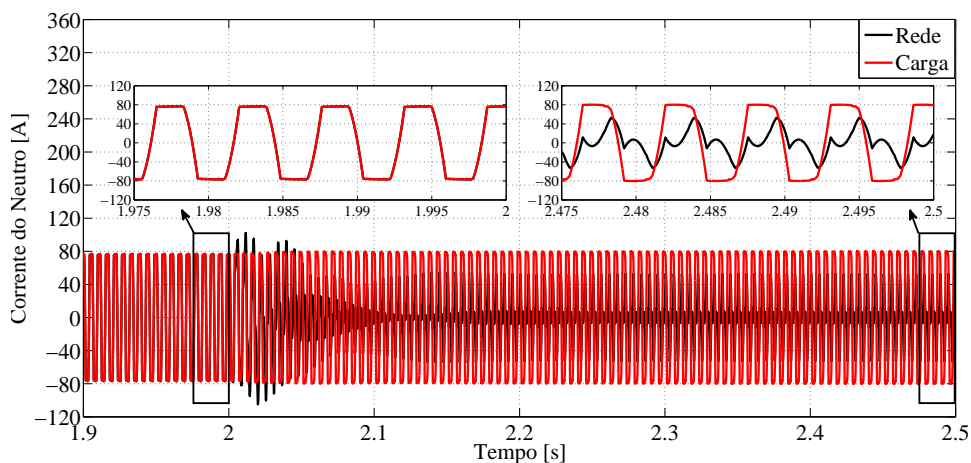


Pode-se observar na Figura 6.12 que ainda há um pequeno aumento do FP com a operação plena do filtro híbrido de dupla sintonia $FHDS$ no intervalo de 4–6s. Isso comprova a definição de fator de potência abordado no capítulo 2 como dependente do F_{desl} e das distorções harmônicas de tensão e corrente.

6.4 Corrente do neutro

As figuras 6.13, 6.14 e 6.15 mostram com detalhes as correntes no neutro da rede e da carga nas etapas de simulação (0–2s, 2–4s e 4–6s).

Figura 6.13: Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.



Nas figuras 6.13, 6.14 e 6.15 observa-se bom desempenho na filtragem da componente homopolar por parte do filtro $FHDS$. Tal filtragem apresentou uma pequena oscilação no tran-

Figura 6.14: Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.

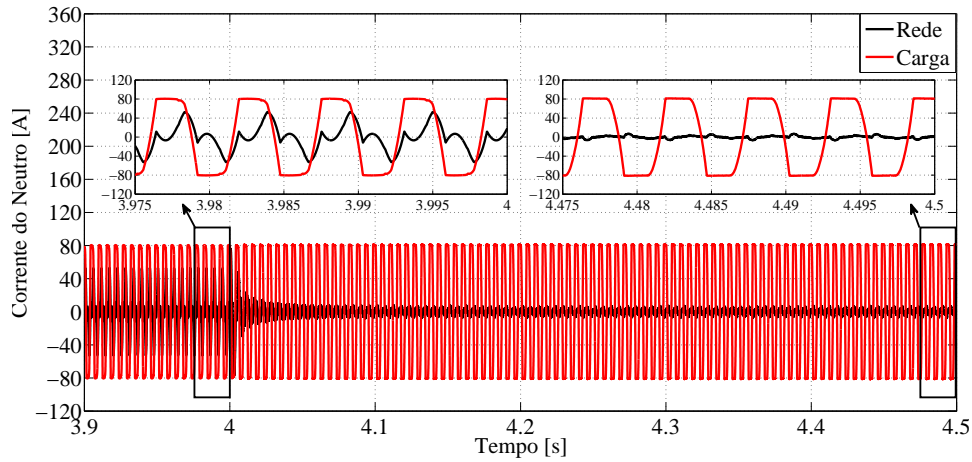
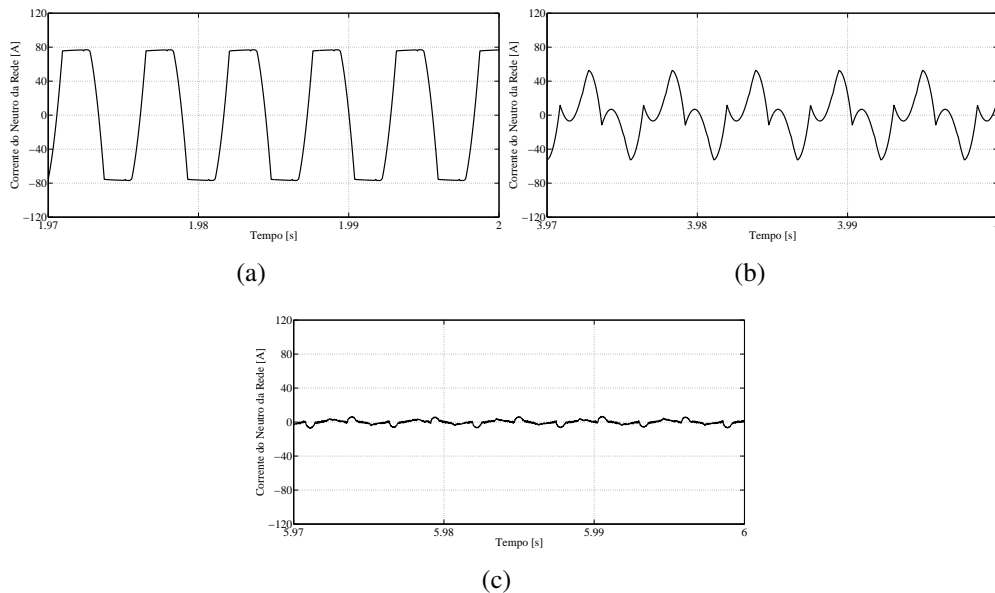


Figura 6.15: Corrente no neutro da rede, nos intervalos de 0 – 2s (a), 2 – 4s (b) e 4 – 6s (c).

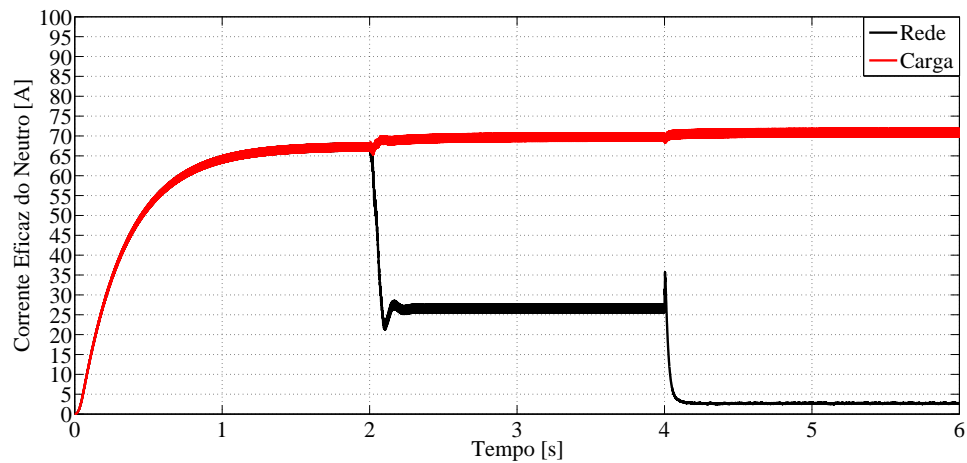


sitório de 2 s devido a corrente de *inrush* do capacitor C da malha passiva. O mesmo pode ser evidenciado no instante de 4 s em que a malha ativa do *FHDS* é inserida no sistema. Contudo, os níveis de pico da corrente do neutro da rede são bem abaixo de 10 A com o *FHDS* pleno.

A Figura 6.16 mostra a redução da corrente eficaz do neutro da rede em comparação com a carga.

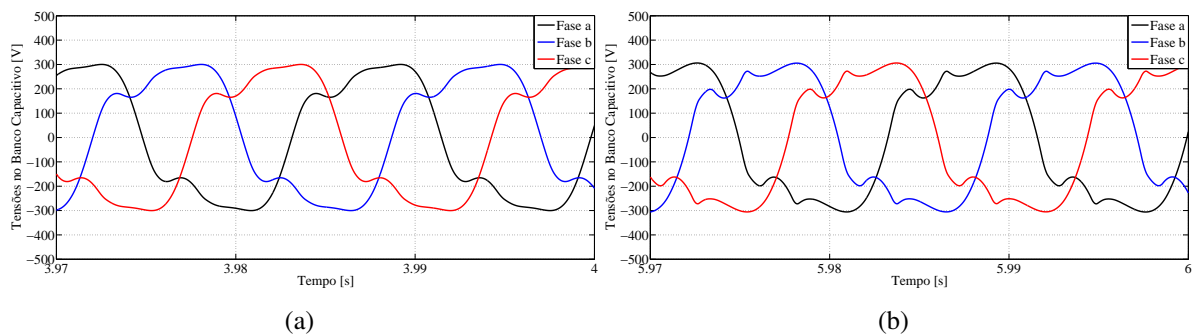
A redução da corrente eficaz do neutro da rede, evidenciado na Figura 6.16, reduz também as perdas desse condutor e as perdas nos enrolamentos do transformador de distribuição da rede que supre a carga.

Figura 6.16: Correntes eficazes do neutro da rede e da carga.



6.5 Tensão nos terminais do capacitor C da malha passiva

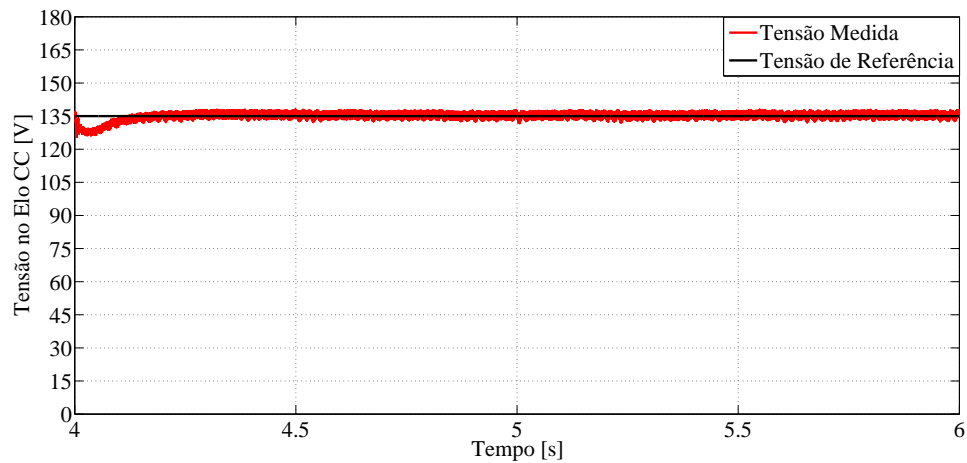
A Figura 6.17 mostra as tensões abc nos terminais do capacitor C da malha passiva. Essa figura serve de análise para escolha do valor nominal da tensão do capacitor comercial a ser selecionado.

Figura 6.17: Tensão nos terminais do capacitor C da malha passiva em 2 – 4s (a) e 4 – 6s (b).

Em ambas etapas de simulação ou condições, em que o capacitor C pode ser submetido em operação normal do filtro híbrido, observa-se que o valor de pico das tensões não ultrapassam o valor de pico da tensão de fase da rede, ~ 311 V. Assim, com base no catálogo de capacitores para correção do fator de potência da EPCOS, (EPCOS, 2013), pode-se adotar um capacitor de $400 \mu F$ de $330 V_{RMS}$ nominal.

6.6 Tensão no capacitor C_{CC} do elo CC

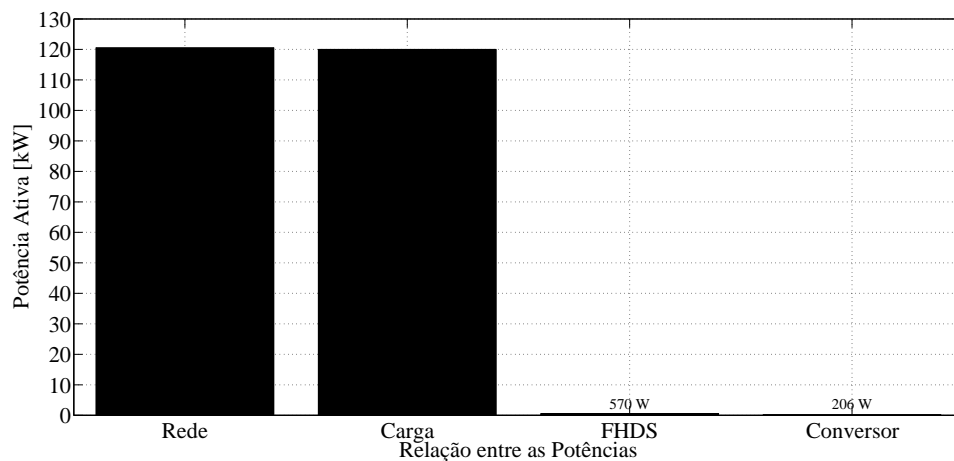
A Figura 6.18 mostra a tensão do elo CC sendo controlada pelo regulador do elo CC do sistema de controle do conversor do filtro explicado (capítulo 5).

Figura 6.18: Tensão no elo CC do conversor do $FHDS$.

Observa-se a operação do regulador do elo CC estabilizando a tensão nos terminais do capacitor C_{CC} do conversor em 135 V. A ondulação da tensão do elo CC é de 3% em relação a sua referência.

6.7 Potência processada pelo conversor

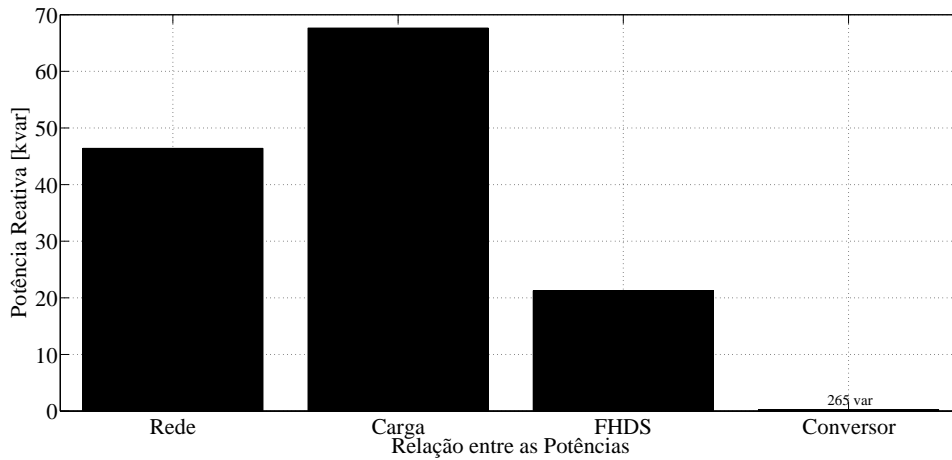
As figuras 6.19 e 6.20 informam, graficamente, a relação entre as potências demandadas pela carga, filtro híbrido $FHDS$ e suprida pela rede.

Figura 6.19: Potências ativas da rede, carga, $FHDS$ e malha ativa do $FHDS$, em [kW].

Pela Figura 6.19 observa-se que a potência ativa suprida pela rede é praticamente, quase toda, demandada pela carga. Ficando, assim, uma parcela desprezível para o filtro híbrido. Nota-se também, dessa figura, que o conversor (malha ativa) é responsável por menos da metade da potência útil do $FHDS$.

O gráfico da Figura 6.20 mostra que, praticamente, a diferença de potência reativa entre

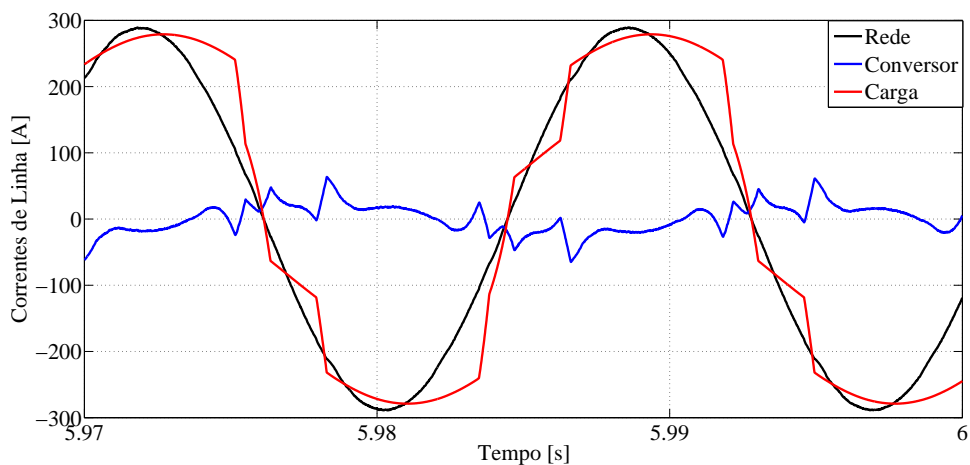
Figura 6.20: Potências reativas da rede, carga, *FHDS* e malha ativa do *FHDS*, em [kvar].



a rede e a carga é suprida pelo filtro híbrido. É evidente, também, que assim como proposto no controle do conversor do capítulo 5 o mesmo não é responsável em dar suporte de reativo à rede. Ou seja, como estabelecido na estratégia de controle do capítulo 5, o conversor só compensa os harmônicos. Assim, ao conversor fica atrelado uma potência reativa desprezível se comparada à da malha passiva do filtro híbrido.

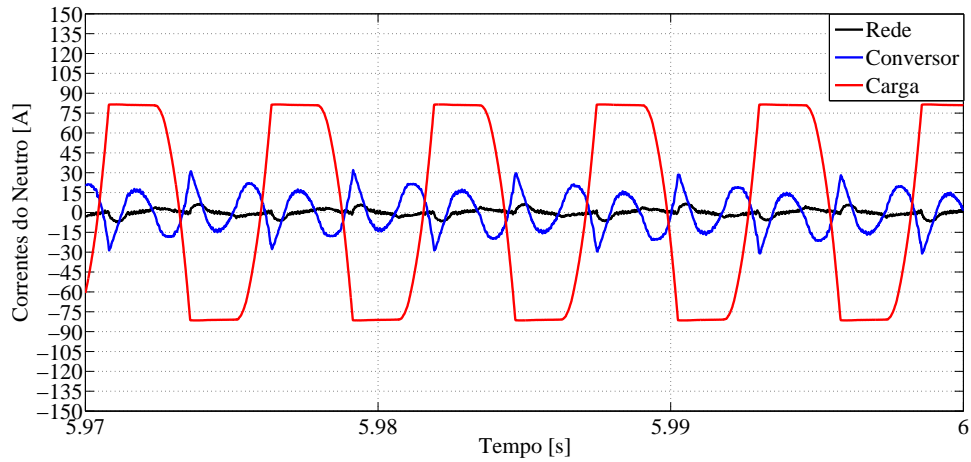
As figuras 6.21 e 6.22 mostram as correntes sintetizadas pelo conversor do filtro em comparação com as correntes de linha e neutro da rede e da carga, em regime permanente.

Figura 6.21: Corrente de linha da rede, carga e conversor.



Nas figuras 6.21 e 6.22 nota-se uma corrente sintetizada pelo conversor com valores de pico inferiores aos respectivos valores de pico das correntes de linha e neutro da carga. Esse resultado é inerente ao baixo consumo de potência do conversor devido a sua associação à malha passiva no filtro híbrido *FHDS*.

Figura 6.22: Corrente do neutro da rede, carga e conversor.



6.8 Conclusão

Foram mostrados os parâmetros definidos na modelagem descrita no capítulo 5 e os resultados de simulação computacional, via *PSCAD/EMTDC*. O filtro híbrido de dupla sintonia *FHDS* mostrou um desempenho positivo na compensação de harmônicos a um reduzido consumo de potência por parte de sua malha ativa. É notório que a estrutura híbrida permite a redução da potência do conversor mesmo diante de um aumento no nível de tensão da rede (de 220 V de linha no capítulo 4 para 380 V) e potência da carga, ou sistema de cargas. Tais resultados, aqui expostos, além de validar a modelagem fornecerão o suporte técnico para construção da conclusão do presente trabalho.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentadas visões gerais sobre questões como eficiência energética e qualidade de energia dentro do âmbito de sistemas de distribuição em baixa tensão. Noções de máxima eficiência na execução de trabalho útil pela demanda de energia sob uma condição ideal de qualidade de energia, serviram de base motivacional para o estudo afim de problemas e soluções na área de compensação de harmônicos. É notório que o condicionamento de potência é um conceito intrínseco à relação de eficiência energética e qualidade de energia, por quem consome e de quem gera energia.

A evolução das tecnologias para melhoramento do desempenho de processos, muitas vezes, segue sem a preocupação com os meios para os fins. Portanto, foi necessário o entendimento amplo da natureza dos tipos de cargas ligadas ao sistema elétrico, bem como o conhecimento de como determinadas cargas são capazes de deteriorar a qualidade de energia no ponto onde as mesmas são conectadas e de que forma esse efeito pode interferir em outras cargas ligadas ao mesmo ponto. Desta forma foi possível entender e avaliar, baseando-se em normas, o problema relacionado aos harmônicos em sistemas de distribuição.

Com o conhecimento de como o problema dos harmônicos interfere na qualidade de energia, foram analisadas e comparadas as soluções práticas existentes em literaturas técnicas e científicas. Cada uma dessas tecnologias surgiram diante das necessidades reais da época em que foram desenvolvidas para serem implementadas na prática. Todas essas tecnologias buscam atender em parte ou plenamente, sob um custo alto de investimento, o conceito de condicionamento de potência.

Os bancos de capacitores se apresentam como uma solução para a compensação de reativos e regulação da tensão no barramento em que são conectados à baixo custo. Contudo, os bancos possuem um campo de operação limitado nos dias de hoje quando além dos reativos indutivos, na frequência fundamental, existe uma contribuição forte e crescente dos harmônicos para degradação da qualidade de energia. Nestas condições, os bancos deixam de ser solução para se tornarem problemas, devidos aos efeitos de ressonância harmônica.

Filtros passivos surgem como uma solução frente aos bancos de capacitores e, conseqüentemente, para compensação de harmônicos. Por incorporarem elementos adicionais ao capacitor (indutores e resistências), independentemente da estrutura e da forma de conexão escolhida, os filtros passivos acabam agregando mais valor que os bancos capacitivos. Além disso, os filtros passivos, independente de sua estrutura, são equipamentos que não apresentam dinâmica quando as condições do sistema elétrico, ao qual estão conectados, muda. Portanto, os filtros passivos, assim como os bancos de capacitores, podem se tornar problemas quando o perfil harmônico da rede elétrica muda. Por serem constituídos por elementos passivos, esses filtros podem entrar em ressonância com a rede para harmônicos alheios às suas frequências de sintonia.

Surgem, então, os filtros ativos como equipamentos capazes de contornar todos os problemas enfrentados pelas soluções anteriores, mas que se tornam bastante onerosos para cada característica de condicionamento de potência agregada. Sob essa condição, são apresentados os filtros híbridos de potência como uma solução que visa conciliar as vantagens das tecnologias anteriores e minimizar suas respectivas desvantagens.

Como a principal desvantagem do filtro ativo puro é o seu preço, este trabalho visou primeiramente avaliar as estruturas híbridas, existentes na literatura técnica, como as de menor potência nominal para seus conversores (ou malha ativa). Dessa avaliação foi constatado que o *FHDS* apresenta não só uma baixa potência nominal para o conversor, mas, também, uma estrutura de potência que possibilita o suporte de reativo e compensar os harmônicos característicos mais intensos da rede na ausência do conversor por questões de manutenção, por exemplo.

Na modelagem do *FHDS* verificou-se que as perdas no conversor podem ser reduzidas na frequência fundamental e podem ser tão baixas quanto menor for a capacitância C da malha passiva. Contudo, um menor valor de C implica em maiores tensões distorcidas nos terminais do conversor e, conseqüentemente, maiores perdas no conversor, devido aos harmônicos. Se sua constante de compensação FG aumenta, mais harmônicos serão sintetizados pelo conversor. Conseqüentemente, as perdas no conversor irão aumentar. Para tanto a constante de compensação deve ser escolhida de maneira a estabilizar o controle do filtro.

O passo inicial para a modelagem da malha passiva foi a escolha do capacitor da malha passiva C visando a correção do fator de deslocamento para 0,92. Contudo, isso levou à uma pequena capacitância o que ocasionou em um aumento da distorções harmônicas de tensão no terminais do conversor e, por conseguinte, a amplificação relativa dos harmônicos de corrente no conversor e suas perdas. Isso explica o ruído considerável na tensão do *PCC* do filtro híbrido nos resultados apresentados no capítulo 6.

Nos resultados de simulação verificou-se que as correntes de linha nas fases e no neutro reduziram suas distorções, e, portanto, seus valores eficazes, enormemente. Esse resultado implica em menores perdas nos condutores e no transformador de distribuição, com isso o sistema ganha uma capacidade adicional de entregar mais potências no seu barramento secundário para mais cargas. Como a capacitância (potência reativa) da malha passiva é a mínima possível para atingir o fator de deslocamento de 0,92 (em caso de autonomia da malha passiva) os picos de corrente transitórios durante a conexão do filtro híbrido são minimizados.

A metodologia de projeto da malha passiva, que constitui uma das contribuições desse trabalho pelo seu caráter original, mostrou-se satisfatória, pois a mesma foi capaz de corrigir o fator de potência para acima de 0,92 e reduzir os harmônicos de 3^a e 5^a ordem para abaixo dos limites percentuais exigidos pela *IEEE 519* (*IEEE STD 519-1992, 1993*). A malha passiva, também, foi capaz de, por si, reduzir a distorção harmônica total de tensão. No entanto, a compensação mínima de reativos, por parte da malha passiva, aumentou as perdas do conversor com relação aos harmônicos devido a baixa capacitância da malha passiva.

O filtro híbrido pleno (com malha passiva e ativa) operando entres os instantes 4 – 6s da simulação do capítulo 6 demonstrou resultados positivos no que tange a compensação de harmônicos e suporte de reativos à uma baixa potência de sua malha ativa. O fator de potência corrigido foi acima de 0,92 e as *DHTs* de tensão e corrente ficaram abaixo de 5% como estabelecido ela *IEEE 519*. As ondulações de tensão no elo *CC* também foram satisfatórios sendo de 3% quando, na modelagem, foi adotado um percentual de 10%.

7.1 Trabalhos futuros

Este trabalho teve como foco principal a avaliação do desempenho da estrutura híbrida a quatro fios com conversor de quatro braços sem avaliar muito a relação custo/benefício para um projeto real. Diante disso são listados algumas sugestões de trabalhos futuros:

- a) Avaliação de uma metodologia que otimize a escolha dos elementos passivos (da malha passiva) correlacionando a redução percentual de harmônicos pretendida pela malha passiva e a viabilização prática do filtro híbrido à baixo custo de investimento;
- b) Utilização de uma malha de corrente que permita diminuir de maneira controlada a corrente harmônica sintetizada pelo conversor.

REFERÊNCIAS

- AGENCY, E. I. *A Look at Commercial Buildings in 1995: Characteristics, Energy Consumption and Energy Expenditures*. Washington, DC, October 1998.
- AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, 1996. ISSN 0093-9994.
- AKAGI, H. *Modern active filters and traditional passive filters*. [S.l.], 2006. Bulletin.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984. ISSN 0093-9994.
- AKAGI, H.; SRIANTHUMRONG, S.; TAMAI, Y. Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1195–1202 vol.2.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New Jersey, USA: Wiley - IEEE Press, 2007.
- ALVES, M. F. et al. Um modelo integrado para estudos de compensação de flicker devido a fornos elétricos a arco. *CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, 2007.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST): Qualidade da energia elétrica*. [S.l.], fev. 2006. 70 p.
- ANEEL (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA). *ANEEL N 456-00: Resolução aneel nº 456, de 29 de novembro de 2000*. Brasil, nov. 2000. 57 p.
- ANEEL (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA). *ANEEL N 414-12: Resolução aneel nº 414, de 23 de dezembro de 2012*. Brasil, dez. 2012. 57 p.
- AREDES, M.; MONTEIRO, L. F. C. A control strategy for shunt active filter. In: *Harmonics and Quality of Power, 2002. 10th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 472–477 vol.2.
- AREDES, M.; WATANABE, E. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 3, p. 1649–1656, 1995. ISSN 0885-8977.
- ASIMINOAEI, L. et al. A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2712–2717. ISSN 1553-572X.

BHATTACHARYA A., D. D. M. B. B. Synchronous frame harmonic isolator using active series filter. *Proceedings of the European Power Electronics Conference EPE'91*, v. 3, 1991.

BHATTACHARYA, S.; CHENG, P.-T.; DIVAN, D. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 3, p. 732–747, 1997. ISSN 0093-9994.

BONIFACIO, G. et al. Comparative analysis of shunt active filters in nonideal operating conditions. In: *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 226–231 vol.1.

BONIFACIO, G. et al. A new high performance shunt active filter based on digital control. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2961–2966 vol.4.

BURNS, R. *Advanced Control Engineering*. [S.l.]: Elsevier Science, 2001. ISBN 9780080498782.

CARLISLE, J. C. et al. A review of capacitor placement techniques on distribution feeders. In: *System Theory, 1997., Proceedings of the Twenty-Ninth Southeastern Symposium on*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 359–365. ISSN 0094-2898.

CHANG, G.; SHEE, T.-C. A comparative study of active power filter reference compensation approaches. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1017–1021.

COELBA (COMPANHIA DE ELETRICIDADE DO ESTADO DA BAHIA). *COELBA SM 04.14-01.008*: Instalação de banco de capacitores em baixa tensão. Brasil, out. 2009. 9 p.

DIAS, G. *Harmônicas em sistemas industriais*. [S.l.]: Edipucrs, 2002. ISBN 9788574302294.

DUGAN, R. et al. *Electrical Power Systems Quality*. [S.l.]: McGraw-hill, 2002. (McGraw-Hill professional engineering). ISBN 9780071386227.

ENCARNACAO, L. F. et al. Redução de perdas e melhoria da qualidade de energia na rede de distribuição bt utilizando filtros ativos de potência. *CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, IX, p. S56–S61, 2011.

ENCARNACAO, L. F. et al. Improved structure for three-phase four-wires hybrid active power filters. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - Renewable Energy and Power Quality Journal*, 2013.

EPCOS. *Film capacitors - Power Electronic Capacitors*. 5. ed. [S.l.], 8 2013. Disponível em: <<http://www.epcos.com/inf/20/50/ds/B3236.pdf>>.

ERLICKI, M. S.; EMANUEL-EIGELES, A. New aspects of power factor improvement part i—theoretical basis. *Industry and General Applications, IEEE Transactions on*, IGA-4, n. 4, p. 441–446, 1968. ISSN 0018-943X.

FILHO, R. C. D.; BRAGA, M. A.; SILVA, S. M. Aplicações de filtros ativos e passivos de potência: Estudo de caso industriais. *INDUSCOM - Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, p. 6, 2008.

GIERAS, J.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, Second Edition*,. [S.l.]: Taylor & Francis, 2002. (Electrical and Computer Engineering). ISBN 9780824743949.

GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. *Power System Analysis and Design*. 5ed. ed. Stamford, USA: Eletrobrás/PROCEL EDUCAÇÃO, 2011.

HARMELEN, G. van; ENSLIN, J. H. R. Real-time dynamic control of dynamic power filters in supplies with high contamination. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 3, p. 301–308, 1993. ISSN 0885-8993.

HOSSEINI, S.; NOURI, T.; SABAHI, M. Power quality enhancement using a new hybrid active power filter under non-ideal source and load conditions. In: *Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. ISSN 1944-9925.

IEC. *Electromagnetic Compatibility (EMC) : Part.3: Limits - section 2: Limits for harmonic current emissions*. [S.l.], march. 1995. 4 p.

IEEE Draft Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems. p. 1–124, 2012.

IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Non-sinusoidal Load Currents. p. i–, 1998.

IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. p. 1–112, April 1993.

IEEE Standard for General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers. p. 1–70, Sept 2010.

IEEE Standard for Shunt Power Capacitors. p. 1–20, Oct 2002.

JAIN, T.; JAIN, S.; AGNIHOTRI, G. Comparison of topologies of hybrid active power filter. In: *Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), 2007. ICTES. IET-UK International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 503–509. ISSN 0537-9989.

KASSAKIAN, J.; SCHLECHT, M.; VERGHESE, G. *Principles of power electronics*. [S.l.]: Addison-Wesley, 1991. (Addison-Wesley series in electrical engineering). ISBN 9780201096897.

KASSICK, E. V. *Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*. Florianópolis, Janeiro 2000.

KIM, H.; AKAGI, H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. In: *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 422–427 vol.1.

LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: *Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 235–241.

LATHI, B. *Sinais e Sistemas Lineares*. [S.l.]: BOOKMAN COMPANHIA ED, 2007. ISBN 9788560031139.

LUNA, A. *MATERIAIS DE ENGENHARIA ELETRICA: VOLUME I - REVISAO DAS PROPRIEDADES DOS MATERIAIS*. [S.l.]: AELFO LUNA, 1979. ISBN 9788537301333.

MARQUES, M. C. S.; HADDAD, J.; MARTINS, A. R. S. *Conservação de Energia: Eficiência Energética de Equipamentos e Instalações*. 3ed. ed. Itajubá, FUPAI: Eletrobrás/PROCEL EDUCAÇÃO, 2006.

MAYA, P.; LEONARDI, F. *CONTROLE ESSENCIAL*. [S.l.]: PEARSON BRASIL, 2011. ISBN 9788576057000.

MENDES, A. et al. Instalação de capacitores para redução de perdas em redes de distribuição de energia elétrica. In: *XIV Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2002.

MME. *Plano Nacional de Eficiência Energética. Premissas e Diretrizes Básicas*. Brasil, Outubro 2011. Disponível em: <<http://www.biblioteca.presidencia.gov.br/publicacoes-oficiais-1/catalogo/conselhos/conselho-nacional-de-politica-energetica/plano-nacional-de-eficiencia-energetica-premissas-e-diretrizes-basicas/view>>.

MONTEIRO, L. F. C.; ENCARNACAO, L. F.; AREDES, M. A novel selective control algorithm for the shunt active filter. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2288–2293.

ONS (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO). *Submodulo 3.8: Requisitos mínimos para a conexão à rede básica*. Brasil, março 2004.

ONS (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO). *ONS: Histórico de operação*. 2012. Disponível em: <<http://www.ons.com.br>>. Acesso em: 23 dez. 2012.

PENG, F. Harmonic sources and filtering approaches. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 7, n. 4, p. 18–25, 2001. ISSN 1077-2618.

PIRES, I. A. Conceitos iniciais qualidade de energia e harmônicos. In: *O setor elétrico*. São Paulo: Capítulo I, 2010. p. 32–38.

PIRES, I. A. Medidas de mitigação de harmônicos. In: *O setor elétrico*. São Paulo: Capítulo XII, 2010. p. 38–47.

RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. São Paulo, SP: MAKRON Books, 1999.

RODRÍGUEZ, P. et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 127–138, 2011. ISSN 0278-0046.

RODRÍGUEZ, P. et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006a. p. 5173–5178. ISSN 1553-572X.

RODRÍGUEZ, P. et al. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2239–2246.

- RODRÍGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006b. p. 1–7. ISSN 0275-9306.
- SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-90, n. 5, p. 2009–2019, 1971. ISSN 0018-9510.
- SEGURA S.; POMÍLIO, J. A. S. L. C. P. Alocação de capacitores em redes de distribuição de energia elétrica incluindo análise de ressonância. *CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, VIII, p. 6, 2009.
- SENINI, S.; WOLFS, P. An active filter capable of eliminating multiple harmonics with a single tuned branch. *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, v. 19, n. 1 2, p. 59–65, 1999.
- SENINI, S.; WOLFS, P. Analysis and comparison of new and existing hybrid active filter topologies for current harmonic removal. *Proc. Australasian Universities Power Engineering Conf.*, v. 19, n. 1-2, p. 227–232, 1999.
- SILVA, M. M. D. *Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de Seis Pulsos*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 1, p. 133–138, 1998. ISSN 0885-8950.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. ISSN 0278-0046.
- SINGH, B. et al. Hybrid filters for power quality improvement. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 152, n. 3, p. 365–378, 2005. ISSN 1350-2360.
- SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 78–85 vol.1. ISSN 0197-2618.
- TEIXEIRA, D. A. *Análise das Distorções Harmônicas - Estudo de caso de um Sistema Industrial*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- TEODORESCU, R. et al. A new control structure for grid-connected lcl pv inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 580–586 Vol.1.
- TEY, L. H.; SO, P.; CHU, Y. Neural network-controlled unified power quality conditioner for system harmonics compensation. In: *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1038–1043 vol.2.

VEDAM, R.; SARMA, M. *Power Quality: VAR Compensation in Power Systems*. [S.l.]: Taylor & Francis, 2008. ISBN 9781420064827.

VILLATE, J. E. *Física 2. Eletricidade e Magnetismo*. Porto: [s.n.], 2011.

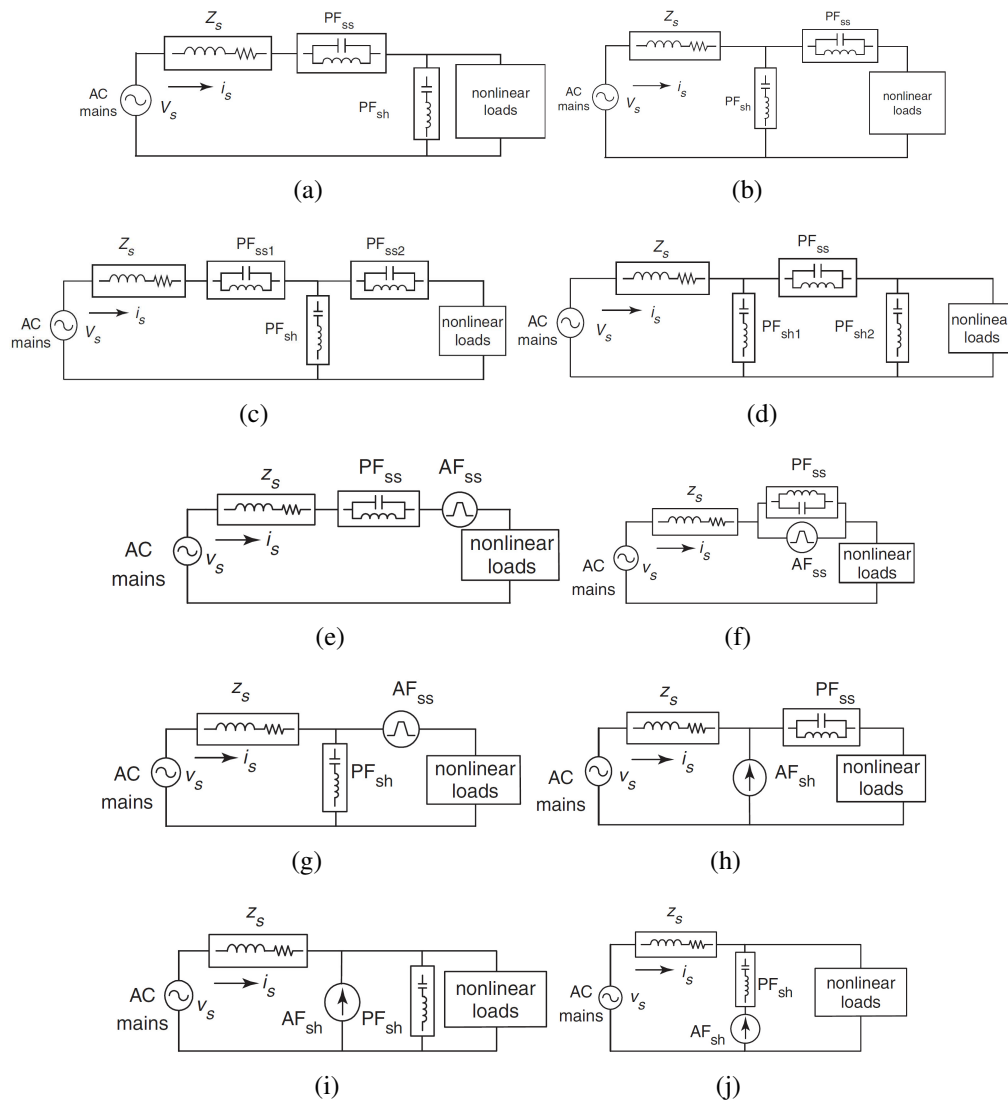
WAGNER, V. E. et al. Effects of harmonics on equipment. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 2, p. 672–680, 1993. ISSN 0885-8977.

WEG. *Manual para Correção do Fator de Potência*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-correcao-do-fator-de-potencia-958-manual-portugues-br.pdf>>.

YUAN, X. et al. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions. In: *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2143–2150 vol.4. ISSN 0197-2618.

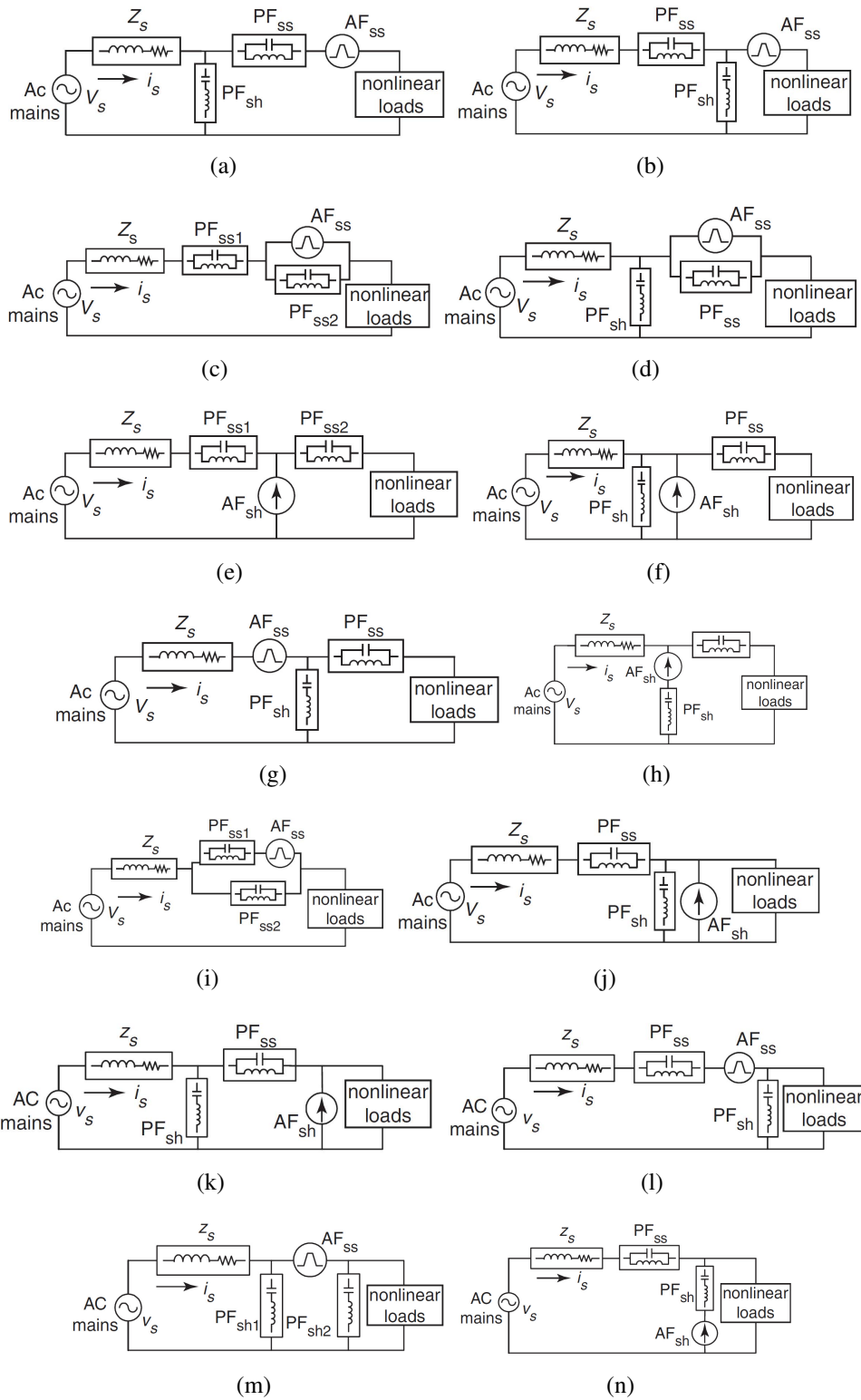
ANEXO A – TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS

Figura A.1: Topologias de filtros híbridos.



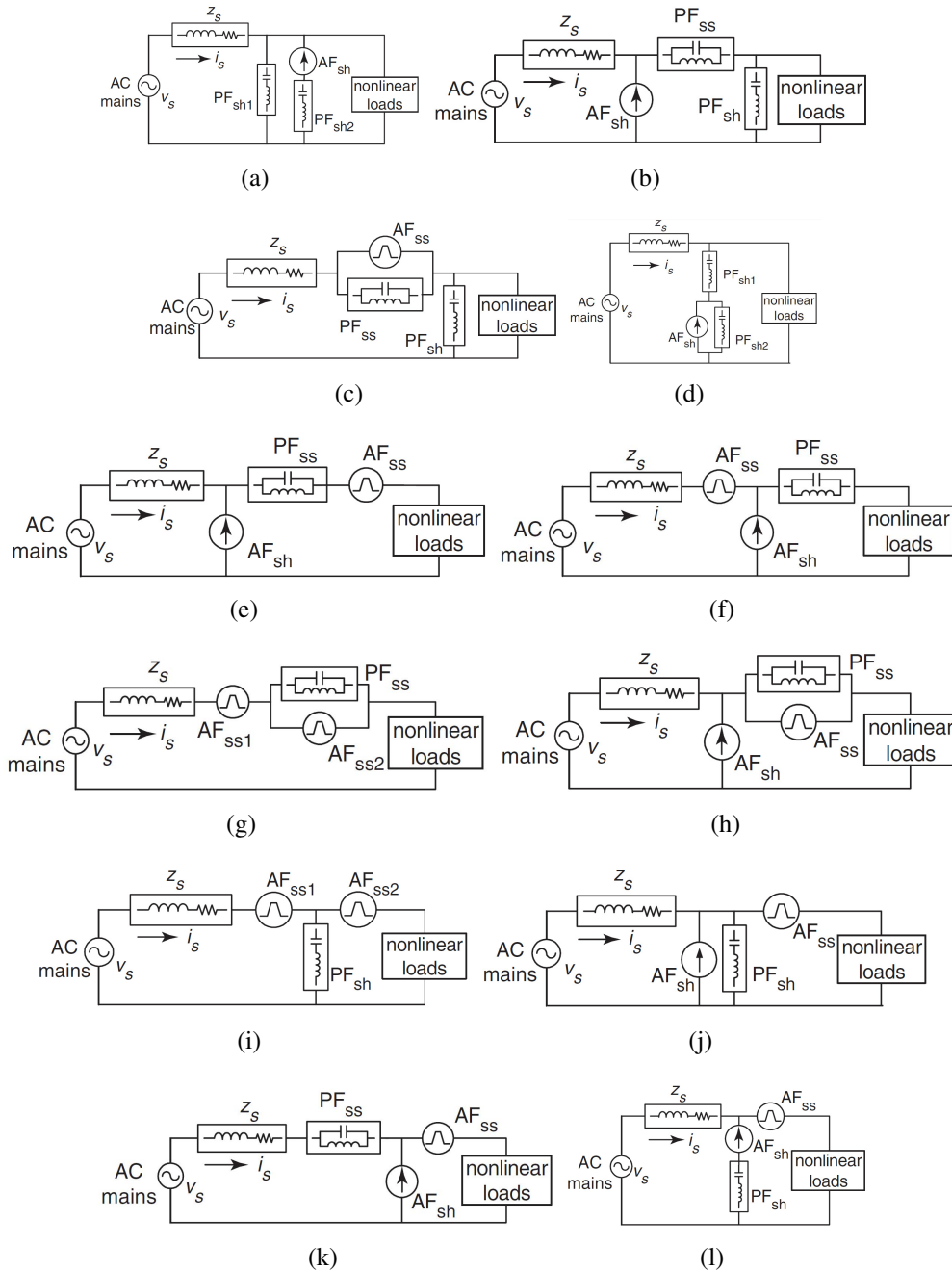
Fonte: (SINGH et al., 2005).

Figura A.2: Topologias de filtros híbridos.



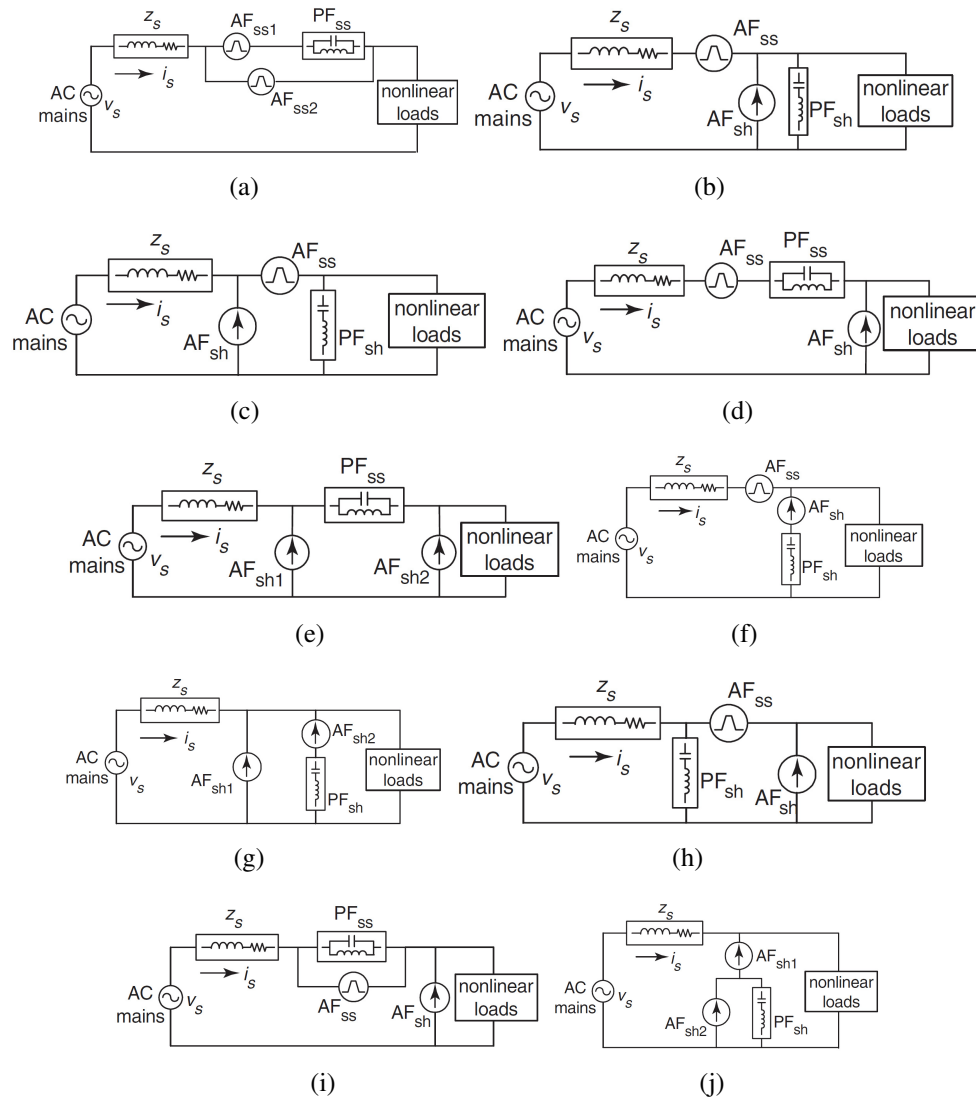
Fonte: (SINGH et al., 2005).

Figura A.3: Topologias de filtros híbridos.



Fonte: (SINGH et al., 2005).

Figura A.4: Topologias de filtros híbridos.



Fonte: (SINGH et al., 2005).