



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Mateus Freitas Braga

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM FILTRO HÍBRIDO MONOFÁSICO PARA
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E COMPENSAÇÃO HARMÔNICA EM
UMA REDE INDUSTRIAL

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2017

Mateus Freitas Braga

Projeto e Simulação de um Filtro Híbrido Monofásico para Correção do Fator de
Potência e Compensação Harmônica em uma Rede Industrial

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Juiz de Fora, área
de concentração: Sistemas Eletrônicos, como
requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.
Coorientador: Prof. Pedro Santos Almeida, Dr.Eng.

Juiz de Fora
2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Braga, Mateus Freitas.

Projeto e Simulação de um Filtro Híbrido Monofásico para Correção do Fator de Potência e Compensação Harmônica em uma Rede Industrial / Mateus Freitas Braga. -- 2017.

110 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

1. Iluminação de estado sólido. 2. Filtro passivo. 3. Filtro ativo. 4. Filtro híbrido. 5. Controlador proporcional ressonante. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Almeida, Pedro Santos, coorient. III. Título.

Mateus Freitas Braga

Projeto e Simulação de um Filtro Híbrido Monofásico para Correção do Fator de Potência e Compensação Harmônica em uma Rede Industrial

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 20 de março de 2017.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Pedro Santos Almeida, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. André Augusto Ferreira, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr.Eng.

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

AGRADECIMENTOS

Aos Professores Pedro Gomes Barbosa e Pedro Santos Almeida pela orientação, ensinamentos, amizade, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao CNPq, INERGE, CAPES, FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus pais e irmão que sempre incentivaram a minha formação e com quem sempre pude contar.

Aos amigos, que tornaram mais leve e divertida a árdua caminhada até aqui.

A minha namorada, por estar presente em todas as etapas, sejam vitórias ou derrotas, sempre apoiando e servindo como exemplo.

A Deus, pelas oportunidades que Ele me proporcionou.

RESUMO

Cresce a cada dia o número de cargas não lineares conectadas aos diversos sistemas elétricos, seja em nível de transmissão ou distribuição. Como consequência desse crescimento, é possível encontrar casos de consumidores enfrentando problemas relacionados a desarmes de disjuntores e sobreaquecimento de condutores, entre outros efeitos indesejados. Tomando um desses casos como base para este estudo, esta dissertação tem o objetivo de avaliar e propor uma solução para uma rede monofásica real, que possivelmente é comum a outros consumidores. A carga monofásica composta por luminárias a LED (típicas cargas não lineares) e cargas indutivas se apresenta aos terminais da fonte com um comportamento de elevado conteúdo harmônico (THD) de corrente e baixo fator de potência. Essa condição adversa pode ser mitigada de diversas maneiras, como por exemplo pela ação de um filtro passivo, filtro ativo ou ainda filtro híbrido (o qual é composto por uma combinação dos dois primeiros). Será proposto nesta dissertação uma metodologia de projeto relacionada à aplicação de um filtro híbrido monofásico visando corrigir o fator de potência e reduzir o conteúdo harmônico de corrente presente na fonte, tomando como base as características do sistema avaliado em uma indústria gráfica típica. Serão investigadas algumas configurações de filtros com o objetivo de mitigar problemas de Qualidade de Energia Elétrica. Como consequência, será desenvolvida a análise matemática da topologia adotada e o projeto do controlador, baseado em um controlador proporcional-ressonante e na Teoria p-q Monofásica. A verificação da solução proposta é sustentada pelos resultados de simulação obtidos via software PSIM.

Palavras-chave: Iluminação de Estado Sólido, Filtro Passivo, Filtro Ativo de Potência, Filtro Híbrido, Controlador Proporcional Ressonante.

ABSTRACT

The amount of non-linear loads connected to the various electrical systems grows on a daily basis, regardless those loads are tied to a transmission or distribution bar. As a consequence of this growth, it is possible to find cases of consumers facing problems such as tripping of breakers and cables overheating, among other undesired effects. Taking one of these cases as the focus of this study, this dissertation aims to evaluate and propose a solution to a real single-phase system, which could be considered similar to other consumers. The single-phase load composed of LED luminaires (typical non-linear load) and inductive loads presents high THD and low power factor behavior at source terminals. This condition can be mitigated by using some well-known techniques, such as passive filters, active filters or hybrid filters, (which are composed by the combination of the former two). This Master document Thesis proposes a design methodology of a single-phase hybrid filter aiming power factor correction and reduction of the harmonic content of the current delivered by the AC power supply when feeding a typical printing factory. It will be reviewed and discussed some possible filter configurations aimed to solve the case under evaluation. It is also included the mathematical analysis of the proposed topology, along with the design of the control system of the inverter. The Single-Phase p-q Theory is reviewed in order to design the control. The closed-loop control is designed by a proportional-resonant compensator. Simulation results, by employing the PSIM software, are provided aiming to validate the solution proposed.

Keywords: Solid-state Lighting, Passive Filter, Active Power Filter, Hybrid Power Filter, Proportional-resonant Controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Diagrama simplificado de um ramal secundário da empresa gráfica e dos pontos de medição.	27
Figura 2	Tensão e corrente nos terminais do circuito de uma luminária fornecida pela gráfica.	28
Figura 3	Tensão de linha e corrente de fase medidas no quadro de distribuição da gráfica em análise.	29
Figura 4	Circuito equivalente de uma fonte senoidal alimentando uma carga não linear com um filtro passivo ressonante monofásico.	34
Figura 5	Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga para sistema exemplo com filtro passivo sintonizado em 180 Hz.	37
Figura 6	Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga considerando a conexão de quatro filtros sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.	38
Figura 7	Corrente na fonte e tensão no PAC para sistema com quatro filtros passivos sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.	38
Figura 8	Corrente na fonte e corrente na carga para sistema com quatro filtros passivos sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.	39
Figura 9	Circuito equivalente monofásico contendo um filtro ativo <i>shunt</i> conectado em paralelo com os terminais de uma carga não linear.	40
Figura 10	Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga devido a aplicação de um filtro ativo.	41
Figura 11	Corrente na fonte e corrente na carga devido a aplicação de um filtro ativo.	42
Figura 12	Corrente na fonte e tensão no PAC devido a operação de um FAP. .	42
Figura 13	Topologias de filtros híbridos formados pela combinação: (a) série de filtro passivo série e filtro ativo série, (b) paralela de filtro passivo série e filtro ativo série, (c) shunt de filtro passivo e filtro ativo série, (d)	

	shunt de filtro ativo e filtro passivo série, (e) shunt de filtro ativo e filtro passivo shunt, (f) série de filtro passivo shunt e filtro ativo shunt, (g) série de filtro passivo e filtro ativo shunt e (h) série de filtro ativo e filtro passivo shunt (SINGH et al., 2005).	44
Figura 14	Filtro UPQC proposto por Fujita e Akagi (1996).	46
Figura 15	Filtro híbrido shunt adotado para o projeto em análise.	47
Figura 16	Filtro híbrido shunt com a parcela ativa sendo representado por uma fonte de tensão controlada.	48
Figura 17	Tensão no barramento CC em função da variação dos parâmetros do filtro passivo (C_f e L_f).	51
Figura 18	Tensão no barramento CC de um FAP em comparação com filtros híbridos em função da variação dos parâmetros do filtro passivo (C_f e L_f).	53
Figura 19	Diagrama simplificado do modo de falha de um filtro híbrido operando com controle modo tensão.	56
Figura 20	Diagrama esquemático de uma carga alimentada por uma fonte de tensão monofásica.	59
Figura 21	Representação gráfica dos vetor de tensão $\vec{v}(t)$ e do vetor auxiliar $\vec{v}'(t)$ (HAQUE, 2002).	61
Figura 22	Diagrama de blocos do algoritmo de controle usado para gerar a corrente de compensação do filtro (Fonte: (HAQUE, 2002)).	63
Figura 23	Diagrama de blocos do SOGI.	64
Figura 24	Diagrama de blocos do <i>buffer</i>	65
Figura 25	Diagrama fasorial durante etapa de energização.	69
Figura 26	Visão geral do controle do filtro híbrido proposto.	71
Figura 27	Diagrama de blocos do filtro híbrido em malha fechada.	74
Figura 28	Diagrama de Bode da planta.	74
Figura 29	Diagramas de Bode da planta compensada com um integrador.	75
Figura 30	Transformação do sinal de corrente de referência em sinais de disparo dos interruptores.	76
Figura 31	Diagrama de Bode do sistema em malha fechada para diferentes k_p	78
Figura 32	Sinais usados para habilitar os controladores de energização (h_2) e de	

	regulação da tensão do barramento CC (h_1).	80
Figura 33	Detalhe da tensão no PAC.	81
Figura 34	Detalhe das tensões de saída do SOGI.	81
Figura 35	Detalhe das correntes da carga na saída do <i>buffer</i>	82
Figura 36	Potência real instantânea medida nos terminais da carga.	83
Figura 37	Detalhe da potências real média e oscilante na carga.	83
Figura 38	Detalhe da potência imaginária medida na carga.	84
Figura 39	Parcelas média e oscilante da potência imaginária nos terminais da carga.	84
Figura 40	Detalhe das correntes do filtro na saída do <i>buffer</i>	85
Figura 41	Detalhe da potência real medida no filtro.	85
Figura 42	Detalhe da potência real média e oscilante no filtro.	86
Figura 43	Detalhe da potência imaginária medida na filtro.	86
Figura 44	Detalhe da potência imaginária média e oscilante no filtro.	87
Figura 45	Detalhe das correntes da fonte na entrada e saída do <i>buffer</i>	87
Figura 46	Detalhe da potência real medida no fonte.	88
Figura 47	Detalhe da potência real média e oscilante no fonte.	88
Figura 48	Detalhe da potência imaginária medida na fonte.	89
Figura 49	Detalhe da potência imaginária média e oscilante no fonte.	89
Figura 50	Detalhe da corrente de referência e da corrente sintetizada pelo filtro híbrido.	90
Figura 51	Espectro harmônico da corrente nos terminais da fonte e da carga.	90
Figura 52	Detalhe da corrente na fonte e tensão no ponto de acoplamento comum (PAC).	91
Figura 53	Detalhe da tensão do barramento CC em regime permanente.	91
Figura 54	Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e redução de metade da corrente demandada pelas cargas.	92
Figura 55	Detalhe das formas de onda da tensão do barramento CC e da corrente da fonte durante redução da demanda da carga.	93
Figura 56	Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e desligamento da corrente harmônica de terceira ordem.	93

Figura 57	Detalhe das formas de onda da tensão CC e da corrente da fonte durante desligamento da corrente harmônica de terceira ordem.	94
Figura 58	Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e desligamento da corrente harmônica de quinta ordem.	94
Figura 59	Detalhe das formas de onda da tensão CC e da corrente da fonte durante desligamento da corrente harmônica de quinta ordem.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Componentes harmônicas da corrente de fase medida.	29
Tabela 2	Filtros ressonantes.	37
Tabela 3	Parâmetros do circuito monofásico contendo um filtro ativo de potência.	41
Tabela 4	Dados do sistema empregando filtro híbrido.	80

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas

ASD acionamento de máquinas com velocidade variável (do inglês, *Adjustable Speed Drive*)

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

BJT transistor de junção bipolar (do inglês, *Bipolar Junction Transistor*)

CMC controle modo de corrente (do inglês, *Current Mode Control*)

CSI inversor fonte de corrente (do inglês, *Current Source Inverter*)

EMI interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*)

FAP filtros ativos de potência (do inglês, *Active Power Filters*)

IEEE *Institute of Electric and Electronic Engineers*

IEC *International Electrotechnical Commission*

IGBT transistor bipolar de gate isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

FACTS sistemas de transmissão flexível em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*)

LED diodos emissores de luz (do inglês, *Light Emitting Diodes*)

MOSFET transistor de efeito de campo metal óxido semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

NIMO Núcleo de Iluminação Moderna

ONS Operador Nacional do Sistema Elétrico

PAC ponto de acoplamento comum

PI proporcional integral

PLL circuito de sincronismo (do inglês, *Phase-Locked Loop*)

PWM modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

QDF quadro de distribuição de força

QDG quadro de distribuição geral

QDI quadro de distribuição de iluminação

SCR retificador controlado de silício (do inglês, *Silicon Controlled Rectifier*)

SOGI integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-Order Generalized Integrator*)

THD distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

UPS fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*)

UPQC condicionador universal de potência (do inglês, *unified power quality conditioner*)

VMC controle modo de tensão (do inglês, *Voltage Mode Control*)

VSI inversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter*)

LISTA DE SÍMBOLOS

Grandezas instantâneas

i_s	Corrente na fonte
i_f	Corrente no filtro
$i_{f,\alpha}^*$	Corrente de referência para controle de harmônicos e fator de potência em α
$i_{f,\beta}^*$	Corrente de referência para controle de harmônicos e fator de potência em β
$i_{f,\Delta p,\alpha}^*$	Corrente de referência para regulação da tensão do barramento CC em α
$i_{f,\Delta p,\beta}^*$	Corrente de referência para regulação da tensão do barramento CC em β
$i_{f,\Delta q,\alpha}^*$	Corrente de referência para energização do barramento CC em α
$i_{f,\Delta q,\beta}^*$	Corrente de referência para energização do barramento CC em β
i_{fT}^*	Corrente de referência do filtro híbrido
i_c	Corrente na carga
$i_{c,\alpha}, i_{c,\beta}$	Correntes na carga em coordenadas $\alpha\beta$
v_{pac}	Tensão no PAC
$v_{pac,\alpha}, v_{pac,\beta}$	Tensões no PAC em coordenadas $\alpha\beta$

Grandezas eficazes e médias

I_c	Corrente eficaz na carga
I_f	Corrente eficaz no filtro
I_s	Corrente eficaz na fonte
P	Potência ativa
V_c	Tensão eficaz na carga
V_f	Tensão eficaz no filtro
V_{fa}	Tensão eficaz no filtro ativo
V_{fp}	Tensão eficaz no filtro passivo
V_{PAC}	Tensão eficaz no PAC
V_s	Tensão eficaz na fonte
V_{cc}	Tensão contínua no barramento do filtro
V_{cc}^*	Tensão contínua de referência do barramento do filtro
$V_{cc,min}$	Tensão mínima de barramento CC

Constantes e parâmetros elétricos

Δp_{cc}	Sinal de controle para manutenção da tensão no barramento CC
Δq_{cc}	Sinal de controle para energização da tensão no barramento CC
ω	Frequência angular
C_f	Capacitância de linha do filtro
C_{cc}	Capacitância de barramento do filtro

Constantes e parâmetros elétricos (continuação)

f	Frequência
h_1	Função habilita carga do capacitor do barramento CC
h_2	Função habilita regulação da tensão do barramento CC
H	Banda de histerese
k_i	Ganho integral do controlador
k_p	Ganho proporcional do controlador
n	ordem harmônica
L_f	Indutância do filtro passivo
L_s	Indutância da linha
Q	Fator de qualidade do filtro
R_s	Resistência da linha
R_f	Resistência do filtro passivo
X_L	Reatância indutiva do filtro passivo
Z_f	Impedância do filtro passivo

SUMÁRIO

1	Introdução	25
1.1	Identificação do problema	25
1.2	Motivação	26
1.3	Objetivos	29
1.4	Estrutura da dissertação	30
2	Filtros Híbridos Monofásicos	33
2.1	Revisão bibliográfica	33
2.1.1	Filtros Passivos	33
2.1.2	Filtros Ativos	39
2.2	Topologias	43
2.3	Análise Matemática em Regime Permanente	46
2.4	Conclusões parciais	52
3	Controle do filtro híbrido monofásico	55
3.1	Controle no modo de tensão <i>versus</i> Controle no modo de corrente	55
3.2	Teoria p–q monofásica	57
3.2.1	Fundamentação matemática	59
3.3	Compensação de correntes harmônicas	63
3.4	Regulação da tensão do barramento CC do filtro híbrido	66
3.5	Energização do capacitor do barramento CC	68
3.6	Visão geral do controle	70
3.7	Conclusões parciais	70

4	Simulações Digitais	73
4.1	Controlador de Corrente do Filtro Híbrido	73
4.2	Controlador de Tensão do Filtro Híbrido	78
4.3	Resultados de simulação	79
4.4	Resultados de simulação considerando a variação da corrente da carga . . .	91
4.5	Conclusões parciais	95
5	Conclusões finais	97
5.1	Conclusões	97
5.2	Trabalhos Futuros	99
	Referências	101
	Apêndice A – Reconstrução do Sinal de Corrente Observado na Gráfica Através do MATLAB	107
A.1	Digitalizar	107
A.2	Rotina de Interpolação Linear do Sinal Amostrado no MATLAB	107
A.3	Rotina de Reconstrução do Sinal Amostrado no MATLAB	109

1 INTRODUÇÃO

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Nas últimas décadas, os equipamentos elétricos que usam em sua estrutura interruptores semicondutores de potência têm incorporado diversas vantagens e funcionalidades em comparação com aqueles fabricados antes do advento desses dispositivos. Dentre as principais vantagens pode-se citar: maior eficiência (resultado obtido devido à menores perdas nos processos em que se aplicam), redução de tamanho dos componentes e consequentemente menor peso (devido a operações em elevada frequência de comutação) e capacidade de otimização de processos (uma vez que tratam, em alguns casos, de dispositivos controláveis).

Os interruptores semicondutores de potência podem ser não-controlados, semi e totalmente controlados, tais como os diodos, retificador controlado de silício (do inglês, *Silicon Controlled Rectifier*)s (SCRs), transistor de efeito de campo metal óxido semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)s (MOSFETs), transistor bipolar de gate isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)s (IGBTs), transistor de junção bipolar (do inglês, *Bipolar Junction Transistor*)s (BJTs), entre outros, sendo fabricados com diferentes encapsulamentos e formas.

Esses interruptores são a base para a construção dos conversores estáticos de potência, os quais estão presentes tanto em equipamentos residenciais quanto industriais, tais como impressoras, carregadores de baterias, dispositivos relacionados ao acionamento de luminárias, fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (UPS), acionamento de máquinas com velocidade variável (do inglês, *Adjustable Speed Drive*) (ASD) entre outros.

Entretanto, estes conversores eletrônicos de potência geralmente drenam correntes não senoidais da rede elétrica e são responsáveis por problemas relacionados com a redução dos índices de qualidade de energia fornecida pelos sistemas elétricos devido à distorção harmônica e o consumo de potência reativa. Esta característica indese-

jada pode resultar em sobreaquecimento de equipamentos e condutores, explosão de capacitores, circulação excessiva de corrente pelo condutor neutro de instalações, baixo fator de potência, interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*) (EMI), mau funcionamento de sistemas de proteção e ressonância harmônica (LAM & WONG, 2014; SINGH et al., 2005).

Como consequência dos problemas gerados pelas correntes drenadas pelas cargas não lineares, diversas organizações e institutos, internacionais e nacionais, vêm propondo normas e recomendações para limitar os harmônicos e demais distúrbios na qualidade da energia elétrica (IEC 61000, 2014; IEEE 519, 2014; ANEEL, 2017). Na esfera internacional, os principais guias e regulamentações são produzidos pelo *Institute of Electric and Electronic Engineers* (IEEE) e pela *International Electrotechnical Commission* (IEC), enquanto no território nacional os responsáveis são o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) e a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) em conjunto com a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). Consequentemente foram desenvolvidos estudos destinados a propor soluções para diferentes casos, sempre visando atender às regulamentações elaboradas por tais organizações.

1.2 MOTIVAÇÃO

Em janeiro de 2016, o responsável técnico pelos serviços executados em uma indústria gráfica da cidade de Juiz de Fora entrou em contato com a equipe de professores e pesquisadores do Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO) da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) para solicitar uma análise geral do sistema de iluminação composto por luminárias de estado sólido, baseadas em diodos emissores de luz (do inglês, *Light Emitting Diodes*) (LED), típicas cargas não lineares, recentemente adquiridas e instaladas na empresa.

O contato inicial foi motivado pelo mau funcionamento do sistema elétrico da empresa após a substituição de seu antigo sistema de iluminação pelas luminárias LED. Os disjuntores de proteção dos ramais de alimentação dos quadros de distribuição de iluminação vinham sofrendo constantes desligamentos, colocando a rede elétrica secundária e ambiente de trabalho em constante risco.

A análise das luminárias foi realizada pela equipe do NIMO, constatando-se que os dispositivos utilizados para realizar o acionamento das luminárias a LED drenavam correntes de elevado conteúdo harmônico e baixo fator de potência. Essas características resultavam em um baixo fator de potência na fonte, elevada corrente de neutro

e elevado desequilíbrio de carga, características responsáveis pela atuação dos disjuntores termomagnéticos usados para a proteção dos ramais de alimentação dos quadros de iluminação da empresa.

Na Figura 1 é apresentado um diagrama simplificado de um dos ramais secundários com as cargas típicas observadas na indústria gráfica, destacando-se dois pontos (P_1 e P_2). Cada um destes pontos é responsável por uma medição diferente, as quais serão apresentadas e discutidas a seguir. As cargas de iluminação LED são alimentadas por um quadro de distribuição de iluminação (QDI). Este QDI é alimentado a partir de duas fases de um quadro de distribuição geral (QDG) que também alimenta um quadro de distribuição de força (QDF) destinado ao acionamento de cargas motrizes.

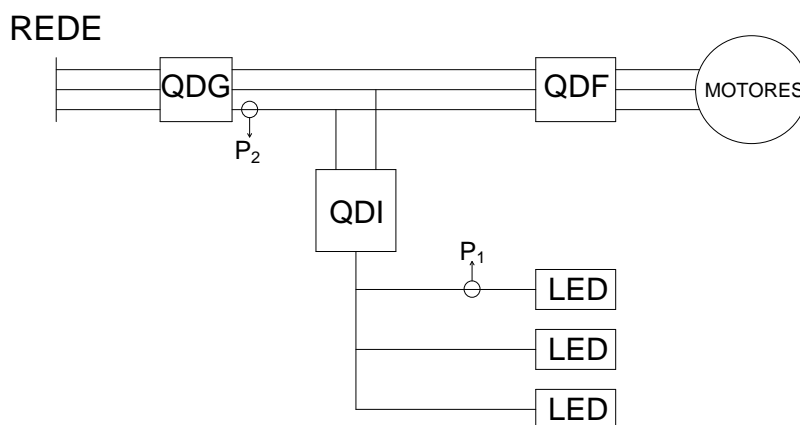


Figura 1: Diagrama simplificado de um ramal secundário da empresa gráfica e dos pontos de medição.

Foram realizados ensaios em laboratório com o intuito de observar o comportamento da tensão e corrente de alimentação de uma das amostras de luminárias LED. Neste estudo, foi utilizada uma fonte de alimentação (TENMA AC Power Source 72-765, com distorção inferior a 0,5%) com uma tensão de 220 V/ 60 Hz. Na Figura 2 é apresentada a forma de onda da corrente (canal 2) em comparação com a tensão de alimentação (canal 1) da luminária avaliada (equivalente a uma medição no ponto P_1). Neste caso é possível observar o elevado conteúdo harmônico, uma vez que a forma de onda da corrente se difere significativamente da forma de onda senoidal da tensão. Estas características podem ser fundamentais para justificar o comprometimento da qualidade da energia oferecida pela rede.

Com objetivo de realizar uma análise mais detalhada do problema descrito, uma equipe do NIMO realizou medições in loco de um ramal secundário, contendo um QDI e um QDF, responsável por alimentar parte do sistema de iluminação e cargas industriais compostas por motores das prensas gráficas. Foi constatada uma alimentação das

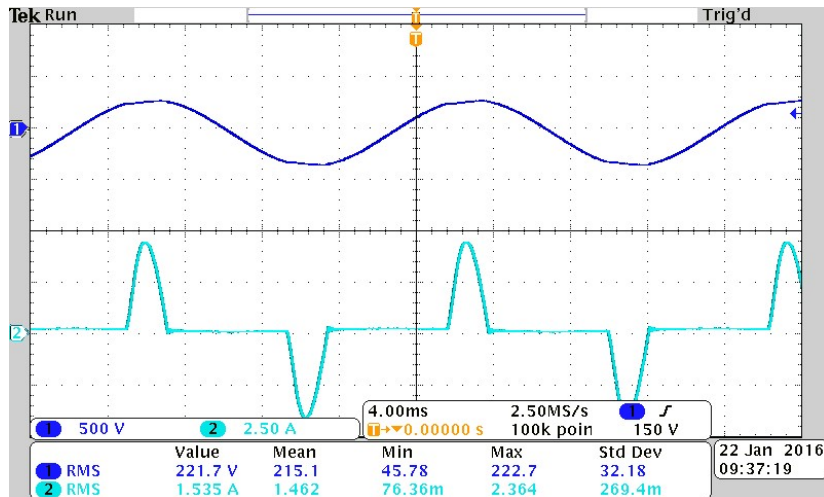


Figura 2: Tensão e corrente nos terminais do circuito de uma luminária fornecida pela gráfica.

luminárias (QDI) utilizando duas fases derivadas do alimentador trifásico, cujas formas de onda de tensão e corrente obtidas são apresentadas na Figura 3 (equivalente a uma medição no ponto P_2 da Figura 1). A análise das formas de onda mostradas nessa figura permite identificar uma carga não linear com baixo fator de potência e elevado conteúdo harmônico, uma vez que a forma de onda da corrente consumida, além de distorcida, está atrasada em relação a forma de onda da tensão de linha. Isto se deve pelo fato do ramal de medição contar com as cargas de iluminação a LED e demais equipamentos (*e.g.* motores) sem compensação de fator de potência. As formas de onda apresentadas na Figura 3 foram obtidas empregando um analisador Fluke 435-II seguido por uma reconstrução através do *software* MATLAB, cujo código utilizado, bem como uma breve descrição de seu funcionamento, está apresentado no Apêndice A.

A análise da corrente que circula pelo alimentador indicou a presença essencialmente de terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos com suas respectivas defasagens como é indicado na Tabela 1. Acredita-se que o principal motivo pelos desarmes observados na gráfica esteja diretamente relacionado com este fato. Portanto deseja-se, através do projeto de um determinado sistema eletrônico, mitigar o conteúdo harmônico expressivo na corrente da fonte. Essa tabela será de grande importância para a modelagem da carga em análise para observação dos resultados de simulação apresentados no Capítulo 4.

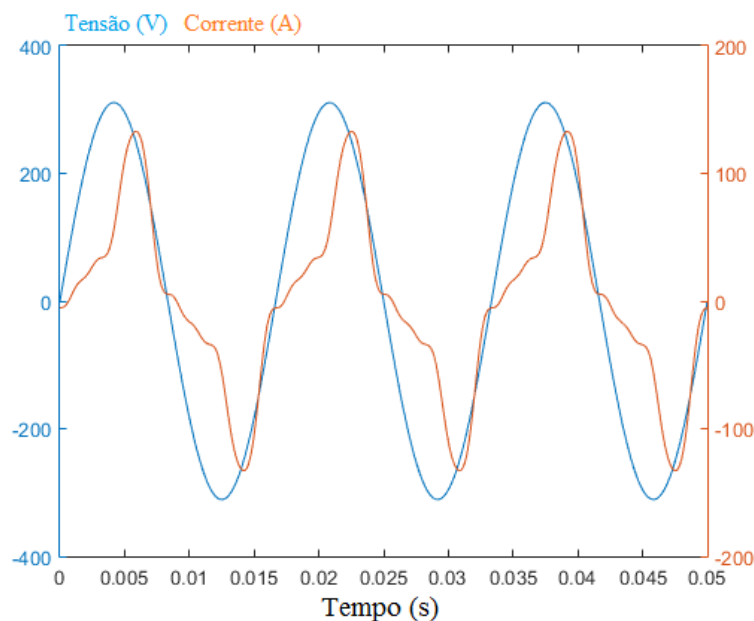


Figura 3: Tensão de linha e corrente de fase medidas no quadro de distribuição da gráfica em análise.

Tabela 1: Componentes harmônicas da corrente de fase medida.

Frequência (Hz)	Amplitude (A)	Fase (°)
60	89,14	-25
180	35,15	73,2
300	14,17	174,1
420	1,994	189,38
540	3,62	224

1.3 OBJETIVOS

Assim como no estudo descrito na seção anterior, podem existir diversas empresas afetadas problemas semelhantes a nível de distribuição. Isto se deve ao crescente mercado da indústria dos diodos emissores de luz não só no exterior como também no território nacional, já que seu custo de investimento tem diminuído e sua economia, em alguns casos, chega a ser expressiva se comparada com as antigas tecnologias de iluminação (BRAGA et al., 2014).

Dentre as soluções para este problema, quatro podem ser citadas: a utilização de *drivers* com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica (circuitos de acionamento dos LEDs de potência), o uso de filtros passivos, a utilização de filtros ativos ou ainda filtros híbridos (combinação de um ou mais filtros passivos com um

ou mais filtros ativos). Cada uma das soluções citadas acima apresentam vantagens e desvantagens além de poderem ser usadas diferentes topologias.

O objetivo deste trabalho é apresentar um estudo teórico, bem como a simulação de um filtro híbrido aplicado em um sistema bifásico a dois fios alimentando uma carga não linear com as características observadas na gráfica. O circuito do filtro deve ser capaz de tornar a corrente fornecida pela rede o mais senoidal possível, isto é, com baixo conteúdo harmônicos e com elevado fator de potência.

Este estudo apresenta como contribuição aos diversos documentos encontrados na literatura acadêmica relacionados à filtros híbridos a questão de tratar um sistema bifásico a dois fios (podendo também ser considerado como um circuito monofásico, uma vez que não possui ramificação para uma terceira fase propriamente dita ou caminho de neutro) a nível de distribuição com elevado conteúdo de terceiro harmônico na corrente da carga. Sendo assim, será discutida uma maneira de contornar este problema em sistemas com as características (alimentação e cargas) descritas anteriormente.

Embora o assunto relacionado a filtros híbridos seja frequente em pesquisas na esfera mundial, seu conteúdo é abundante especificamente aos sistemas trifásicos a quatro fios, trifásico a três fios, e bifásicos a três fios. Poucos estudos são relacionados à sistemas bifásicos a dois fios ou sistemas monofásicos. Além disso, é difícil encontrar documentos referentes a estudos de sistemas monofásicos que tratam de cargas com conteúdo harmônico de terceira ordem.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica relacionada a filtros monofásicos passivos, ativos e híbridos, com foco voltado para este último. Com relação aos filtros híbridos são apresentadas com detalhes as diversas topologias encontradas na literatura, o modelo proposto para solucionar o problema descrito no Capítulo 1 bem como o equacionamento envolvido, suas vantagens e desvantagens.

No Capítulo 3 é apresentada uma revisão da adaptação da Teoria de Potências Instantâneas, ou Teoria p-q, para sistemas monofásicos. A compreensão desta teoria será necessária para o entendimento do controle aplicado ao filtro híbrido já que os sinais de referência utilizados são oriundos desta teoria. O controle propriamente dito será abordado também neste capítulo, em que são abordados o controle do fator de potência e de harmônicos da corrente na fonte, e a energização e manutenção da tensão

de barramento CC.

No Capítulo 4 são apresentados os dados utilizados para simular o caso em estudo bem como os resultados e a análise dos mesmos. Toda a simulação apresentada neste trabalho será realizada a partir do *software* PSIM. Serão analisados períodos transitórios envolvendo energização e variações na carga, além das formas de onda relacionadas ao sistema de controle.

O Capítulo 5 contém as conclusões gerais deste trabalho, ressaltando as características vantajosas e desvantajosas observadas ao longo da dissertação. Ainda neste capítulo são abordados temas e propostas para trabalhos futuros.

No Apêndice A serão apresentados e discutidos de maneira geral os códigos referente à técnica utilizada para a reconstrução dos sinais de tensão e corrente medidos em campo.

2 FILTROS HÍBRIDOS MONOFÁSICOS

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica acerca dos filtros híbridos monofásicos. Para tanto, são tratados primeiramente, de maneira breve, os filtros passivos e ativos. O conhecimento prévio acerca destes filtros permitirá uma análise comparativa com relação à solução proposta através de um filtro híbrido. Adicionalmente é apresentado um estudo referente aos filtros híbridos com respeito à topologias, modelagem matemática, vantagens e desvantagens.

2.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Dados os problemas citados anteriormente devido a presença de cargas eletrônicas não lineares, organizações regulamentadoras e a comunidade acadêmica se mobilizaram no sentido de impor limites e de propor soluções visando mitigar os problemas provocados pelos harmônicos, respectivamente. O principal objetivo destas soluções é a manutenção dos índices de qualidade de energia em níveis adequados (isto é, que não sejam prejudiciais aos demais consumidores conectados ao mesmo alimentador).

2.1.1 FILTROS PASSIVOS

Inicialmente, filtros passivos (filtros harmônicos ressonantes seletivos, compostos por indutores e capacitores, podendo ou não incluir resistores) foram utilizados para minimizar os problemas provocados por harmônicos. Em instalações elétricas industriais, bancos de capacitores são utilizados para a correção de fator de potência de cargas com característica indutiva, ou seja, com correntes atrasadas em relação à tensão de alimentação.

Existem diferentes metodologias de projeto e topologias de filtros passivos. Estes equipamentos são geralmente caracterizados pela faixa de frequências não rejeitadas pelo circuito. A maneira como se conectam e os valores dos indutores, capacitores e resistores de um filtro passivo determinam duas faixas de frequências: uma referente às

correntes e/ou tensões que serão rejeitadas e outra relacionada às correntes e/ou tensões que serão aceitas. Sendo assim, pode-se dividir os filtros passivos basicamente em quatro tipos, designados segundo a banda de frequências passantes: (i) passa-baixas (permitem a circulação de correntes de frequências a partir de 0 Hz até uma frequência superior); (ii) passa-altas (aceitam uma determinada faixa de frequências a partir de uma frequência maior que 0 Hz); (iii) passa-faixa (aceitam determinadas frequências que estejam situadas entre dois limites, uma frequência inferior e outra superior, respectivamente) e (iv) rejeita-faixa (rejeitam determinadas frequências que estejam situadas entre dois limites, uma frequência inferior e outra superior, respectivamente) (EMADI; NASIRI & BEKIAROV, 2004).

Baseado nos diferentes tipos de filtros descritos na literatura é possível projetar ainda filtros que aceitem ou rejeitem uma frequência específica. O filtro passivo que apresenta uma impedância praticamente nula em uma frequência específica é comumente chamado de filtro ressonante (do inglês, *single-tuned passive filter*). Este tipo de filtro é também denominado na literatura como *harmonic trap* pelo fato de funcionar como uma armadilha, capturando uma determinada corrente de frequência indesejada, ou seja, impede que esta circule pela rede elétrica. Esta categoria também é enquadrado considerada como passa-faixa.

Na Figura 4 é mostrado o circuito equivalente de um típico filtro passivo ressonante conectado em um sistema monofásico que alimenta uma carga não linear. Este filtro é ligado em paralelo com os terminais da carga, sendo composto por um indutor (L_f) em série com um capacitor (C_f). Nesta figura \dot{V}_s representa o fasor de tensão da fonte, R_s e L_s representam a resistência e indutância série da linha. \dot{I}_s , \dot{I}_f e \dot{I}_c são as correntes da fonte, do filtro e da carga não linear, respectivamente. Ainda nesta figura, ω representa a frequência angular em rad/s.

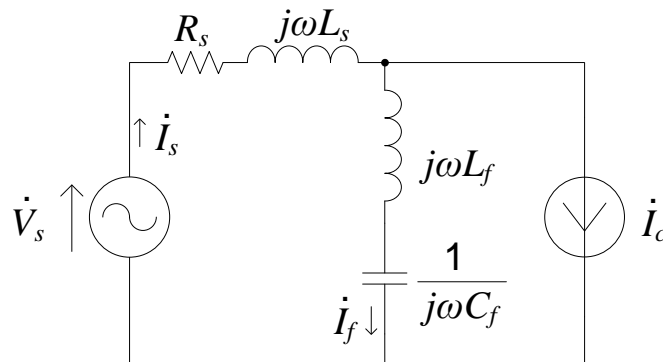


Figura 4: Circuito equivalente de uma fonte senoidal alimentando uma carga não linear com um filtro passivo ressonante monofásico.

Pode-se projetar o indutor e capacitor do filtro passivo da Figura 4 de forma que estes entrem em ressonância, isto é, apresentem uma impedância idealmente nula entre seus terminais em uma determinada frequência harmônica. Desta maneira, será fornecido um caminho para a corrente harmônica da carga, na mesma frequência de ressonância do filtro, circular somente pelo filtro passivo. Os valores do indutor e capacitor de filtro devem ser calculados de maneira que,

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.1)$$

onde f é a frequência referente a corrente harmônica que se deseja eliminar da fonte, L_f o valor da indutância e C_f o valor da capacitância.

Geralmente o projeto do capacitor do filtro ressonante é feito a partir da potência reativa requerida pela carga na frequência fundamental, e, por consequência, calcula-se o indutor através de (2.1). Para o caso prático, o projeto deve contar ainda com o fator de qualidade (representado por Q e utilizado para determinar a resistência série do filtro passivo, R_f , através da reatância indutiva, X_L) conforme (2.2), o qual dita qual o filtro seletivo será o filtro (SINGH et al., 2005).

$$Q = \frac{X_L}{R_f} \quad (2.2)$$

É possível ainda projetar indutor e capacitor em paralelo, de tal modo que na frequência de ressonância o filtro se comporte como circuito aberto, caso seja interessante para conexão em série com a rede. Neste trabalho o foco está voltado para mitigar harmônicos de corrente na fonte e corrigir o fator de potência da instalação. Portanto, a topologia ressonante em derivação será usada para exemplificar o funcionamento em regime permanente de um filtro passivo aplicado ao sistema observado na empresa gráfica. A topologia do filtro ressonante é a mesma mostrada na Figura 4.

Apesar da simplicidade relacionada ao seu projeto, os filtros passivos apresentam problemas como compensação fixa, grandes volumes e frequência de ressonância dependente da impedância do sistema de alimentação (SINGH et al., 2005). Alguns dos problemas citados são facilmente notados, como o caso da compensação fixa. Considere, por exemplo, que um filtro tenha sido projetado para evitar que uma corrente harmônica de 180 Hz circule pelos terminais da fonte. Para isto são utilizados elementos passivos (um indutor em série com um capacitor conectados conforme mostrado na Figura 4). Caso a frequência da corrente harmônica mude por características da

carga, o filtro passivo perderia sua eficiência, uma vez que este é capaz de inibir apenas a frequência projetada de 180 Hz. É possível perceber ainda que com o tempo, tanto indutor quanto capacitor podem possuir seus valores de indutância e capacitância alterados, devido ao envelhecimento dos componentes, imprecisão de fabricação e variações devido a temperatura de operação, fazendo com que a frequência de ressonância também seja alterada e, conseqüentemente, comprometendo a seletividade do filtro.

Serão apresentadas a seguir algumas simulações relacionadas à aplicação de um filtro passivo utilizando o *software* PSIM. Para a representação da carga utilizou-se cinco fontes de corrente senoidais conectadas em paralelo, cada uma com uma frequência múltipla da frequência fundamental da rede elétrica e com suas respectivas amplitudes e fases conforme apresentadas na Tabela 1.

A análise das correntes dadas na Tabela 1 indica que, além das correntes harmônicas, a carga também possui potência reativa circulando em seus terminais, já que a corrente fundamental está atrasada em relação à tensão da fonte. A alimentação utilizada nesta simulação é bifásica, representada por uma fonte de tensão de $220\angle 0^\circ$ V eficazes em 60 Hz. Utilizou-se uma indutância de $500 \mu\text{H}$ e uma resistência de $0,2 \Omega$ conectada em série com a fonte para representar a impedância da linha. O filtro ressonante utilizado foi de 4 mH em série com $195 \mu\text{F}$, sintonizando o filtro na frequência de 180 Hz conforme explicado anteriormente e dado em (2.1). Vale ressaltar que na prática é necessário compatibilizar valores comerciais dos componentes. No entanto, por se tratar de simulação, optou-se pelos valores indicados.

Na Figura 5 é mostrado o espectro harmônico da corrente na fonte, i_s e da corrente na carga, i_c . Nesta figura, é possível notar que o filtro foi capaz de reduzir significativamente a corrente harmônica de terceira ordem na fonte, uma vez que o filtro foi projetado para esta tarefa. Entretanto, esse filtro também reduziu uma pequena parcela da corrente fundamental (60 Hz) e da corrente harmônica de quinta ordem (300 Hz). Vale ressaltar que mesmo não tendo sido projetado para absorver corrente de frequência inferior ou superior a 180 Hz, a resposta do filtro ainda está atenuando as frequências próximas à frequência de ressonância devido a um baixo fator de qualidade. Sendo assim, torna-se difícil reduzir uma componente de corrente harmônica específica com precisão. Este comportamento caracteriza uma das limitações do filtro passivo sintonizado.

Para evitar que as demais componentes harmônicas circulem pela fonte, é necessário incluir novos filtros ressonantes. Desta maneira, aumenta-se o custo do sistema e

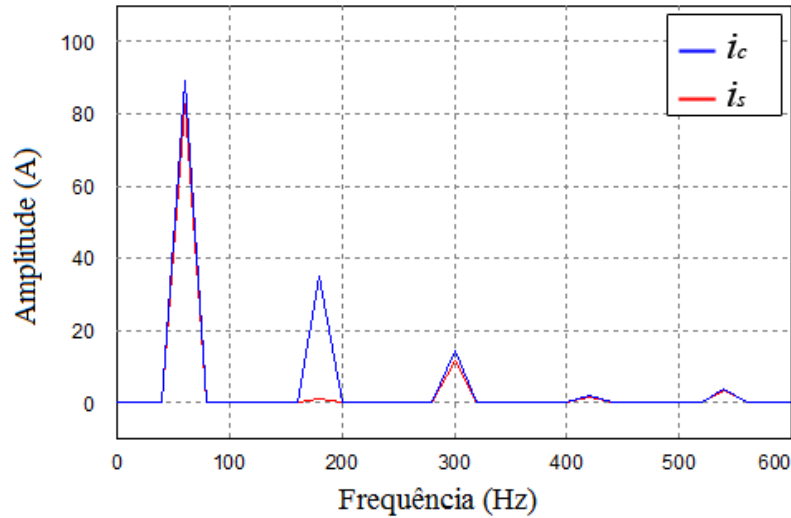


Figura 5: Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga para sistema exemplo com filtro passivo sintonizado em 180 Hz.

potencializa-se o aparecimento de problemas de ressonância entre os diferentes filtros sintonizados e a impedância do sistema.

Na Figura 6 é mostrado o espectro harmônico da corrente da carga e da fonte quando considera-se a conexão de três novos filtros passivos, sintonizados na quinta, sétima e nona frequências harmônicas. Os novos filtros passivos ressonantes são compostos pelas indutâncias e capacitâncias conforme indicado pela Tabela 2. É possível notar que as correntes harmônicas apresentaram grande redução na fonte. No entanto o volume resultante dos quatro filtros pode ser expressivo dependendo da aplicação.

Tabela 2: Filtros ressonantes.

Frequência (Hz)	Indutância (mH)	Capacitância (μ F)
180	4	195
300	4	70
420	8	18
540	2,5	34,5

Pode-se observar ainda, segundo a Figura 7, no domínio do tempo, que o conjunto de filtros passivos ressonantes foi capaz de corrigir o fator de potência entre tensão e corrente na fonte, já que a forma de onda da corrente apresenta baixo conteúdo harmônico e se encontra em fase com a tensão. O fator de potência nos terminais da fonte foi calculado como 0,829, para o circuito sem filtros ressonantes, e como 0,998 após a conexão dos filtros de 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos. Atribui-se ao comportamento

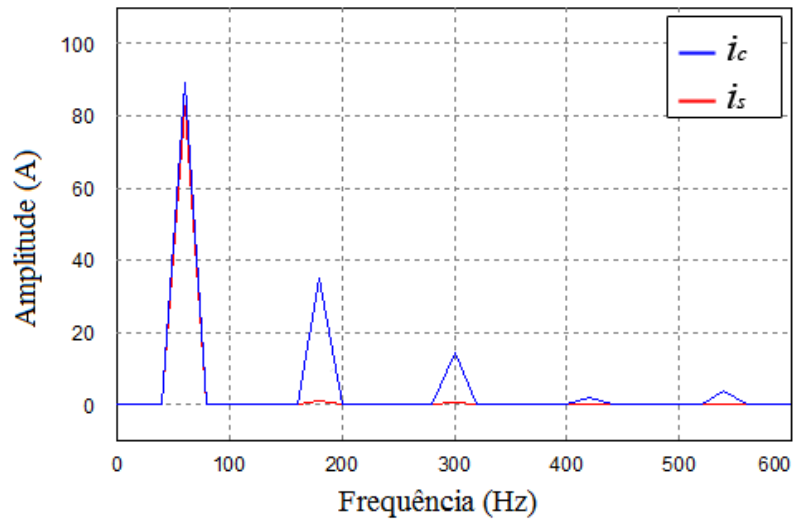


Figura 6: Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga considerando a conexão de quatro filtros sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.

capacitivo dos filtros na frequência fundamental a compensação de reativo da carga.

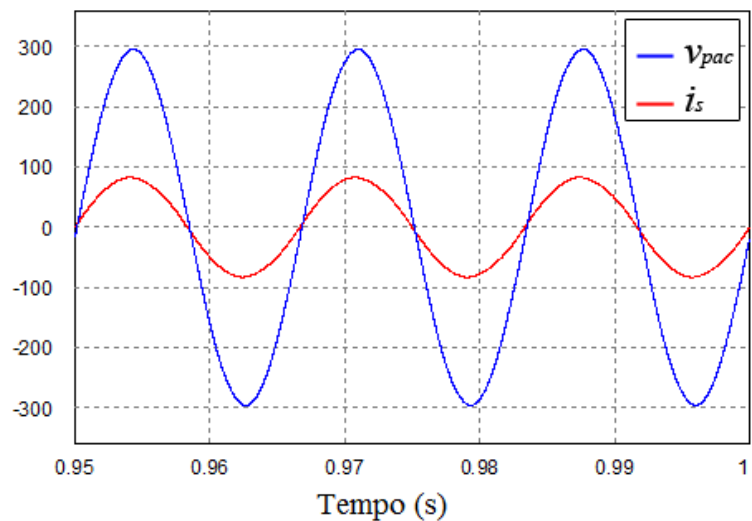


Figura 7: Corrente na fonte e tensão no PAC para sistema com quatro filtros passivos sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.

Na Figura 8 é apresentada uma comparação das formas de onda das correntes da fonte e da carga. Pode-se observar claramente o efeito dos filtros ressonantes sobre a corrente da fonte. Na ausência dos filtros, a corrente da fonte possui a mesma característica da corrente da carga. Após a inclusão dos filtros passivos sintonizados nas frequências harmônicas, a corrente da fonte passa ser “praticamente” senoidal, como esperado.

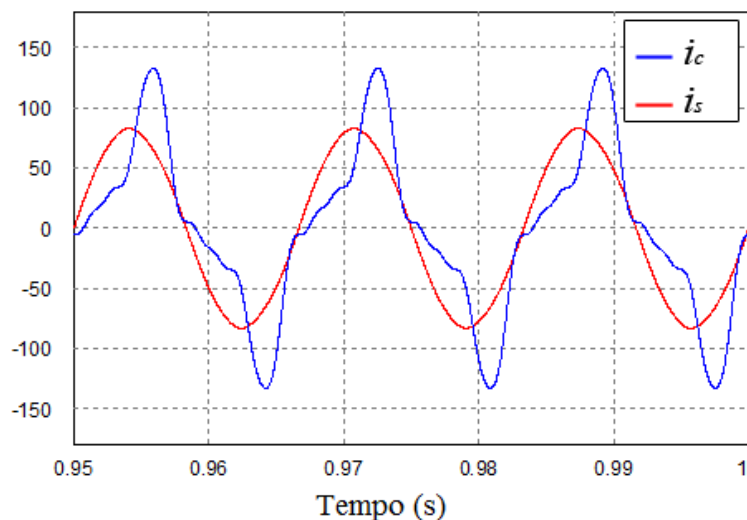


Figura 8: Corrente na fonte e corrente na carga para sistema com quatro filtros passivos sintonizados em 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e 540 Hz.

2.1.2 FILTROS ATIVOS

Devido às limitações dos filtros passivos, os filtros ativos foram propostos para compensar diferentes tipos de cargas não lineares. Este tipo de filtro consiste em estruturas eletrônicas geralmente compostas por interruptores semicondutores, capacitor de barramento CC e indutor de linha.

Proposto por Gyugi em 1976 (PENG; AKAGI & NABAE, 1990), os estudos dos filtros ativos de potência (do inglês, *Active Power Filters*) (FAP) foram inicialmente realizados para as topologias série e shunt, este último apresentado na Figura 9 na sua versão monofásica. O filtro ativo é basicamente composto por um inversor com um capacitor conectado aos seus terminais de corrente contínua (C_{CC}) e um indutor de linha (L_f), além de sensores de tensão e corrente. O capacitor do barramento CC é necessário para garantir uma característica unidirecional em tensão para os interruptores IGBTs e produzir nos terminais CA a forma de onda necessária para cumprir determinada função segundo projeto. O sinal de corrente ou tensão de referência do filtro pode ser gerado de forma analógica ou digital. Neste trabalho será utilizada uma metodologia baseada na teoria das potências instantâneas, desenvolvida por Akagi, Kanazawa e Nabae em 1983 (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007) e adaptada para sistemas monofásicos por (HAQUE; HOSSEINI & ISE, 2001; HAQUE, 2002). Esta teoria será discutida com detalhes no Capítulo 3.

Se comparado a um filtro passivo, o filtro ativo é muito mais eficaz, já que é possível

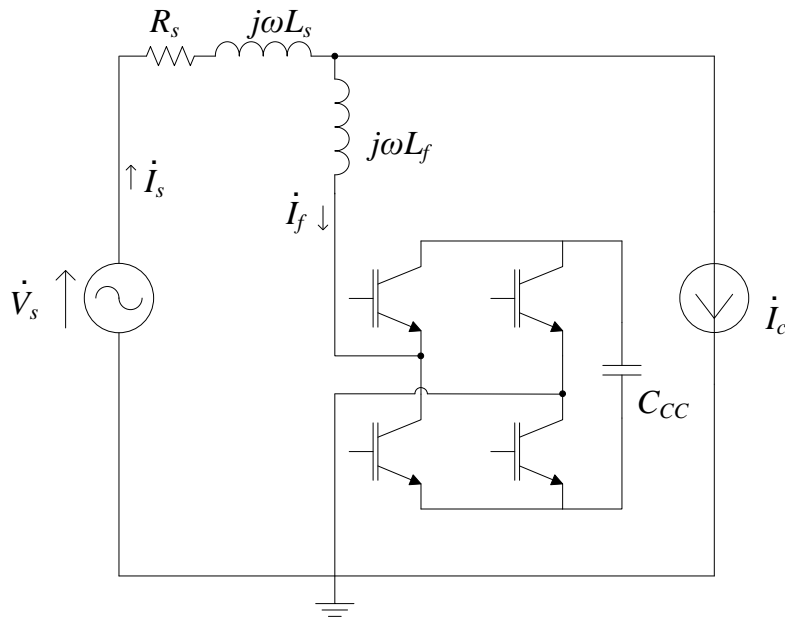


Figura 9: Circuito equivalente monofásico contendo um filtro ativo *shunt* conectado em paralelo com os terminais de uma carga não linear.

controlar as correntes ou tensões de compensação em tempo real. No entanto, vale ressaltar que a complexidade do sistema será aumentada juntamente com o custo inicial do filtro ativo (PARK; SUNG & NAM, 1999; PENG; AKAGI & NABAE, 1990; SALMERON & LITRAN, 2010). O maior custo inicial do sistema se deve basicamente ao nível de potência de compensação exigido pelo filtro ativo. Em alguns casos, a potência de compensação requerida pelo filtro pode chegar muito próxima a demanda da carga (cerca de 80%), conseqüentemente exigindo elevada tensão de operação do barramento CC (SINGH et al., 2005). A tensão de barramento deve ser mantida acima do pico da tensão da rede de maneira a garantir controlabilidade ao sistema (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Desta forma, o elevado custo inicial juntamente com a elevada tensão de operação (que requer também semicondutores que suportem tais tensões) faz com que a aplicação dos filtros ativos seja inadequada em alguns tipos de aplicações industriais. Cabe ressaltar ainda que as perdas por comutação estão diretamente relacionadas ao nível da tensão de barramento CC (WONG; TANG & HAN, 2003).

Na Figura 10 é mostrado o espectro harmônico das correntes nos terminais da carga e da fonte para o mesmo sistema analisado anteriormente, porém substituindo os filtros passivos por um filtro ativo, conforme indicado Tabela 3. Para o funcionamento do filtro ativo, foram utilizados dois sensores de corrente (para medições da carga e do filtro) e dois sensores de tensão (para medição no PAC e no barramento CC). Utilizou-

se um capacitor de barramento CC (C_{CC}) de $5000 \mu\text{F}$ operando com uma tensão de 700 V e um indutor de linha de $3,56 \text{ mH}$. Além disso, por simplicidade, foi usado um controlador de histerese, com banda de 2 A , para regular a corrente sintetizada pelo filtro e a tensão de barramento CC. É possível notar que as correntes harmônicas drenadas pela carga foram mitigadas nos terminais da fonte como desejado.

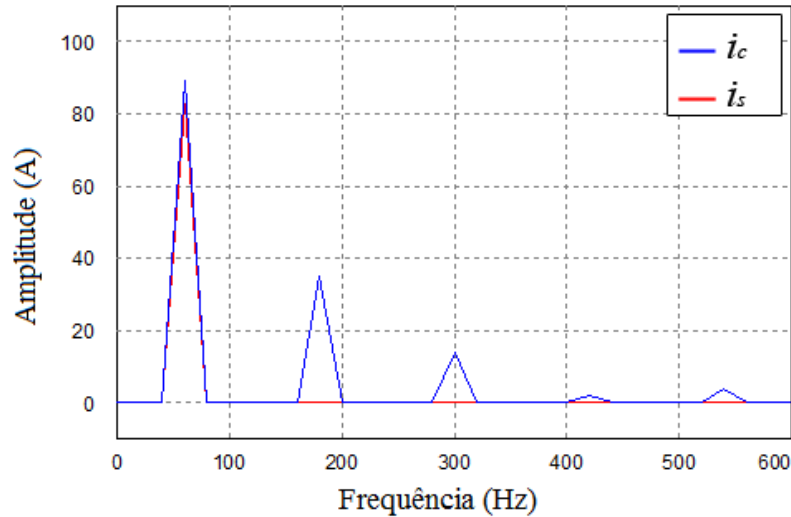


Figura 10: Espectro harmônico das correntes na fonte e na carga devido a aplicação de um filtro ativo.

Tabela 3: Parâmetros do circuito monofásico contendo um filtro ativo de potência.

	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão de linha (pico)	311 V
	Frequência (f)	60 Hz
	Resistência da fonte (R_s)	$0,2 \Omega$
	Indutância da fonte (L_s)	$500 \mu\text{H}$
Filtro ativo	Indutância do filtro (L_f)	$3,56 \text{ mH}$
	Banda de histerese (H)	2 A
	Capacitor CC (C_{CC})	$5000 \mu\text{F}$
	Tensão CC (V_{CC})	700 V
Corrente da carga	\dot{I}_{C1} (60 Hz)	$89,14 \angle -25^\circ \text{ A}$
	\dot{I}_{C3} (180 Hz)	$35,15 \angle 73,2^\circ \text{ A}$
	\dot{I}_{C5} (300 Hz)	$14,17 \angle 174,1^\circ \text{ A}$
	\dot{I}_{C7} (420 Hz)	$1,994 \angle 189,38^\circ \text{ A}$
	\dot{I}_{C9} (540 Hz)	$3,62 \angle 224^\circ \text{ A}$

Na Figura 11 são mostradas as formas de onda, no domínio do tempo, das correntes da fonte e da carga. Aqui é possível observar de maneira gráfica o efeito do funcionamento do filtro ativo. Enquanto a corrente na fonte é praticamente senoidal

como esperado, a corrente da carga é distorcida devido aos harmônicos.

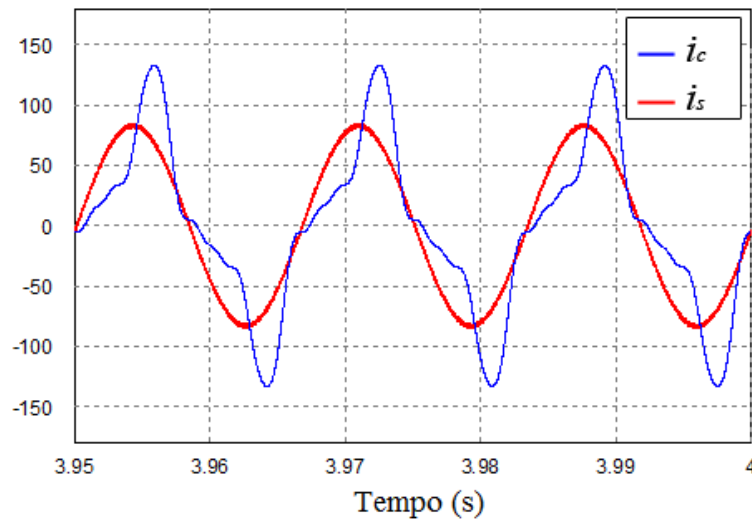


Figura 11: Corrente na fonte e corrente na carga devido a aplicação de um filtro ativo.

Na Figura 12 são mostradas as formas de onda da tensão no PAC e corrente na fonte. Nota-se que ambos sinais estão praticamente em fase. No entanto, devido à comutação dos interruptores semicondutores (em razão do controlador por histerese) observa-se aqui um ruído de comutação significativo que pode ser minimizado melhorando o projeto do filtro nos terminais do inversor.

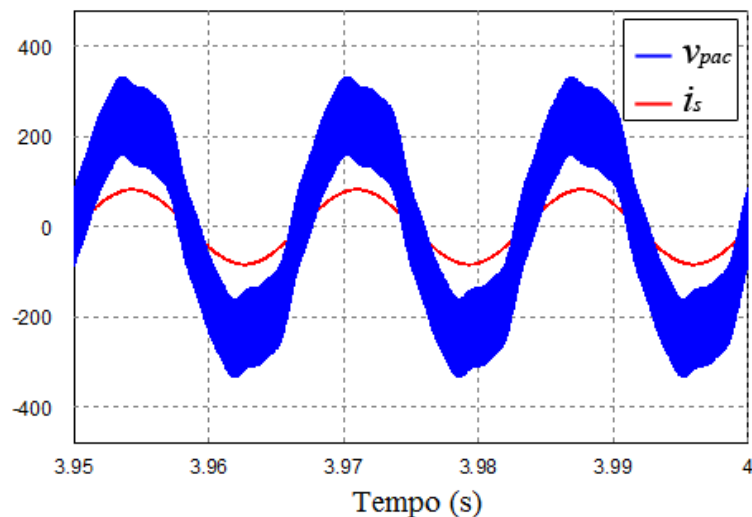


Figura 12: Corrente na fonte e tensão no PAC devido a operação de um FAP.

Assim, para contornar alguns dos problemas relatados anteriormente, pesquisas vêm sendo realizadas com relação aos filtros híbridos, cujo princípio se baseia na junção de um ou mais filtros passivos com um ou mais filtros ativos. Filtros híbridos buscam

aproveitar as melhores características dos filtros passivos e ativos, melhorando o desempenho dinâmico do filtro passivo e diminuindo o elevado custo de investimento do filtro ativo. Desta forma, são capazes de prover uma solução de melhor custo-benefício que as demais (SALMERON & LITRAN, 2010; PARK; SUNG & NAM, 1999; FUJITA; YAMASAKI & AKAGI, 2000; TANGTHEERAJAROONWONG et al., 2007; INZUNZA & AKAGI, 2005; RAHMANI et al., 2009).

Em 2005 SINGH et al. realizaram um estudo englobando os diversos filtros híbridos produzidos e estudados até a data. Este documento abrange desde topologias monofásicas até as trifásicas.

Nas próximas seções será apresentado com mais detalhes a solução oferecida por filtros híbridos, onde serão tratados aspectos topológicos construtivos e de projeto destes filtros.

2.2 TOPOLOGIAS

A primeira topologia de filtro híbrido como definido atualmente, associação de pelo menos um filtro passivo e um filtro ativo, foi proposto por Takeda et al. (1988). Os filtros híbridos, na sua concepção clássica, são definidos em função de como são conectadas as parcelas ativa e passiva em relação a carga (conexão em série ou em paralelo). No entanto, é possível encontrar estudos que utilizam topologias mais complexas, as quais não são bem definidas através da concepção clássica.

Na Figura 13 são mostradas as principais topologias possíveis para um filtro híbrido monofásico em função da localização do filtro ativo de potência (FAP) e do filtro passivo (FP). O filtro ativo pode ser composto por um inversor fonte de corrente (do inglês, *Current Source Inverter*) (CSI), ou um inversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter*) (VSI) (estrutura do filtro ativo apresentada na Figura 9), sendo que este último é utilizado de maneira mais frequente devido a menores perdas, menor tamanho e menor produção de ruído se comparado ao CSI (SINGH et al., 2005).

Além das topologias clássicas, existem ainda topologias mais elaboradas, com diferentes tipos de conexões daquelas mostradas na Figura 13, das quais pode-se citar: (i) topologias envolvendo mais de um filtro passivo e/ou filtro ativo (HERMAN; PAPIĆ & BLAZIĆ, 2014; BHATTACHARYA; CHENG & DIVAN, 1997; WANG et al., 2003), (ii) topologias que utilizam técnicas de comutação mais elaborada para efetuar uma determinada função (HERMAN; PAPIĆ & BLAZIĆ, 2014; BHATTACHARYA; CHENG & DIVAN, 1997; LEE

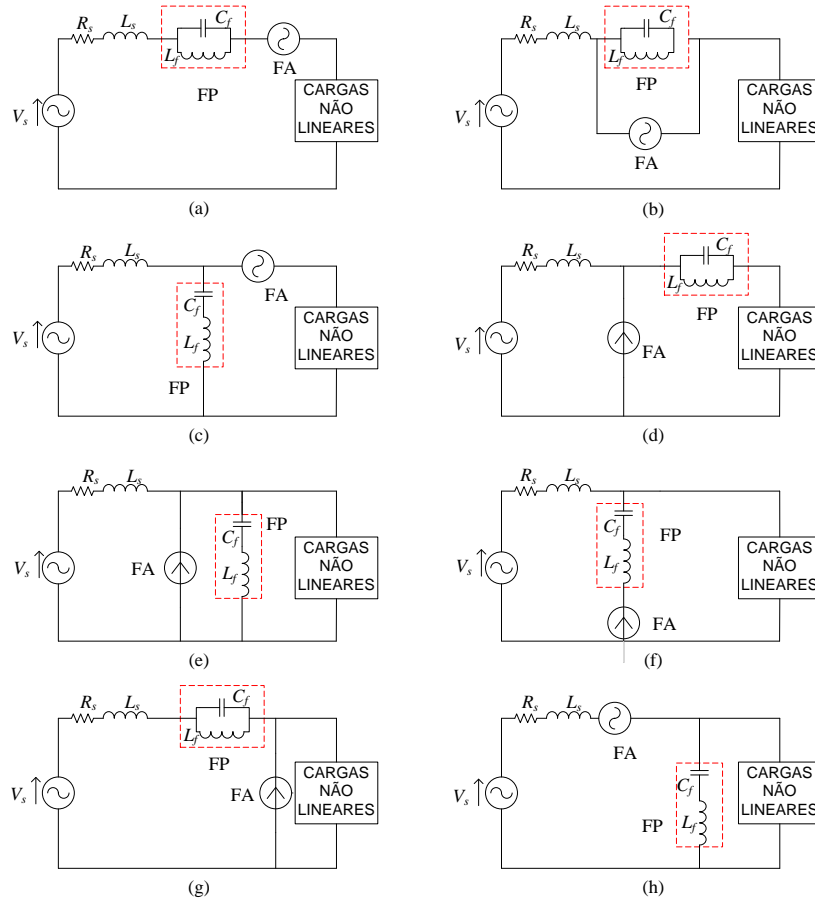


Figura 13: Topologias de filtros híbridos formados pela combinação: (a) série de filtro passivo série e filtro ativo série, (b) paralela de filtro passivo série e filtro ativo série, (c) shunt de filtro passivo e filtro ativo série, (d) shunt de filtro ativo e filtro passivo série, (e) shunt de filtro ativo e filtro passivo shunt, (f) série de filtro passivo shunt e filtro ativo shunt, (g) série de filtro passivo e filtro ativo shunt e (h) série de filtro ativo e filtro passivo shunt (SINGH et al., 2005).

et al., 2015) e (iii) topologias que utilizam um transformador para redução da tensão de operação dos interruptores semicondutores dos FAP (TANAKA & AKAGI, 1991; WANG et al., 2003; BHATTACHARYA; CHENG & DIVAN, 1997).

No entanto, muitos estudos têm sido feitos para evitar a utilização de transformadores nos filtros híbridos, uma vez que o transformador agrega volume, peso, perdas e custo (TANGTHEERAJARONWONG et al., 2007; INZUNZA & AKAGI, 2005; SRIANTHUMRONG & AKAGI, 2003).

A escolha da topologia a ser aplicada está relacionada a diversos fatores como: natureza da carga, tipo de compensação requerida, custo do projeto, tamanho, eficiência, confiabilidade (inversamente proporcional ao número de componentes utilizados), fatores ambientais (temperatura ambiente, nível de poluição umidade), etc. (SINGH et

al., 2005).

Contudo, antes de definir a topologia do filtro híbrido a ser aplicado em um determinado sistema, é necessário primeiro compreender o comportamento das cargas de natureza não linear. Estas cargas podem ser basicamente divididas em três categorias: fonte de tensão (retificadores a diodo com filtro capacitivo no barramento CC alimentando *drive* de motores CA com frequência variável e fontes de alimentação com retificador a diodo com filtro capacitivo), fonte de corrente (*drive* de motores CC alimentados por conversores a tiristores) e combinação das duas anteriores (não apresentam comportamento nem de fonte de corrente nem de tensão).

De uma maneira geral, cargas não lineares com característica de fonte de tensão em seus terminais drenam correntes não senoidais da fonte CA, resultando em elevada distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) na corrente da fonte, baixo fator de potência e elevadas distorções na tensão do PAC. Para este tipo de carga, seria interessante a utilização de um filtro híbrido composto por filtro ativo série e filtro passivo série, como na Figura 13(a), pois este irá operar como circuito aberto na frequência de ressonância do filtro passivo para as correntes harmônicas, impedindo que estas circulem pela fonte. Além disso, este filtro fornece solução ajustável para cargas variáveis e evita o problema de ressonâncias passivas (SINGH et al., 2005).

Por outro lado, cargas não lineares com característica ou tipo fonte de corrente apresentam geralmente um predeterminado conteúdo harmônico (como o caso discutido e observado no Capítulo 1). Para este tipo de carga pode-se indicar a aplicação de um filtro híbrido composto por um filtro ativo shunt em série com um filtro passivo shunt, como mostrado na Figura 13(f). Esta topologia é interessante pois a parcela passiva se comporta como curto-circuito nas frequências de ressonância, fornecendo um caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente drenados pela carga e impedindo que os mesmos circulem pelos terminais da fonte (SINGH et al., 2005).

Para as cargas não lineares que não apresentam característica de fonte de tensão ou fonte de corrente, o filtro híbrido aconselhável deve ser composto por um filtro ativo série e um filtro passivo shunt, como mostrado na Figura 13(h). Esta topologia apresenta a desvantagem de não corrigir o fator de potência e não compensar a potência reativa da fonte de alimentação (SINGH et al., 2005).

Para casos que não se enquadram em nenhuma das situações descritas anteriormente, casos em que a própria fonte de alimentação se encontra com tensões distorcidas (uma UPS por exemplo costuma se comportar como carga não linear e necessita

alimentação livre de harmônicos), a melhor opção seria a aplicação de um filtro híbrido do tipo condicionador universal de potência (do inglês, *unified power quality conditioner*) (UPQC). Proposto por Fujita e Akagi (1996), este condicionador é formado por um filtro ativo série e um filtro ativo shunt, como mostrado na Figura 14 sendo capaz de compensar as correntes drenadas pelas cargas não lineares, bem como garantir uma fonte livre de harmônicos. No entanto, ressalta-se o elevado custo desta alternativa, cabendo ao engenheiro decidir se a aplicação de tal filtro é válida para o sistema em análise (SINGH et al., 2005).

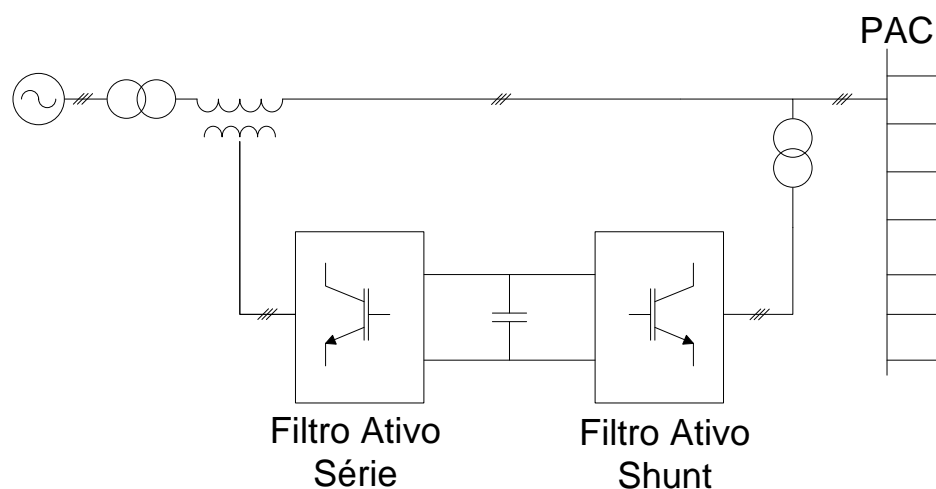


Figura 14: Filtro UPQC proposto por Fujita e Akagi (1996).

2.3 ANÁLISE MATEMÁTICA EM REGIME PERMANENTE

Como discutido na seção anterior, a carga do sistema está fortemente ligada ao filtro híbrido mais adequado para a aplicação em análise. Assim, devido ao comportamento como fonte de corrente, no qual as componentes harmônicas de corrente estão bem caracterizadas na carga (comportamento observado durante as medições na empresa gráfica, motivador inicial desta investigação), recomenda-se a utilização do filtro híbrido composto por um filtro ativo shunt em série com filtro LC série, também conectado em derivação, conforme mostrado na Figura 15.

O projeto deste filtro híbrido, para avaliação em simulação computacional, está relacionado com a definição das grandezas de pelo menos três componentes: o indutor (L_f) e o capacitor (C_f) do filtro passivo e o capacitor do barramento CC (C_{CC}) do filtro ativo. A corrente da fonte (\dot{I}_s) e a corrente do filtro híbrido (\dot{I}_f) são algumas das variáveis que serão usadas nas análises a seguir. Nesta seção, serão apresentados os

equacionamentos utilizados para o cálculo do indutor e capacitor do filtro híbrido (L_f , C_f).

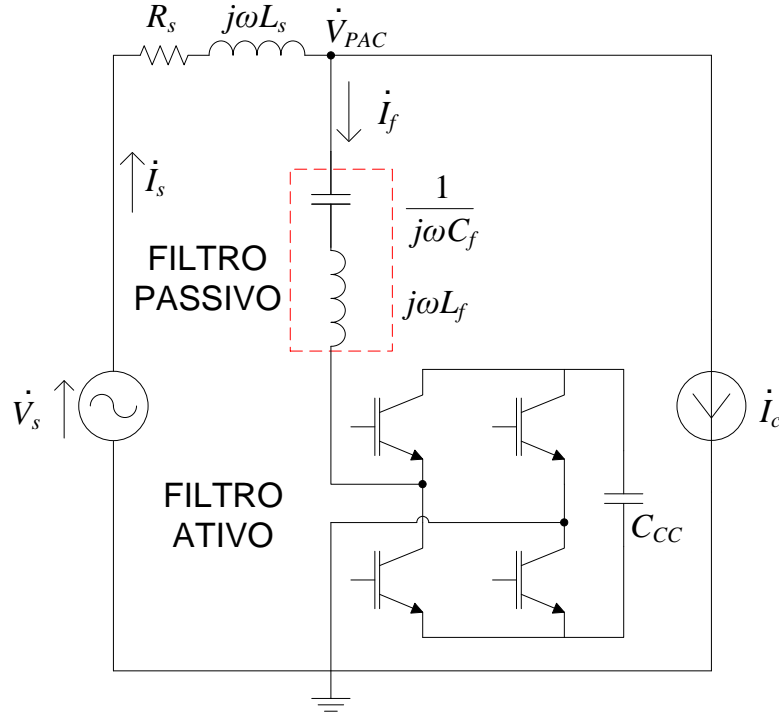


Figura 15: Filtro híbrido shunt adotado para o projeto em análise.

Conforme mencionado anteriormente, o projeto do filtro passivo está fortemente ligado à característica da carga, isto é, antes de mais nada deve-se conhecer as componentes harmônicas da corrente da carga. Sendo assim, para a concepção do filtro será usado o princípio da superposição no circuito em estudo.

De maneira semelhante a característica mostrada no Capítulo 1, na análise matemática que será apresentada nesta seção considerou-se, além da componente fundamental, as componentes harmônicas mais significativas de ordem ímpar da corrente na carga. No entanto o projeto a seguir se expande para um número qualquer de componentes harmônicas conforme cada caso. É possível decompor a corrente da carga conforme:

$$\dot{I}_c = \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c3} + \dot{I}_{c5} + \dot{I}_{c7} + \dot{I}_{c9} \quad (2.3)$$

onde \dot{I}_{c1} , \dot{I}_{c3} , \dot{I}_{c5} , \dot{I}_{c7} e \dot{I}_{c9} são os fasores das componentes fundamental, terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos da corrente da carga, respectivamente.

Na análise que se segue será considerado uma fonte de alimentação livre de harmônicos, ou seja, a fonte de alimentação é composta apenas pela componente fundamental,

com fase nula. Além disso, a parcela ativa do filtro híbrido será modelada por uma fonte de tensão controlada (\dot{V}_f) para o projeto do indutor e do capacitor do filtro passivo, como representado na Figura 16. A variável \dot{Z}_f indica a impedância passiva do filtro híbrido e \dot{V}_{fp} representa a tensão passiva do filtro híbrido (tensão sobre capacitância e indutância). Cabe ressaltar que, devido a análise de superposição a ser utilizada, assim como a corrente da carga, a impedância passiva e a tensão passiva apresentarão comportamentos diferentes para cada frequência analisada.

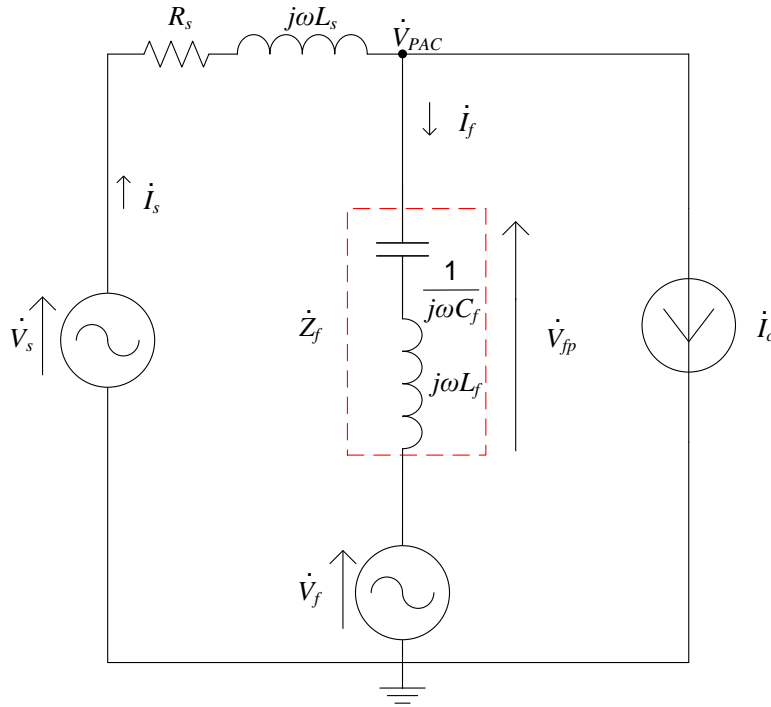


Figura 16: Filtro híbrido shunt com a parcela ativa sendo representado por uma fonte de tensão controlada.

O comportamento do circuito na frequência fundamental pode ser analisado considerando as fontes de correntes que modelam as harmônicas de corrente da carga como circuitos abertos, enquanto que a impedância do filtro passivo, \dot{Z}_{f1} é modelada apenas pela frequência angular fundamental, ω_1 , e pelas parcelas passivas (capacitância, C_f , e indutância, L_f) através de

$$\dot{Z}_{f1} = \frac{1}{j\omega_1 C_f} + j\omega_1 L_f \quad (2.4)$$

Pode-se então, para o nó superior do circuito equivalente, escrever:

$$\dot{I}_{s1} = \dot{I}_{f1} + \dot{I}_{c1} \quad (2.5)$$

Para operar com elevados índices de qualidade de energia, deve-se garantir que a tensão e a corrente na fonte estejam com baixo conteúdo harmônico e em fase. Portanto, deve-se garantir que somente a corrente real e fundamental da carga circule pela fonte. Nesta linha de raciocínio, pode-se decompor a corrente fundamental da carga em parcela real e imaginária (esta segunda parcela sendo responsável pela defasagem da corrente com relação à tensão no PAC) de acordo com:

$$\dot{I}_{c1} = \Re\{\dot{I}_{c1}\} + j\Im\{\dot{I}_{c1}\} \quad (2.6)$$

onde \Re representa a parcela real e \Im representa a parcela imaginária.

Sendo assim, para garantir que a fonte possua apenas corrente fundamental real, o filtro híbrido precisará injetar no circuito toda a corrente imaginária fundamental da carga de acordo com (2.7) e (2.8).

$$\dot{I}_s = \Re\{\dot{I}_{c1}\} \quad (2.7)$$

$$\dot{I}_{f1} = -\Im\{\dot{I}_{c1}\} \quad (2.8)$$

O sinal negativo em (2.8) é devido aos sentidos adotados para as correntes do circuito conforme Figura 16. De posse da corrente fundamental que percorre o filtro híbrido, será possível definir, através da Lei de Ohm, a tensão fundamental no filtro passivo em função de L_f e C_f :

$$\dot{V}_{fp1} = \dot{Z}_P \dot{I}_{f1} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.4) e (2.7) em (2.9) tem-se:

$$\dot{V}_{fp1} = \left(\frac{1}{j\omega_1 C_f} + j\omega_1 L_f \right) (-\Im\{\dot{I}_{c1}\}) \quad (2.10)$$

Desse modo, desprezando a queda de tensão no ramo de alimentação, ou seja, supondo que a tensão no PAC é igual à tensão na fonte, pode-se concluir que a tensão no filtro híbrido, na frequência fundamental, é dada por:

$$\dot{V}_{f1} = \dot{V}_{PAC} - \left(\frac{1}{j\omega_1 C_f} + j\omega_1 L_f \right) (-\Im\{\dot{I}_{c1}\}) \quad (2.11)$$

Para as demais frequências harmônicas ($\omega_3, \omega_5, \omega_7$ e ω_9), analisadas separadamente, é desejável que o filtro híbrido compense totalmente a corrente da carga. Para tanto, o ramo do filtro híbrido deve se comportar como uma impedância muito inferior à impedância da linha, de tal forma que a carga enxergue o filtro híbrido como um curto-circuito.

Partindo do princípio de que a impedância do filtro híbrido se comporta como um curto-circuito, isto é, a impedância do filtro ativo entra em ressonância com a impedância do filtro passivo para cada uma das frequências harmônicas em análise (GONZATTI, 2015), não haverá correntes harmônicas circulando pelos terminais da fonte, e, portanto, a tensão da parcela ativa do filtro híbrido, \dot{V}_{fn} , será equivalente à tensão passiva, \dot{V}_{fpm} . Pode-se então escrever:

$$\left| \dot{V}_{fn} \right| = \left| \left(\frac{1}{j\omega_n C_f} + j\omega_n L_f \right) (\dot{I}_{cn}) \right| \quad (2.12)$$

onde $\omega_n = (2n\pi f_1)$ é a frequência angular harmônica, f_1 é a frequência fundamental e n é um número inteiro, ímpar e maior que 1, que representa a ordem da componente harmônica.

No pior caso, considerando que os picos das tensões harmônicas observadas em cada frequência de interesse são coincidentes, podemos aproximar a seguinte relação para a tensão do filtro híbrido:

$$\begin{aligned} \left| \dot{V}_f \right| = & \left| \dot{V}_{PAC} - \left(\frac{1}{j\omega_1 C_f} + j\omega_1 L_f \right) (-\Im\{\dot{I}_{c1}\}) \right| + \\ & + \sum_{\substack{n=3 \\ (\text{ímpar})}}^9 \left| \left(\frac{1}{j\omega_n C_f} + j\omega_n L_f \right) \dot{I}_{cn} \right| \end{aligned} \quad (2.13)$$

Conseqüentemente, a tensão mínima do barramento CC de maneira a garantir o correto funcionamento do filtro é dada por:

$$V_{CC,\text{mín}} = \sqrt{2} \left| \dot{V}_f \right| \quad (2.14)$$

Cabe ressaltar que (2.13) e (2.14) calculam o pior caso possível. De (2.14) pode-se obter as curvas da Figura 17, referentes a valores de capacitores comerciais em função

da indutância necessária para garantir uma determinada tensão no barramento CC do filtro híbrido.

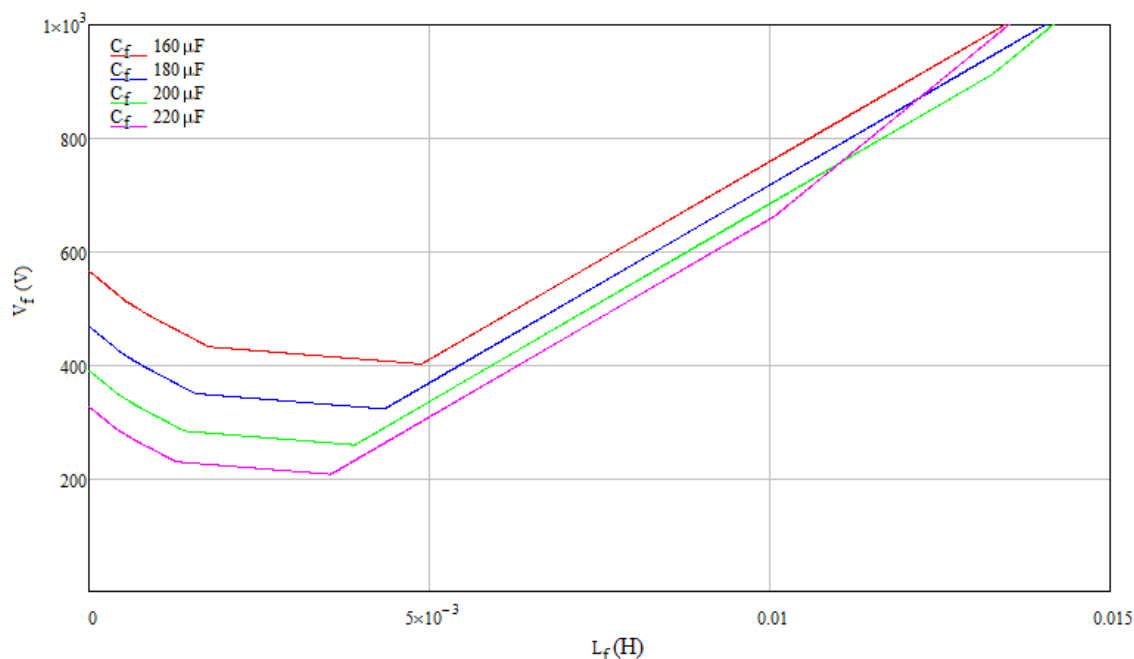


Figura 17: Tensão no barramento CC em função da variação dos parâmetros do filtro passivo (C_f e L_f).

Para fins de projeto, define-se a tensão de operação do barramento CC, e a partir desta define-se o capacitor e o indutor do filtro passivo. Na Figura 17 é mostrado que a tensão de barramento CC é reduzida com o aumento da capacitância de filtro. No entanto existe um compromisso entre o valor da capacitância e da indutância.

Ainda com relação à Figura 17, pode-se observar que, para todas as curvas, o menor valor de tensão é obtido quando a frequência de ressonância entre indutor e capacitor do filtro passivo ocorre na terceira harmônica (180 Hz). Por exemplo: para a curva referente ao capacitor de 220 μF , a tensão mínima será obtida quando a indutância adotada entrar em ressonância com a capacitância em 180 Hz. Este fato é devido à maior amplitude de corrente na carga estar justamente nesta frequência. Nota-se ainda que para utilização de indutâncias superiores a 7 mH, a tensão do barramento CC passa a ser elevada.

Por fim, a Figura 17 permite observar também que cada uma das curvas é composta por diferentes retas em diferentes intervalos de indutância. Cabe ressaltar que quem limita estes intervalos é a frequência de ressonância. Em outras palavras, os vértices de cada uma das retas são representados por cada uma das frequências de ressonâncias que coincidem com as frequências harmônicas da carga.

Supondo agora que o filtro utilizado seja um filtro ativo, ao invés do filtro híbrido e adotando ainda a mesma hipótese anterior, de que os picos de todas as tensões harmônicas do lado CA da parcela ativa são coincidentes, teria-se um equacionamento semelhante com a exceção da parcela capacitiva no filtro passivo, como apresentado a seguir:

$$\left| \dot{V}_{fa} \right| = \left| \dot{V}_{PAC} - j\omega_1 L_f \dot{I}_{f1} \right| + \sum_{\substack{n=3 \\ (\text{ímpar})}}^9 \left| j\omega_n L_f \dot{I}_{cn} \right| \quad (2.15)$$

onde V_{fa} representa a tensão do lado CA do filtro ativo enquanto as demais variáveis se mantêm com relação à (2.13).

De maneira análoga a (2.14), é possível escrever para o filtro ativo:

$$V_{CC,min} = \sqrt{2} \left| \dot{V}_{fa} \right| \quad (2.16)$$

Definidas as equações que determinam a tensão necessária no barramento CC para o filtro híbrido (2.14) e o filtro ativo (2.16), pode-se analisar para quais valores de tensão CC a utilização do filtro híbrido é vantajosa em comparação com o filtro ativo.

Na Figura 18 são apresentadas a curva característica da tensão CC do filtro ativo (linha tracejada em vermelho) e as curvas das tensões CC do filtro híbrido, para diferentes valores de indutância e capacitância da parcela passiva. Analisando este gráfico é possível concluir que, para um mesmo valor de indutância, qualquer ponto de operação localizado à direita da curva tracejada vermelha, a tensão CC de barramento do filtro híbrido será menor que a tensão do filtro ativo.

Ainda no gráfico da Figura 18, pode-se observar que seria interessante projetar um filtro híbrido com capacitâncias de 200 μF ou 220 μF em série com indutores de maneira a forçar uma ressonância da parcela passiva do filtro híbrido na frequência de 180 Hz.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram abordados os temas relacionados ao filtro híbrido monofásico, desde uma revisão bibliográfica englobando filtros passivos, ativos e híbridos monofásicos até a modelagem matemática relacionada ao projeto dos componentes que integram

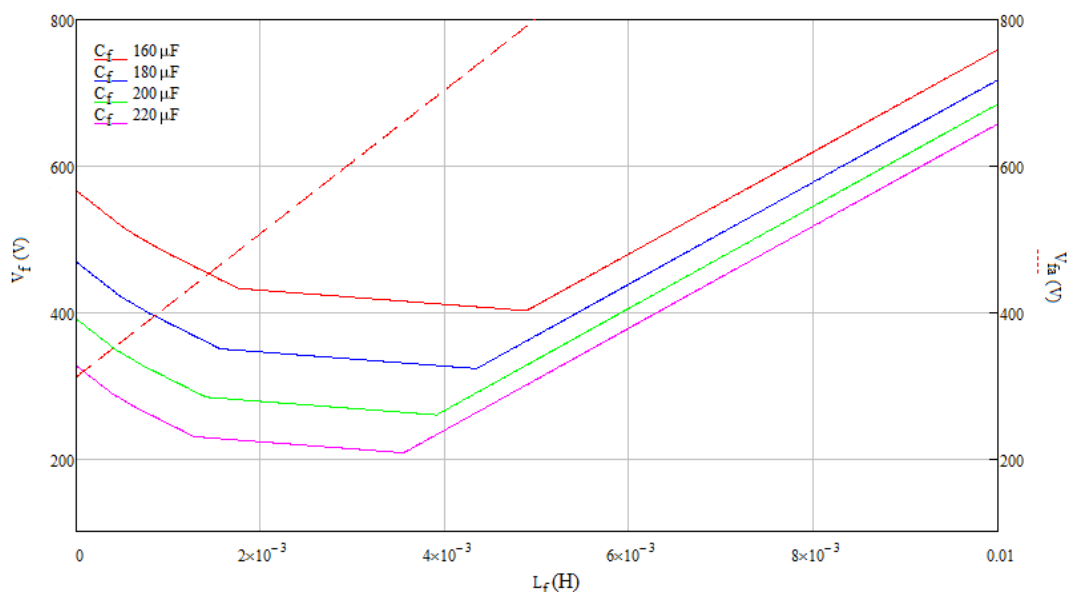


Figura 18: Tensão no barramento CC de um FAP em comparação com filtros híbridos em função da variação dos parâmetros do filtro passivo (C_f e L_f).

um filtro híbrido monofásico.

Na revisão bibliográfica foram discutidas as vantagens e desvantagens do filtro passivo monofásico, filtro ativo monofásico e do filtro híbrido monofásico para a aplicação destes ao sistema descrito no Capítulo 1. Foi apresentado o comportamento de tais sistemas através de simulação via *software* PSIM, verificando algumas das características descritas para cada um dos filtros discutidos.

Ainda neste capítulo, foram apresentadas as principais topologias que englobam as aplicações dos filtros híbridos, sempre que possível apresentando estudos que utilizaram daquela determinada aplicação e apresentando o melhor caminho para definir qual topologia a ser utilizada em cada aplicação. Para o sistema descrito no Capítulo 1 definiu-se a topologia da Figura 13(f) como a melhor solução.

Por fim foram discutidos os métodos utilizados para se projetar os parâmetros do filtro híbrido monofásico (capacitor e indutor passivos). Foi utilizado o teorema da superposição para definir as equações que ditam os valores dos componentes e da tensão de barramento CC. Através desta análise foi possível obter a equação que dita a tensão de barramento CC em função do capacitor e do indutor do filtro passivo. É importante ressaltar que para esta metodologia, é necessário ter posse do comportamento bem definido da corrente. Ainda nesta análise, comprovou-se de maneira gráfica a região de operação necessária para que haja vantagem quanto à aplicação do filtro híbrido com relação ao filtro ativo.

3 CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO MONOFÁSICO

Neste capítulo é apresentada a adaptação da Teoria das Potências Instantâneas para sistemas monofásicos. Seu entendimento é fundamental para a compreensão do algoritmo de controle usado para determinar a corrente de referência que será usada para controlar a parcela ativa, o FAP do filtro híbrido, de forma a garantir uma corrente de fonte com baixo conteúdo harmônico e operação com elevado fator de potência. Além disto, neste capítulo também serão apresentados uma estratégia de energização e um método usado para regular a tensão do barramento CC do FAP que compõe o filtro híbrido monofásico.

3.1 *CONTROLE NO MODO DE TENSÃO VERSUS CONTROLE NO MODO DE CORRENTE*

No capítulo anterior foi mostrada a topologia de filtro híbrido composto por um filtro passivo ressonante conectado em série com um FAP *shunt*. Conforme discutido na Seção 2.2, os FAPs são baseados em CSIs ou VSIs, sendo que este último é mais frequentemente utilizado devido as menores perdas e volume.

De uma maneira geral, a tensão de saída de um VSI é uma função da tensão CC de entrada, da corrente nos terminais de saída e das variáveis de controle (índice de modulação do conversor). Duas estratégias básicas são usadas para controlar a tensão ou corrente de saída desses conversores: (i) controle modo de tensão (do inglês, *Voltage Mode Control*) (VMC) e (ii) controle modo de corrente (do inglês, *Current Mode Control*) (CMC)

O VMC é o método mais básico de controle dos conversores estáticos. Neste método a tensão de saída é subtraída da tensão de referência e o erro resultante dessa é aplicado a um comparador junto a uma portadora triangular de maneira a gerar os sinais de disparo dos interruptores semicondutores do conversor. A principal vantagem desse método é sua relativa simplicidade usada para controlar a tensão de saída do VSI.

Contudo, a necessidade de utilização de circuitos de compensação de fase e de proteção contra sobrecorrentes são algumas das desvantagens desta técnica.

Já o CMC é uma modificação do controle do modo de tensão, onde a corrente de saída do conversor é medida e comparada com uma corrente de referência. O erro dessa comparação das correntes é então usado para gerar uma tensão de controle para o VSI. Apesar das duas malhas de controle: uma de corrente (interna) e outra de tensão (externa), os circuitos de compensação usados no CMC são substancialmente mais simples. Outra vantagem do CMC é sua resposta transitória mais rápida. Contudo este método é muito sensível aos ruídos presentes nas correntes sintetizadas pelo conversor.

Na Figura 19 é apresentado um diagrama simplificado, para fins de análise do comportamento do VMC versus CMC. Neste diagrama, QDG diz respeito ao quadro de distribuição geral, QDI's representam os quadros de alimentação de cargas de iluminação, VMC é referente a um filtro híbrido operando em modo tensão (onde o VMC em vermelho representa um filtro híbrido com defeito) e CMC representa um filtro híbrido operando em modo corrente. As setas pretas indicam cargas de iluminação e as setas vermelhas indicam toda a sobrecarga direcionada ao filtro híbrido operando em modo tensão que não havia sofrido falha até então. É possível notar, através desta análise, que o VMC terá de suprir não só as cargas harmônicas destinadas ao seu ramal, como também as cargas harmônicas de seu ramal vizinho superior.

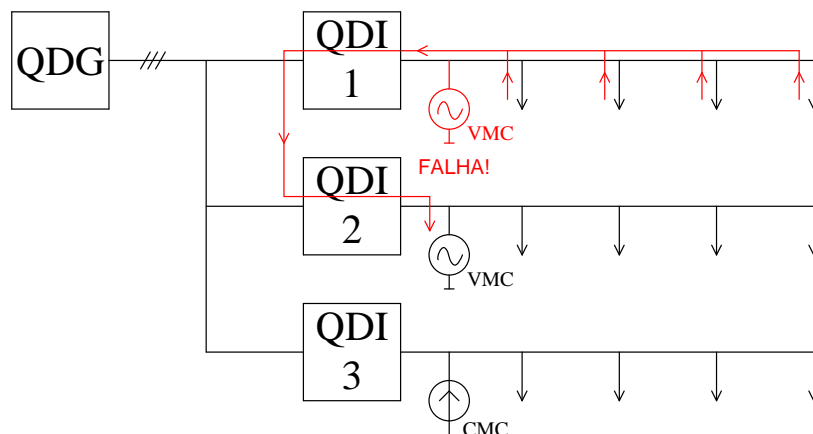


Figura 19: Diagrama simplificado do modo de falha de um filtro híbrido operando com controle modo tensão.

Em caso de falha de um filtro híbrido controlado no modo VMC, pelo fato dos demais estarem operando em modo tensão, os filtros híbridos que permanecem em funcionamento passam a drenar os harmônicos oriundos do ramal em que houve falha no filtro híbrido. Desta maneira, os demais filtros estariam sujeitos a operarem em sobrecarga e, conseqüentemente, mais suscetível a uma falha por sobrecarga. Isto se

deve pelo fato do VMC fazer com que o filtro híbrido opere de maneira semelhante a um curto-circuito para as harmônicas produzidas nos outros ramais.

Em seu estudo, Gonzatti (2015) utilizou o controle modo tensão. A estratégia utilizada no trabalho apresentado tem como vantagem o fato de utilizar apenas um sensor de efeito Hall, enquanto o CMC requer dois sensores de corrente (para medir a carga e o filtro). Por outro lado, supondo que em uma indústria, mais de um filtro híbrido seja aplicado em diferentes ramais do sistema, a utilização do controle modo tensão poderia ser prejudicial aos demais filtros híbridos durante a falha de um específico.

Assim, a estratégia que será adotada neste trabalho para controlar o filtro híbrido será o controle CMC (onde a referência de controle é um sinal de corrente). Neste caso, o filtro híbrido não irá operar com sobrecarga, já que sua corrente de referência é calculada previamente de acordo com o projeto, impedindo que novas harmônicas (oriundas de possíveis ramais vizinhos) circulem por seus terminais. Considerando este raciocínio, optou-se portanto pela estratégia de controle CMC.

Nas próximas seções serão apresentadas de maneira sucinta a estratégia utilizada para extrair/gerar a corrente de referência para controlar a parcela ativa do filtro híbrido.

3.2 TEORIA P-Q MONOFÁSICA

Originalmente proposta em 1983, a Teoria das Potências Instantâneas (ou Teoria p-q) se tornou uma importante ferramenta para controlar FAPs (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007) e sistemas de transmissão flexível em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*) (FACTS) (WATANABE et al., 1998; BARBOSA, 2000).

Na proposta original de Akagi, Kanazawa e Nabae (1983), e em estudos subsequentes (WILLEMS, 1992; NABAE; NAKANO & TOGASAWA, 1995; PENG & LAI, 1996; HAQUE; HOSSEINI & ISE, 2001), a aplicação da teoria esteve sempre orientada para circuitos trifásicos a três ou quatro fios, desequilibrados ou não, e com ou sem harmônicos.

Haque (2002) propôs uma adaptação da Teoria p-q para sistemas monofásicos. A principal diferença entre a Teoria p-q e a teoria adaptada para sistemas monofásicos reside na estratégia empregada para transformar os valores instantâneos de tensão e de corrente para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Além disso, destaca-se a diferença no significado físico da potência reativa instantânea, que no caso dos sistemas trifásicos representa a parcela de potência que flui nas três fases do sistema, porém não contribui

para o fluxo útil de potência ativa de fonte para carga. Já nos sistemas monofásicos, a potência reativa instantânea monofásica flui da fonte para a carga e vice-versa, porém seu valor médio é nulo.

Khadkikar e Chandra (2008) publicaram um estudo intitulado *A New Control Philosophy for a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) to Coordinate Load-Reactive Power Demand Between Shunt and Series Inverters*. Neste trabalho, os autores propuseram uma nova funcionalidade para a UPQC na qual os filtros ativos shunt e série, fornecem a demanda de potência reativa da carga de maneira a reduzir o dimensionamento do filtro ativo shunt e conseqüentemente o custo da UPQC. Neste caso foi utilizada a Teoria p-q monofásica para gerar os sinais de referência usados para controlar as parcelas *shunt* e série do UPQC.

Bojoi et al. (2011) desenvolveram um estudo intitulado *Enhanced Power Quality Control Strategy for Single-Phase Inverters in Distributed Generation Systems*. Neste artigo, é discutida a aplicação de um inversor monofásico de interface para sistemas de geração distribuída com conexão à rede. Através do método de controle proposto, o inversor controla o fluxo de potência ativa de uma fonte renovável para a rede além de fornecer compensação de corrente harmônica da rede, mantendo a corrente senoidal. Para o controle utilizou-se a teoria das potências instantâneas monofásica.

Furtado et al. (2013), apresentaram um trabalho intitulado *Two-Phase, Three-Wire Shunt Active Power Filter Using Single-Phase p-q Theory*, que poderia ser traduzido para Filtro Ativo de Potência para um Sistema Bifásico a Três Fios Utilizando a Teoria p-q Monofásica. A proposta do trabalho sugere o emprego de um filtro ativo para aplicações de baixa ou média potência como, por exemplo, UPS, controladores que utilizem triacs, reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, drivers de motores AC e outras. Neste artigo, se optou por utilizar uma estratégia de compensação de corrente senoidal, que se baseia na compensação total das correntes harmônicas e da potência reativa, resultando em corrente de fonte senoidal e em fase com a componente fundamental da fonte. Para tanto, foi necessária a utilização de um circuito de sincronismo (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (PLL) e, como o título do artigo sugere, a aplicação da Teoria p-q monofásica.

Yang, Blaabjerg e Wang (2014) realizaram um estudo intitulado *Low-Voltage Ride-Through of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters*. Neste artigo é analisado o comportamento de sistemas fotovoltaicos em caso de falhas da rede e em caso de operação em conjunto com a rede. Para este estudo também foi utilizada a Teoria

p–q monofásica no cálculo das potências instantâneas utilizado no controle.

Singh, Murthy e Chilipi (2014) produziram um artigo intitulado *STATCOM-based controller for a three-phase SEIG feeding single-phase loads*. Neste documento é apresentada uma geração monofásica partindo de um gerador de indução trifásico auto-excitado trabalhando em conjunto com um compensador estático síncrono trifásico. Neste caso o STATCOM é empregado para compensar as correntes desbalanceadas causadas pelas cargas monofásicas. Desta forma comprovou-se a possibilidade do gerador de indução alimentar cargas monofásicas em acordo com seu valor nominal. Para o controle foi necessária também a aplicação da Teoria p–q monofásica.

3.2.1 FUNDAMENTAÇÃO MATEMÁTICA

Nesta subseção será reproduzida parte da Teoria p–q adaptada por Haque (2002) para sistemas monofásicos. Para facilitar o entendimento do leitor considere o diagrama da Figura 20, em que uma fonte de tensão senoidal alimenta uma carga monofásica. Nesse circuito equivalente, a fonte de corrente controlada, $i_f(t)$, representa um filtro ativo cuja operação ficará clara mais adiante. Considere ainda que nesse circuito a tensão da fonte e a corrente drenada pela carga são dadas por:

$$v(t) = V \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

e,

$$i(t) = I \cos(\omega t - \phi) \quad (3.2)$$

onde V e I são os valores de pico da tensão e corrente, respectivamente; $\omega = (2\pi f)$ é a frequência angular da tensão e corrente, respectivamente; ϕ é a defasagem entre tensão da fonte e corrente da carga.

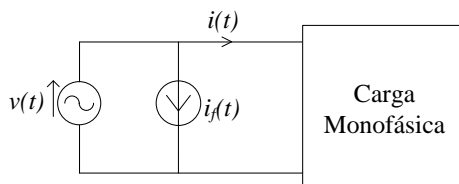


Figura 20: Diagrama esquemático de uma carga alimentada por uma fonte de tensão monofásica.

Usando o conceito de vetores espaciais é possível escrever as expressões dos vetores

$\vec{v}(t)$ e $\vec{i}(t)$ conforme mostrado a seguir:

$$\vec{v}(t) = V e^{j\beta(t)} = V \{ \cos \beta(t) + j \operatorname{sen} \beta(t) \} = v_r(t) + j v_m(t) \quad (3.3)$$

e,

$$\vec{i}(t) = I e^{j\psi(t)} = I \{ \cos \psi(t) + j \operatorname{sen} \psi(t) \} = i_r(t) + j i_m(t) \quad (3.4)$$

onde V e I são as amplitudes dos vetores espaciais de tensão e corrente, respectivamente; $\beta(t) = \omega t$ e $\psi(t) = (\omega t - \phi)$ são as fases dos vetores espaciais de tensão e corrente, respectivamente; $v_r(t)$, $i_r(t)$, $v_m(t)$ e $i_m(t)$ são as componentes real e imaginária dos vetores de tensão e corrente, respectivamente.

Haque (2002) definiu dois vetores espaciais auxiliares $\vec{v}'(t)$ e $\vec{i}'(t)$, adiantados de $\pi/2$ rads dos vetores $\vec{v}(t)$ e $\vec{i}(t)$, e escritos conforme mostrado a seguir:

$$\vec{v}'(t) = -v_m(t) + j v_r(t) \quad (3.5)$$

e,

$$\vec{i}'(t) = -i_m(t) + j i_r(t) \quad (3.6)$$

Observe que as componentes imaginárias dos vetores $\vec{v}'(t)$ e $\vec{i}'(t)$ são iguais as componentes reais dos vetores de tensão e corrente multiplicadas pela unidade imaginária j (onde $j^2 = -1$), enquanto que as componentes reais são as componentes imaginárias dos vetores $\vec{v}(t)$ e $\vec{i}(t)$ multiplicadas pelo fator -1, respectivamente.

Na Figura 21 é mostrada uma representação gráfica dos vetores de tensão $\vec{v}(t)$ e $\vec{v}'(t)$, defasados de $\pi/2$ rad entre si, desenhados num sistema de coordenadas ortogonais real (eixo x) *versus* imaginário (eixo y).

Haque (2002) introduziu então a definição de potência complexa monofásica instantânea, $S_{1\varphi}(t)$, conforme mostrado a seguir:

$$S_{1\varphi}(t) = \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \quad (3.7)$$

onde $\vec{i}^*(t)$ é o vetor conjugado do vetor $\vec{i}(t)$.

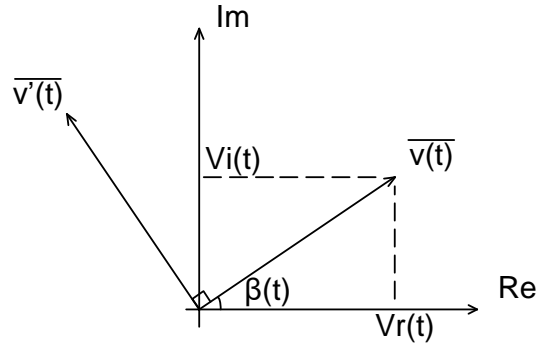


Figura 21: Representação gráfica dos vetor de tensão $\vec{v}(t)$ e do vetor auxiliar $\vec{v}'(t)$ (HAQUE, 2002).

Substituindo (3.3) e (3.4) em (3.7) obtém-se:

$$S_{1\varphi}(t) = [v_r(t)i_r(t) + v_m(t)i_m(t)] + j[v_m(t)i_r(t) - v_r(t)i_m(t)] \quad (3.8)$$

A parcela imaginária de (3.8) foi multiplicada por -1 diferindo da equação original proposta em (HAQUE, 2002). Separando as parcelas real e imaginária de (3.8) pode-se reescrever as expressões da potência ativa instantânea monofásica ($p_{1\varphi}(t)$) e potência reativa instantânea monofásica ($q_{1\varphi}(t)$), na forma matricial, como se segue:

$$\begin{bmatrix} p_{1\varphi}(t) \\ q_{1\varphi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r(t) & v_m(t) \\ v_m(t) & -v_r(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_m(t) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Note que $p_{1\varphi}(t)$ é composta pela soma dos produtos das componentes de tensão e corrente nos mesmos eixos sendo sua unidade watts (W), enquanto que $q_{1\varphi}(t)$ é formado soma dos produtos das componentes de tensão e corrente de eixos diferentes e sua unidade será o volt-ampère reativo (VA_r) ou o volt-ampère imaginário (VA_i).

Reescrevendo (3.9) na sua forma inversa para o filtro (fonte de corrente) da Figura 20 tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{fr}(t) \\ i_{fm}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_r(t) & v_m(t) \\ v_m(t) & -v_r(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{1\varphi f}(t) \\ q_{1\varphi f}(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

onde $i_{fr}(t)$ e $i_{fm}(t)$ são componentes real e imaginária da corrente monofásica que flui pelo filtro, respectivamente; $p_{1\varphi f}(t)$ e $q_{1\varphi f}(t)$ são as potências ativa e reativa instantâneas monofásicas nos terminais do filtro, respectivamente; e $\Delta = (v_r^2(t) + v_m^2(t))$

Fazendo $p_{1\varphi f}(t) = 0$ e $q_{1\varphi f}(t) = -q_{1\varphi}(t)$ em (3.10) tem-se que o filtro irá compensar

toda potência reativa monofásica da carga. Assim, calculando a potência reativa monofásica nos terminais da carga através de (3.9) e substituindo o resultado em (3.10) tem-se a seguinte expressão para a componente real da corrente do filtro $\vec{i}_f(t)$:

$$i_{fr}(t) = \frac{v_m(t)v_r(t)i_m(t) - v_m^2(t)i_r(t)}{v_r^2(t) + v_m^2(t)} \quad (3.11)$$

De (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6) pode-se escrever as seguintes relações:

$$v_r(t) = \Re\{ \vec{v}(t) \} = v(t), \quad (3.12)$$

$$v_m(t) = -\Re\{ \vec{v}'(t) \} = -v'(t), \quad (3.13)$$

$$i_r(t) = \Re\{ \vec{i}(t) \} = i(t) \quad (3.14)$$

e,

$$i_m(t) = -\Re\{ \vec{i}'(t) \} = -i'(t) \quad (3.15)$$

onde $\Re\{ \vec{f}(t) \}$ retorna a componente real de um vetor $\vec{f}(t)$.

Finalmente, substituindo (3.12) a (3.15) em (3.11) resulta em (3.16) chega-se a:

$$i_{f,ref}(t) = \frac{v'(t)v(t)i'(t) - v'(t)^2i(t)}{v(t)^2 + v'(t)^2} \quad (3.16)$$

A equação (3.16) representa a corrente de referência que deve ser sintetizada pelo filtro para que toda potência reativa demandada pela carga seja compensada.

A diferença básica entre um compensador que utiliza a Teoria p-q e outro que faz uso da sua versão monofásica está na maneira como as potências ativa e reativa são medidas. Na teoria original as tensões e correntes trifásicas instantâneas sofrem uma transformação de coordenadas (Transformada de Clarke) (CLARKE, 1943) antes de serem usadas para calcular as potências instantâneas através de (3.9).

Como no exemplo apresentado nesta seção a tensão da fonte e a corrente consumida pela carga são monofásicas, pode-se usar um filtro de quadratura (BHATTACHARYA; CHAKRABORTY & BHATTACHARYA, 2009) e (KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009)

cuja função de transferência é dada por (3.17) para defasar de $\pi/2$ rad os sinais de tensão e corrente antes de calcular as potências instantâneas monofásicas através de (3.9).

$$H(s) = \frac{1 - sT}{1 + sT} \quad (3.17)$$

Na Figura 22 é ilustrado o diagrama blocos do algoritmo baseado na Teoria p-q Monofásica, usado para extrair a expressão (3.16). O filtro cuja corrente é calculada pelo algoritmo da Figura 22 é capaz, portanto, de compensar a potência reativa instantânea demandada pela carga.

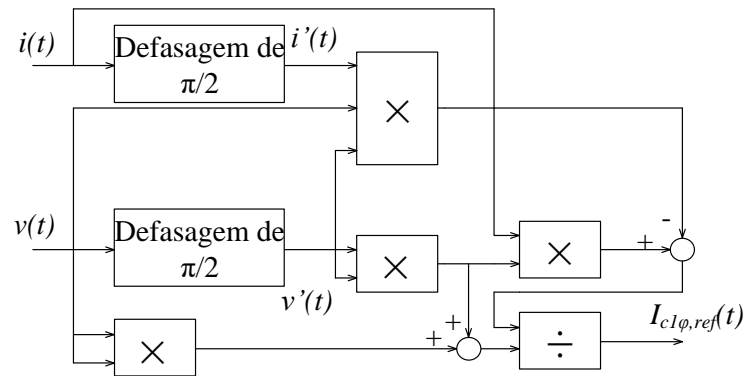


Figura 22: Diagrama de blocos do algoritmo de controle usado para gerar a corrente de compensação do filtro (Fonte: (HAQUE, 2002)).

3.3 COMPENSAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS

A Teoria p-q Monofásica, apresentada na seção anterior, pode também ser usada para calcular a corrente de referência do filtro ideal da Figura 20 de maneira a compensar os harmônicos de corrente gerados quando a fonte de tensão senoidal alimenta uma carga não linear. Desse modo, além de compensar a potência reativa nos terminais da fonte de tensão senoidal consegue-se fazer que a corrente pela fonte de alimentação seja senoidal, ou seja, livre de harmônicos.

Contudo, neste caso, a utilização do filtro de quadratura (3.17) irá produzir defasamentos diferentes de $\pi/2$ rad nas componentes harmônicas de corrente. Para contornar essa limitação foi usado em (FURTADO et al., 2013; FURTADO, 2014) uma estrutura de integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-Order Generalized Integrator*) (SOGI) para defasar o sinal de tensão da fonte e um *buffer* de $1/4$ do período T da componente fundamental para defasar o sinal de corrente da carga. Esses dois

métodos apresentaram boa precisão e se mostraram de simples implementação em plataformas digitais.

Assim, para obter o sinal de referência do algoritmo de controle do filtro monofásico é necessário partir das medições da tensão no PAC e da corrente consumida pela carga. Estes dois sinais, de tensão e corrente, são então defasados de $\pi/2$ rad por um SOGI e um *buffer* conforme mostrado em (FURTADO et al., 2013), respectivamente.

Na Figura 23 é mostrado o diagrama de blocos do circuito SOGI. Este circuito é alimentado pela tensão medida no PAC e gera duas tensões $v_{pac,\alpha}(t)$ e $v_{pac,\beta}(t)$, respectivamente. Além de defasar as tensões de saída de $\pi/2$ rad entre si, o SOGI elimina os harmônicos presentes na tensão de entrada $v_{pac}(t)$. O parâmetro k geralmente é dado por $\sqrt{2}$ em aplicações relacionadas a sistemas trifásicos. No entanto, como comprovado em seu estudo, Furtado (2014) observou que a seletividade do SOGI pode ser comprometida para este valor. Desta maneira, adotou-se o parâmetro $k=0,3$, de maneira a garantir maior eficiência na filtragem das tensões harmônicas do PAC.

Esta técnica é aplicada apenas ao sinal de tensão, e não ao sinal de corrente, pois a principal função do filtro híbrido é compensar as harmônicas de corrente presentes na carga. Portanto, caso o SOGI fosse aplicado ao sinal de corrente da carga, o filtro híbrido perderia sua funcionalidade.

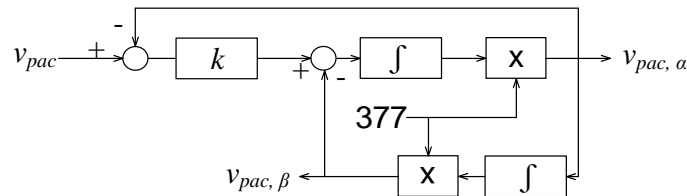


Figura 23: Diagrama de blocos do SOGI.

Na Figura 24 é mostrado o diagrama de blocos do circuito *buffer* usado para defasar a corrente da carga de $1/4$ do período da componente fundamental a fim de gerar as correntes $i_{c,\alpha}(t)$ e $i_{c,\beta}(t)$, respectivamente.

De posse das tensões e correntes $v_{pac,\alpha}(t)$, $v_{pac,\beta}(t)$, $i_{c,\alpha}(t)$ e $i_{c,\beta}(t)$ pode-se calcular as potências ativa p_c e reativa q_c instantâneas da carga através de (3.9):

$$\begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{pac,\alpha}(t) & v_{pac,\beta}(t) \\ v_{pac,\beta}(t) & -v_{pac,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c,\alpha}(t) \\ i_{c,\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Devido ao fato das variáveis $v_{pac,\beta}(t)$ e $i_{c,\beta}(t)$ não existirem fisicamente no circuito,

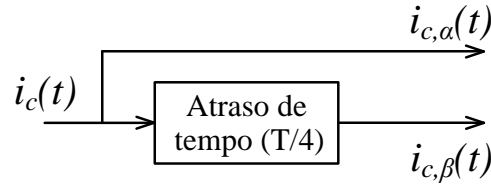


Figura 24: Diagrama de blocos do *buffer*.

as parcelas das potências que envolvem o produto de tais variáveis em (3.9) podem também serem consideradas fictícias. Neste caso, será necessário dividir por 2 (dois) cada uma das linhas da matriz, como apresentado em (3.18), para obter os valores reais das potências ativa e reativa instantâneas medidas na carga, tornando a transformação invariante em potência.

Uma vez calculadas as potências instantâneas da carga, é possível separar cada uma em suas parcelas médias (\bar{p}_c e \bar{q}_c) e oscilantes (\tilde{p}_c e \tilde{q}_c) conforme mostrado a seguir:

$$p_c = \bar{p}_c + \tilde{p}_c \quad (3.19)$$

$$q_c = \bar{q}_c + \tilde{q}_c \quad (3.20)$$

A separação de parcelas médias e oscilantes das potências instantâneas p_c e q_c é feita com auxílio de um filtro passa baixas. A interpretação das parcelas médias e oscilantes dessas potências é diferente daquela dada na Teoria p-q (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007). Contudo pode-se afirmar que as \tilde{p}_c e \tilde{q}_c irão aparecer na presença de harmônicos de tensão ou corrente.

Nesta análise \bar{p}_c representa o valor médio CC instantâneo da energia real por unidade de tempo que é transferida da fonte para a carga, em outras palavras é a potência que o filtro não deve compensar e está diretamente relacionada com a corrente ativa fundamental que flui pela fonte. A potência oscilante, \tilde{p}_c , representa a energia por unidade de tempo que é trocada entre fonte e carga e por ser alternada não apresenta valor médio. Além disso, sabe-se que a a potência oscilante está relacionada às correntes harmônicas drenadas pela carga.

A potência reativa instantânea imaginária, q_c , flui da fonte para a carga e vice-versa porém seu valor médio é nulo. No entanto, esta potência é responsável por gerar

correntes harmônicas prejudiciais ao sistema.

Portanto, na operação como filtro monofásico, deve-se eliminar da fonte de alimentação a potência instantânea alternada real (\tilde{p}_c) e toda a potência instantânea imaginária (q_c) presente nos terminais da carga. Para realizar essa separação de parcelas de cada uma das potências instantâneas (p_c e q_c) são utilizados dois filtros passa-baixas de primeira ordem. Sendo assim, caso o circuito compensador contribua com essas potências (real oscilante e imaginária), a fonte não estará sujeita a harmônicos de corrente nem ao baixo fator de potência.

As correntes de referência usadas para controlar o filtro híbrido de maneira a compensar as potências ativa oscilante e reativa da carga são calculadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{f,\alpha}^*(t) \\ i_{f,\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{pac,\alpha}(t) & v_{pac,\beta}(t) \\ v_{pac,\beta}(t) & -v_{pac,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_c \\ -(\bar{q}_c + \tilde{q}_c) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

É importante notar que os sinais das potências instantâneas foram multiplicados por um fator de -1 devido ao sentido das correntes adotada no sistema (corrente no filtro e na carga saindo do nó do PAC). Cabe ressaltar ainda que, para um circuito monofásico, como o aqui estudado, os sinais referentes à coordenada β são fictícios, e, portanto, apenas o sinal referente à coordenada α será utilizado como referência no controle da corrente do filtro híbrido.

3.4 REGULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO FILTRO HÍBRIDO

Duas técnicas básicas podem ser aplicadas para regular a tensão do barramento CC do filtro híbrido. A primeira é baseada no controle adaptativo da tensão de referência do barramento CC (LAM et al., 2012; GUAN et al., 2015). O segundo método baseia-se na tensão de referência do barramento CC fixa durante todo o funcionamento (CHOI et al., 2013). Como todas as técnicas, cada uma apresenta vantagens e desvantagens, cabendo ao engenheiro definir qual método se aplica melhor ao sistema em análise.

Geralmente o controle adaptativo de tensão é aplicado com o intuito de operar com a menor tensão possível visando diminuir as perdas de chaveamento do inversor. Cabe ressaltar que essa técnica se mostra vantajosa para casos em que a carga conta com operação dinâmica (podendo variar ao longo do tempo). No entanto, essa não é uma característica do sistema avaliado neste trabalho.

A análise da Figura 18, apresentada no Capítulo 2, comprova a vantagem em utilizar um filtro híbrido em comparação com um filtro ativo. A menor tensão de barramento CC, e conseqüentemente menores perdas por comutação em comparação com o filtro ativo, aliado à simplicidade do controle se mostra suficiente para o caso avaliado. Portanto, neste trabalho será adotado o controle de tensão do barramento CC com sinal de referência fixo, discutido a seguir.

Para os casos em que o método de controle de tensão CC utilizado é a modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) no qual o sinal de referência é proporcional ao erro de corrente, a tensão de barramento CC deve ser controlada pela componente ativa da corrente sintetizada pelo conversor (TANGTHE-ERAJAROONWONG et al., 2007; INZUNZA & AKAGI, 2005; SRIANTHUMRONG & AKAGI, 2003; RAHMANI et al., 2009).

A técnica aqui apresentada é a mesma técnica tratada em (CHOI et al., 2013) com devidas adaptações para o circuito analisado neste trabalho.

Para manter o nível de tensão CC sob o valor de referência é necessário que o filtro drene potência ativa para o capacitor de barramento. Portanto, o controle do elo CC está relacionado ao cálculo da potência ativa (Δp_{CC}) necessária para garantir esse funcionamento. Este cálculo é obtido, na sua forma mais simples, através da multiplicação de um ganho pelo erro de tensão CC ($V_{cc}^* - V_{cc}$) conforme:

$$\Delta p_{CC} = k_p(V_{cc}^* - V_{cc}) \quad (3.22)$$

onde V_{cc}^* é o sinal de referência CC, V_{cc} é a tensão de barramento medida e k_p é uma constante proporcional e positiva.

Se o ganho proporcional k_p em (3.22) for elevado, a estabilidade do processo de controle pode se tornar comprometida. Por outro lado, caso esta constante seja muito pequena, o circuito estará sujeito a longo período transitório, estando suscetível ainda ao erro de regime permanente (CHOI et al., 2013). Sendo assim, um controlador do tipo proporcional integral (PI) pode ser aplicado de maneira que o termo integral seja capaz de eliminar o erro de regime permanente.

Para a obtenção da corrente de referência necessária para estabilizar o nível da tensão de barramento CC ($i_{f_{\Delta p}}^*$) em sua referência, é necessário aplicar a potência ativa (Δp_{CC}) de maneira análoga às reativas e ativa oscilante em (3.21) conforme:

$$\begin{bmatrix} i_{f\Delta p,\alpha}^* \\ i_{f\Delta p,\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{pac,\alpha}(t) & v_{pac,\beta}(t) \\ v_{pac,\beta}(t) & -v_{pac,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta p_{CC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

onde o subíndice (Δp) foi introduzido em (3.23) para identificar a corrente do filtro híbrido necessária à regulação da tensão do barramento CC do VSI.

3.5 ENERGIZAÇÃO DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

Para garantir o funcionamento do filtro híbrido é necessário que a tensão de barramento CC inicie com um valor mínimo. Portanto, deve-se carregar o capacitor de barramento CC previamente ao nível de referência de tensão CC, V_{cc}^* , e só assim será possível afirmar que o método de controle aplicado irá operar corretamente, mantendo o nível de tensão de barramento sob o valor de referência (CHOI et al., 2013). Este carregamento prévio pode ser obtido através do emprego de um retificador não controlado (LUO et al., 2009a; LUO et al., 2009b; FUJITA & AKAGI, 1991) ou através do disparo de tiristores como Duarte (2017) demonstrou em seu estudo.

No início da operação, o capacitor do VSI do filtro híbrido da Figura 15 está totalmente descarregado e, independente do sinal de controle enviado para controlar o filtro híbrido, a tensão sintetizada nos terminais CA do VSI será nula.

Contudo, nessa condição operativa, a parcela passiva do filtro híbrido (filtro ressonante) fica totalmente conectado ao PAC. Acontece que para a frequência fundamental (60 Hz) o filtro ressonante irá apresentar uma característica capacitiva, ou seja, a corrente drenada pelo filtro está adiantada de $\pi/2$ rad em relação a tensão do PAC.

Assim, a estratégia de regulação da tensão do barramento CC discutida na seção anterior não consegue carregar o capacitor desde o zero, pois a tensão gerada pelo algoritmo será proporcional a corrente de referência $i_{f,\alpha}^*$, enquanto que a corrente drenada pelo filtro passivo estará na coordenada β . Como a tensão de controle do VSI e a corrente pelo filtro passivo são ortogonais não haverá fluxo de potência ativa nos terminais do conversor capaz de carregar o capacitor.

Como alternativa para o problema anterior pode-se usar um sinal de erro proporcional a potência reativa para gerar uma tensão de controle em fase com $i_{f,\beta}^*$ e assim carregar o capacitor do filtro híbrido.

Choi et al. (2013) perceberam que era possível carregar o capacitor de barramento através de um sinal de controle da potência reativa instantânea. Isto só é possível pelo

fato do filtro passivo se comportar como um capacitor para frequências inferiores a de ressonância. Desta forma, a corrente que circula pelos terminais do filtro híbrido será uma corrente reativa. A corrente reativa multiplicada por uma tensão também reativa produz uma potência ativa capaz de carregar o capacitor de barramento CC. Na Figura 25 é ilustrado o diagrama fasorial dos sinais $v_{pac,\alpha}(t)$, $v_{pac,\beta}(t)$, $i_{f,\alpha}(t)$ e $i_{f,\beta}(t)$ para frequência fundamental durante a energização. Devido aos sentidos das correntes e tensões adotados na Figura 16 conclui-se que os produtos $v_{pac,\beta}(t)$ por $i_{f,\alpha}(t)$ e $-v_{pac,\alpha}(t)$ por $i_{f,\beta}(t)$ constituem potências reais e capazes de energizar a tensão de barramento CC do filtro híbrido.

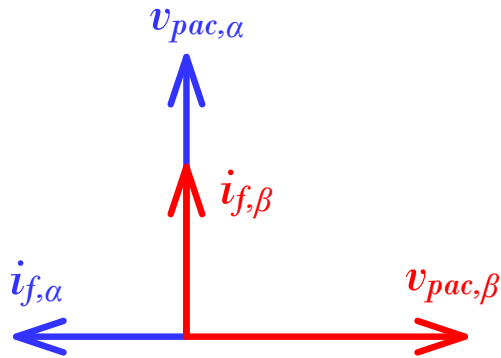


Figura 25: Diagrama fasorial durante etapa de energização.

Portanto, a estratégia de energização consiste em definir uma corrente de referência de compensação reativa através da Teoria p-q Monofásica. Neste caso, o erro entre a tensão de referência e a tensão do barramento CC é aplicado a um controlador retornando um sinal de controle Δq_{CC} , proporcional a potência reativa, conforme mostrado a seguir:

$$\Delta q_{CC} = k_q(V_{cc}^* - V_{cc}) \quad (3.24)$$

onde k_q é a constante proporcional positiva.

A inclusão de uma parcela integrativa em (3.24) resulta em uma resposta transitória mais suave e com menor sobressinal. De maneira análoga ao processo de manutenção da tensão de barramento CC, a corrente de referência necessária para energizar o capacitor de barramento é obtida através de:

$$\begin{bmatrix} i_{f_{\Delta q},\alpha}^* \\ i_{f_{\Delta q},\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{pac,\alpha}(t) & v_{pac,\beta}(t) \\ v_{pac,\beta}(t) & -v_{pac,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta q_{CC} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Neste caso o subíndice (Δq) foi usado em (3.25) para identificar a corrente do filtro híbrido durante a energização do capacitor CC do VSI. Essa parcela de corrente não acontece simultaneamente com a parcela $i_{f_{\Delta p},\alpha}^*$ dada em (3.23), ou seja, a corrente $i_{f_{\Delta q},\alpha}^*$ irá existir somente durante a carga do capacitor do barramento CC do VSI do filtro híbrido.

3.6 VISÃO GERAL DO CONTROLE

Tendo em vista as duas últimas seções relacionadas à corrente de referência do filtro híbrido, (3.26) descreve este sinal (i_{fT}^*) em função da referência de corrente destinada ao controle de harmônicos e fator de potência na fonte, $i_{f,\alpha}^*$ (oriundo de (3.21)), e da referência de corrente correspondente ao controle de tensão CC, $i_{f_{\Delta p},\alpha}^*$ e $i_{f_{\Delta q},\alpha}^*$, conforme mostrado em (3.23) e (3.25), respectivamente.

$$i_{fT}^* = i_{f,\alpha}^* + i_{f_{\Delta p},\alpha}^* + i_{f_{\Delta q},\alpha}^* \quad (3.26)$$

Na Figura 26 é apresentada uma visão geral do controle por completo, desde os sinais de medição aos sinais de referência, tanto para controlar as harmônicas e o fator de potência da fonte quanto para garantir o nível de tensão de referência no barramento CC. Nesta figura, FPB representa um filtro passa baixa de primeira ou segunda ordem, com frequência de corte baixa (em torno de dezenas de hertz), com o intuito de transmitir na saída apenas o sinal de componente médio. Os controladores $K_{vp}(s)$ e $K_{vq}(s)$ são responsáveis por gerar os sinais de referência ativa (para manutenção da tensão CC) e reativa (para energização do capacitor de barramento), respectivamente. Ainda neste diagrama, S_w representa uma função de habilitação, onde será possível optar pelo sinal de corrente $i_{f_{\Delta p},\alpha}^*$ ou por $i_{f_{\Delta q},\alpha}^*$. Este diagrama resume a lógica e a teoria utilizada para controlar o filtro híbrido discutidas neste capítulo.

3.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram discutidas as questões que se relacionam ao controle de um filtro híbrido monofásico. A princípio foi apresentado a razão pela qual optou-se pelo método de controle CMC em relação ao VMC.

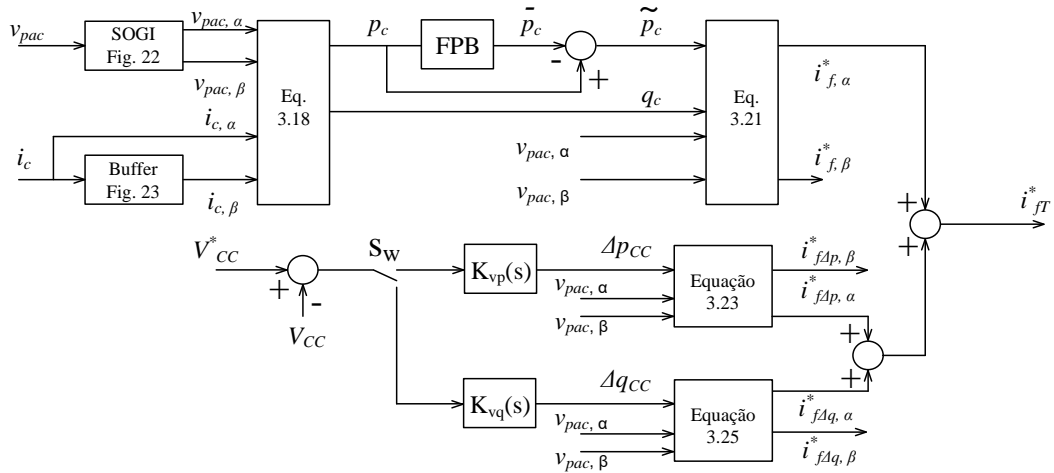


Figura 26: Visão geral do controle do filtro híbrido proposto.

Na sequência, foi apresentado um histórico relacionado à teoria das potências instantâneas para sistemas monofásicos, bem como uma série de estudos atuais que fazem uso de tal técnica, comprovando a essencial capacidade desta ferramenta em sua aplicação na eletrônica de potência.

Ainda neste capítulo, apresentou-se a Teoria p–q adaptada para sistemas monofásicos para facilitar o entendimento do algoritmo de controle utilizado para o filtro híbrido.

Com base na teoria das potências instantâneas monofásicas foi possível discutir o método de controle de harmônicos e fator de potência na fonte através dos equacionamentos apresentados. Além disso, foi discutido também a técnica necessária para se manter a tensão do barramento CC em um determinado nível desejado, bem como o método utilizado para pré-energizar o capacitor.

Foi apresentado que para mitigar o conteúdo harmônico e corrigir o fator de potência na fonte, bem como controlar a tensão no barramento CC através de um circuito híbrido compensador, são necessários quatro sensores: dois de tensão, para controle da tensão no barramento CC e medição no PAC; e dois de corrente, para a carga e filtro.

4 SIMULAÇÕES DIGITAIS

Neste capítulo são apresentadas os algoritmos de controle implementados no programa PSIM e usados para obter os resultados de simulação digital da operação do filtro híbrido. Estes resultados são também usados para validar as análises teóricas apresentadas ao longo desta dissertação. São apresentados também os projetos dos controladores de corrente e de tensão, bem como todos os parâmetros necessários para reproduzir os resultados alcançados neste documento. Ao longo do capítulo, cada resultado obtido é discutido a fim de esclarecer a aplicação de um filtro híbrido em um sistema monofásico alimentando cargas não lineares com características semelhantes às aquelas descritas no Capítulo 1.

4.1 CONTROLADOR DE CORRENTE DO FILTRO HÍBRIDO

Para o projeto do controlador relacionado a malha de corrente da parcela ativa do filtro híbrido considerou-se a topologia do circuito mostrada na Figura 15 (sistema monofásico com carga não linear empregando filtro híbrido shunt).

Na Figura 27 é mostrado o diagrama de blocos do controlador do conversor. Pode-se notar nesta figura que o erro (e) entre corrente de referência (i_{fT}^*) e corrente medida no filtro híbrido (i_f) alimenta o controlador $K(s)$ cuja saída é o sinal modulante m do VSI. Trata-se de uma planta cujo sinal de saída é a corrente do filtro híbrido e o sinal de entrada é o índice de modulação. Destaca-se também que a função de transferência da planta é representada pela admitância do filtro passivo. Ainda nesta figura, V_{cc} é referente à tensão de barramento, v_t diz respeito a tensão terminal do inversor, v_{PAC} é a tensão no ponto de acoplamento comum e L_f e C_f representam a indutância e capacitância, respectivamente, da parcela passiva do filtro híbrido.

Na Figura 28 é mostrada a resposta em frequência (módulo e fase) da planta (último bloco na Figura 27). A análise dessa figura permite definir o tipo de controlador será mais adequado para que o filtro híbrido seja capaz de rastrear o sinal de referência de

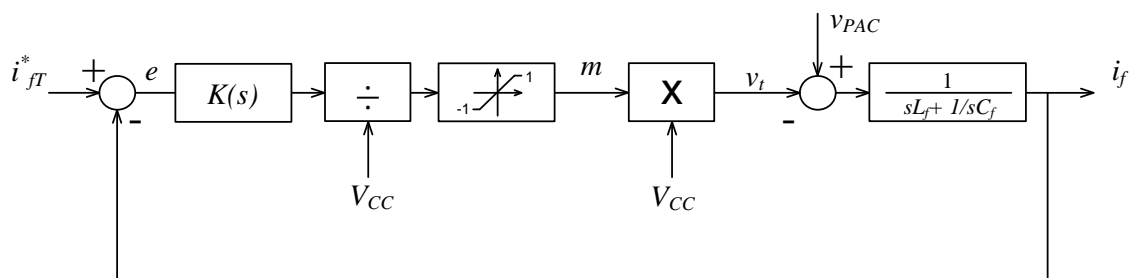


Figura 27: Diagrama de blocos do filtro híbrido em malha fechada.

corrente gerado pelo algoritmo de controle explicado no capítulo anterior.

Ainda com relação a esta figura nota-se, como esperado, um pico de magnitude na frequência de 180 Hz. Esse pico é resultante da parcela passiva do filtro híbrido. Para frequências inferiores a ressonância, o filtro ressonante apresenta uma característica capacitiva, ou seja, gráfico de magnitude crescente e fase igual a $+90^\circ$, e, acima da frequência de ressonância, o filtro ressonante apresenta uma característica indutiva, isto é, magnitude decrescente e fase -90° .

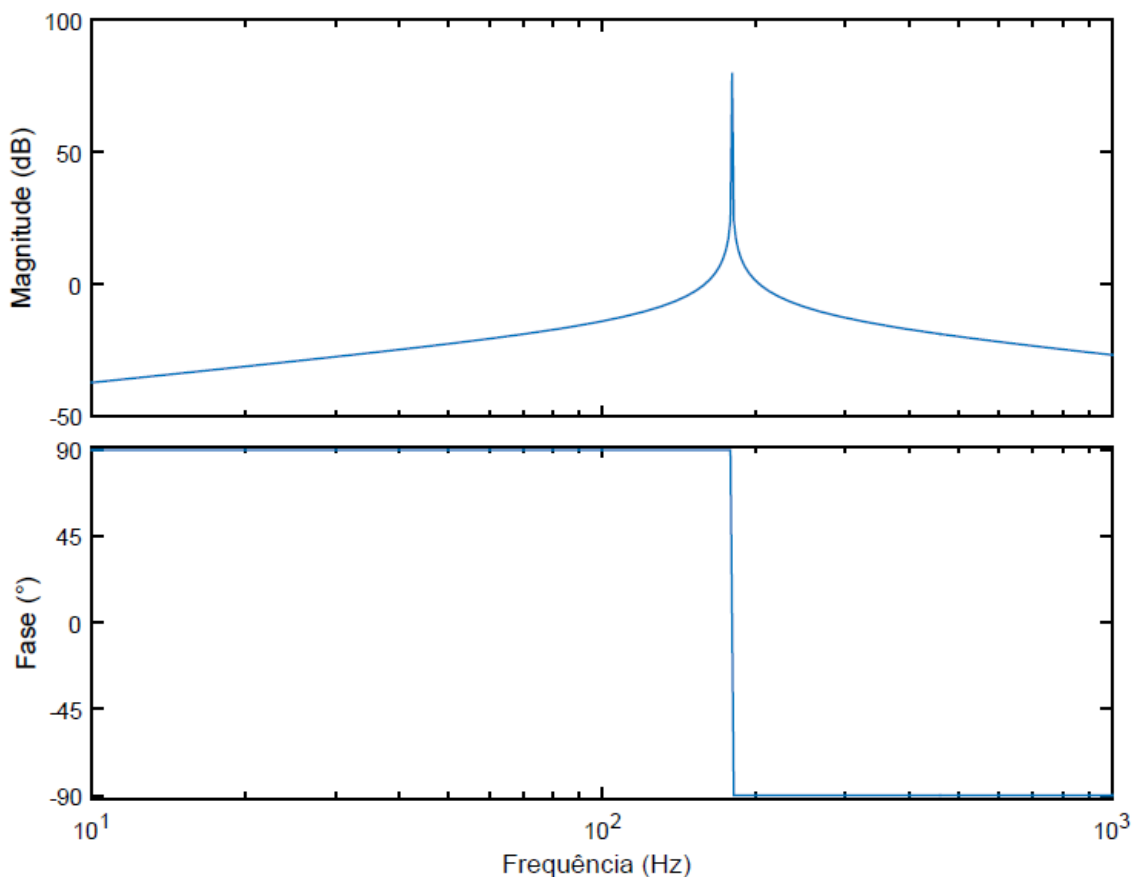


Figura 28: Diagrama de Bode da planta.

Para corrigir a característica crescente da planta para frequências inferiores a frequência de ressonância do filtro passivo, um integrador será adicionado conforme:

$$K_i(s) = \frac{k_i}{s} \quad (4.1)$$

onde k_i representa o ganho do integrador.

O ganho k_i do controlador está relacionado com o comportamento capacitivo do filtro passivo para frequências inferiores à frequência de ressonância. Adotando ganho igual a 10.000, a característica crescente da planta se anula, tornando o ganho do sistema constante e positivo para baixas frequências, conforme apresentado na Figura 29.

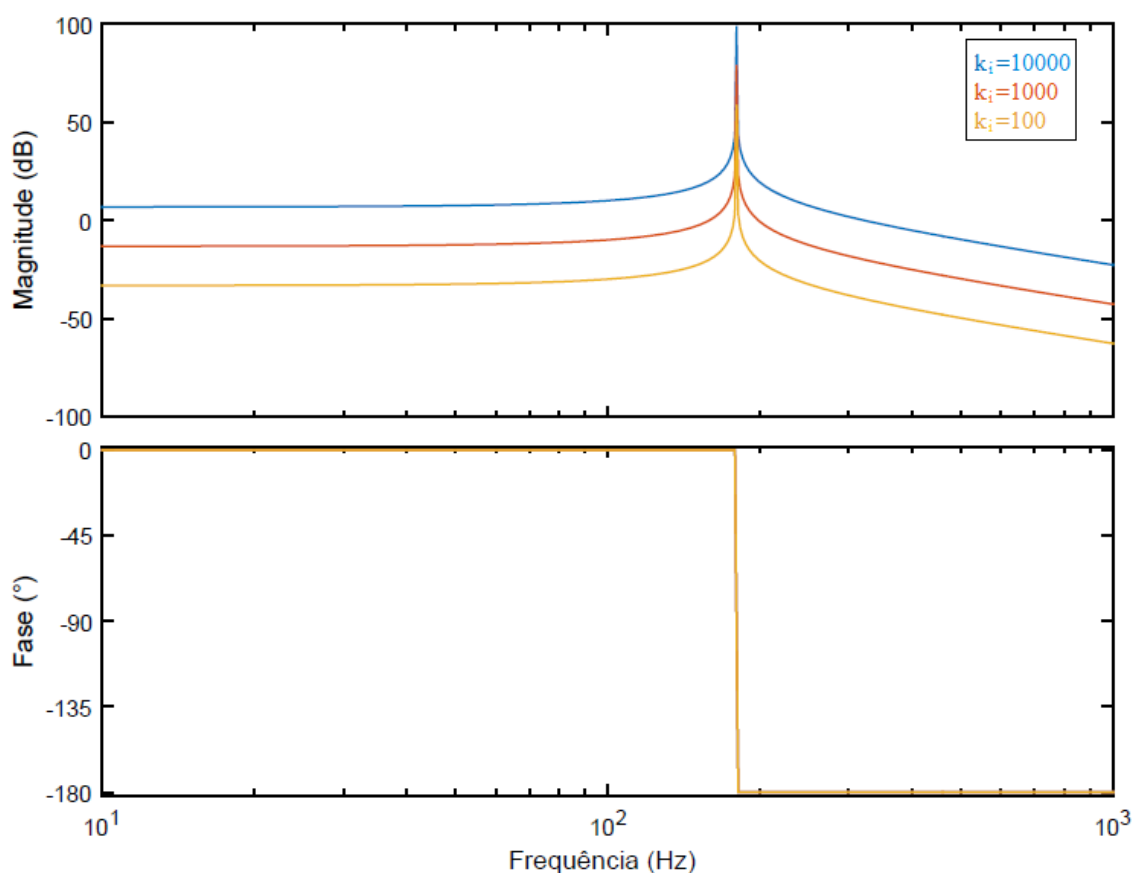


Figura 29: Diagramas de Bode da planta compensada com um integrador.

A estratégia de modulação adotada para o disparo dos interruptores foi o PWM e, portanto, o índice de modulação (m) é obtido conforme indicado na Figura 30. O erro de corrente do filtro alimenta o controlador $K(s)$ cujo sinal de saída é dividido pela tensão de barramento (V_{cc}). Desta maneira, o sinal modulante gerado, devido à normalização com a tensão do barramento CC, pode ser comparado diretamente com uma portadora triangular de amplitude unitária a fim de gerar os sinais de disparo dos

interruptores (s_1 e s_2) do filtro híbrido. Cada um dos sinais de disparo é responsável por acionar dois interruptores de maneira a fornecer caminho de corrente entre o sistema e o capacitor de barramento CC do filtro híbrido.

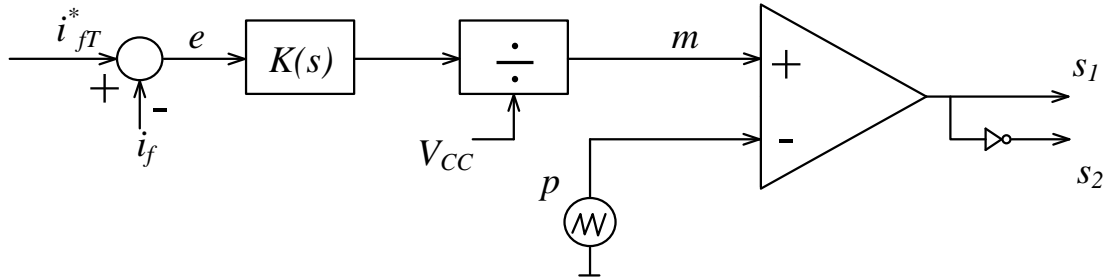


Figura 30: Transformação do sinal de corrente de referência em sinais de disparo dos interruptores.

A corrente de referência, i_{fT}^* , é composta por todas as componentes de correntes harmônicas da carga além da parcela de corrente reativa fundamental. Sendo assim, o filtro híbrido deve possuir um elevado ganho nas frequências de interesse para garantir uma boa rastreabilidade do sinal de referência.

Existem diferentes tipos de controladores possíveis de serem utilizados para aplicações desse tipo. A maneira mais simples de realizar esta operação seria incluir ao controlador $K(s)$ uma constante proporcional k_p . No entanto, sabe-se que tal comportamento traria ao sistema elevado ganho para uma larga faixa de frequências, podendo tornar instável a operação do filtro híbrido.

Como alternativa para contornar o problema anterior pode-se utilizar um controlador proporcional ressonante. Este controlador é utilizado com sucesso em diversos trabalhos relacionados com filtros ativos paralelos (ASIMINOAEL; BLAABJERG & HANSEN, 2007; BOJOI et al., 2008; LENWARI; SUMNER & ZANCHETTA, 2006), e mais recentemente vem sendo utilizado também no controle de filtros híbridos (GONZATTI et al., 2012).

O controlador proporcional ressonante consegue atuar diretamente nas frequências harmônicas de interesse aumentando o ganho da função de transferência de malha aberta. Em outras palavras, este controlador se comporta de maneira semelhante ao filtro passivo ressonante. Portanto, devido ao sistema exigir do filtro híbrido diversas correntes harmônicas, tal controlador será composto por um somatório de quatro controladores proporcionais ressonantes sintonizados nas frequências ω_1 , ω_5 , ω_7 e ω_9 , conforme mostrado a seguir:

$$K(s) = k_p + \sum_{\substack{n=1 \\ (\text{n ímpar}) \\ n \neq 3}}^9 \frac{sk_{rh}}{s^2 + (h.\omega_1)^2} \quad (4.2)$$

onde $K(s)$ é o controlador proporcional ressonante, k_p é o ganho proporcional, h representa a ordem dos harmônicas de corrente a serem compensados, k_{rh} é o ganho da parcela ressonante referente ao h -ésimo harmônico e ω_1 é a frequência angular fundamental do sistema em rad/s.

É importante ressaltar aqui que a frequência angular harmônica ω_3 foi excluída de (4.2) devido ao fato do filtro passivo ressonante já realizar a compensação desse harmônico de corrente.

Quanto ao projeto do controlador proporcional ressonante propriamente dito, é possível encontrar na literatura diferentes métodos (HERMAN; PAPIC & BLAZIC, 2014; PEREIRA & BAZANELLA, 2015; YEPES et al., 2011). Devido à sua simplicidade e praticidade, o método utilizado aqui segue o raciocínio descrito em (GONZATTI, 2015), onde uma série de diagramas de Bode será analisado e aquele que melhor se adequar a proposta do filtro híbrido será adotado.

Conforme apresentado em seu estudo, Gonzatti (2015) mostrou que a constante ressonante, k_{rh} , está relacionada com a seletividade do filtro. Foi observado que quanto menor a constante maior seria a seletividade. Desta forma, optou-se por constantes ressonantes iguais a 20 para todas as frequências harmônicas de interesse.

Na Figura 31 são apresentados diversos diagramas de Bode para três controladores. Cada controlador é composto por um integrador em série com quatro controladores ressonantes. Nesta figura, manteve-se a constante integradora igual a 10.000 e as constantes ressonantes iguais a 20 enquanto observou-se o comportamento na frequência para diferentes valores de k_p . O projeto desta constante está relacionado com a frequência de corte do sistema, portanto é necessário definir k_p de modo que a largura de banda seja superior a maior frequência harmônica que se deseja compensar.

É possível observar, ainda com relação a Figura 31, que quanto maior a constante proporcional, maior é a largura de banda. Portanto, será adotado k_p igual a 20, resultando em uma frequência de corte de 935 Hz.

Em resumo, o controlador responsável pela malha de corrente ($K_c(s)$) será composto por um integrador e quatro controladores do tipo proporcional ressonante conforme mostrado a seguir:

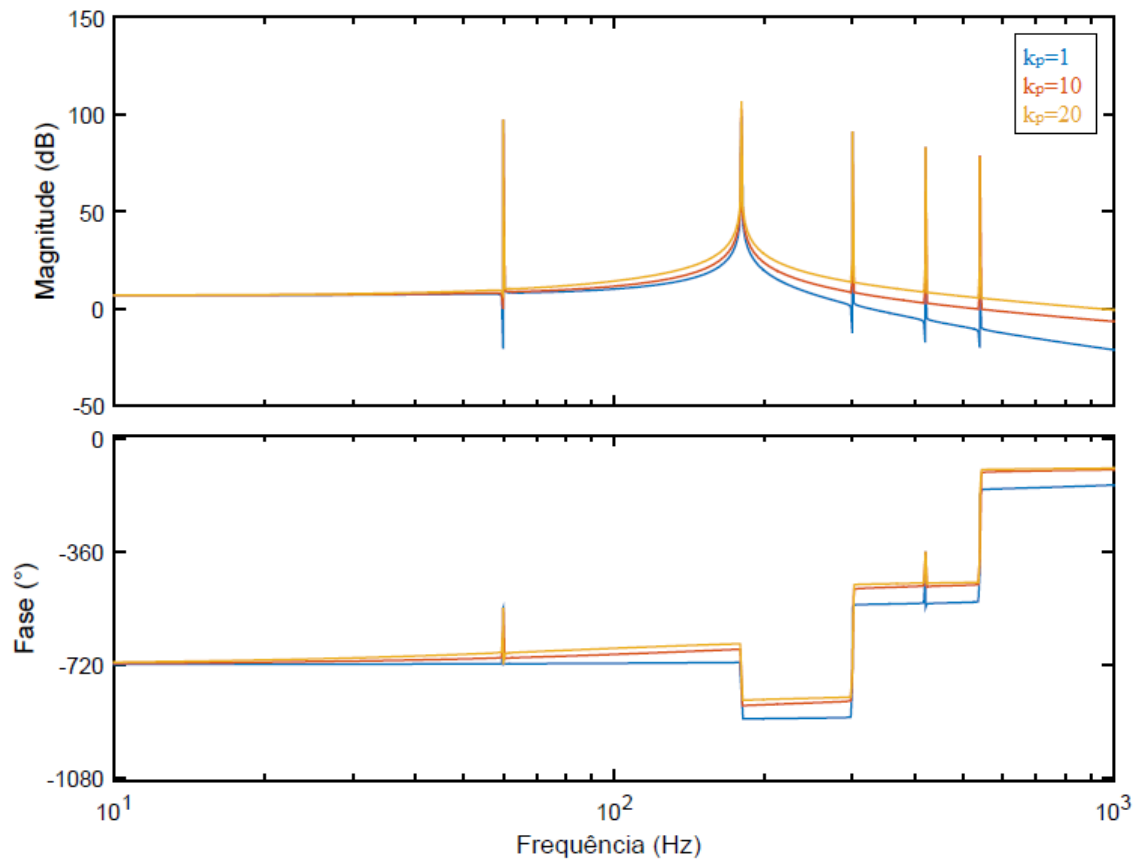


Figura 31: Diagrama de Bode do sistema em malha fechada para diferentes k_p .

$$K_c(s) = \frac{10000}{s} + 20 + \sum_{\substack{n=1 \\ (n \text{ ímpar}) \\ n \neq 3}}^9 \frac{20 s}{s^2 + (377 h)^2} \quad (4.3)$$

4.2 CONTROLADOR DE TENSÃO DO FILTRO HÍBRIDO

O projeto do controlador referente a manutenção da tensão de barramento CC ($K_{vp}(s)$) foi obtido através da análise do comportamento perante a variação de seus parâmetros. Observou-se que na presença apenas de um controlador proporcional, o sistema apresentava erro de regime permanente, o que foi corrigido com a inserção de um controlador integral. Uma vez empregado o controlador do tipo PI, observou-se melhor desempenho (resposta transitória mais curta e erro de regime permanente nulo) do filtro híbrido utilizando k_p igual a 10 e k_i igual a 30 conforme (4.4).

$$K_{vp}(s) = 10 + \frac{30}{s} \quad (4.4)$$

Este controlador é aplicado na Figura 26 com o intuito de gerar o sinal de referência ativa para manutenção da tensão no barramento CC.

Assim como discutido nesta seção para obtenção do sinal de controle ativo, a inclusão de um integrador na obtenção do sinal de controle reativo permite uma resposta transitória mais rápida e com menor sobressinal. Portanto, também será adotado um controlador PI neste caso, cuja equação é também descrita por:

$$K_{vq}(s) = 10 + \frac{30}{s} \quad (4.5)$$

onde $K_{vq}(s)$ representa o controlador proporcional-integral responsável por gerar o sinal de controle reativo durante o processo de energização. Este controlador é aplicado na Figura 26 com o intuito de gerar o sinal de referência reativa para energizar o capacitor de barramento CC.

Desta forma, o sinal de controle reativo (Δq_{cc}) é aplicado a Teoria p-q Monofásica para gerar o sinal de referência de corrente de energização do barramento CC até que a tensão entre em regime permanente. A partir daí, desliga-se o sinal de controle reativo e inicia-se o sinal de controle ativo (Δp_{cc}) para que a corrente de referência seja capaz de manter a tensão de barramento. Esta lógica pode ser descrita por:

$$\begin{bmatrix} i_{f,\alpha}^* \\ i_{f,\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{pac,\alpha}(t) & v_{pac,\beta}(t) \\ v_{pac,\beta}(t) & -v_{pac,\alpha}(t) \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \Delta p_{cc} \\ 0 \end{bmatrix} h_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta q_{cc} \end{bmatrix} h_2 \right\} \quad (4.6)$$

onde h_1 e h_2 representam os sinais de controle usados para habilitar os sinais Δp_{cc} e Δq_{cc} , respectivamente.

Na Figura 32 são mostradas as representações temporais destes sinais, sendo que t_{RP} é um tempo necessário para que a tensão de barramento CC atinja o valor de operação em regime permanente do filtro híbrido.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Todos os resultados de simulação apresentados neste capítulo foram obtidos através do *software* PSIM. A metodologia de projeto foi descrita ao longo dos últimos capítulos. A seguir será realizada uma análise dos resultados obtidos. Na Tabela 4 são apresentados os dados necessários para reproduzir os resultados de simulação que

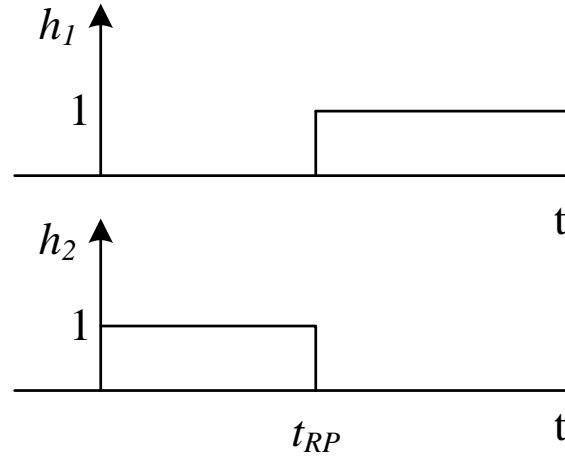


Figura 32: Sinais usados para habilitar os controladores de energização (h_2) e de regulação da tensão do barramento CC (h_1).

se sucedem. A tensão de barramento CC adotada é de 210 V conforme o ábaco da Figura 18. Para tanto, são necessários indutância e capacitância iguais 3,56 mH e 220 μ F, respectivamente.

Tabela 4: Dados do sistema empregando filtro híbrido.

	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão de linha (pico)	311 V
	Frequência (f)	60 Hz
	Resistência da fonte (R_s)	0,2 Ω
	Indutância da fonte (L_s)	500 μ H
Filtro Híbrido	Indutância do filtro (L_f)	3,56 mH
	Resistência do filtro (R_f)	0,1 m Ω
	Capacitância do filtro (C_f)	220 μ F
	Malha de corrente (K_c)	Equação (4.3)
	Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
	Malha de tensão - Energização (K_{vq})	Equação (4.5)
	Malha de tensão - Manutenção (K_{vp})	Equação (4.4)
	Tensão de barramento (V_{cc})	210 V
Capacitor de barramento (C_{cc})	5000 μ F	
Corrente da carga	\dot{I}_{C1} (60 Hz)	89,14 $\angle -25^\circ$ A
	\dot{I}_{C3} (180 Hz)	35,15 $\angle 73,2^\circ$ A
	\dot{I}_{C5} (300 Hz)	14,17 $\angle 174,1^\circ$ A
	\dot{I}_{C7} (420 Hz)	1,994 $\angle 189,38^\circ$ A
	\dot{I}_{C9} (540 Hz)	3,62 $\angle 224^\circ$ A

Na Figura 33 é mostrado um detalhe do comportamento da tensão no PAC. É possível observar a presença de componentes de alta frequência presentes nesse sinal. A THD medida foi de 17,64 %. Esta característica pode prejudicar o funcionamento do filtro híbrido caso seja levada em consideração nos cálculos para obtenção da corrente de referência. Portanto, o circuito SOGI deve ser utilizado na tensão do PAC como descrito no Capítulo 3.

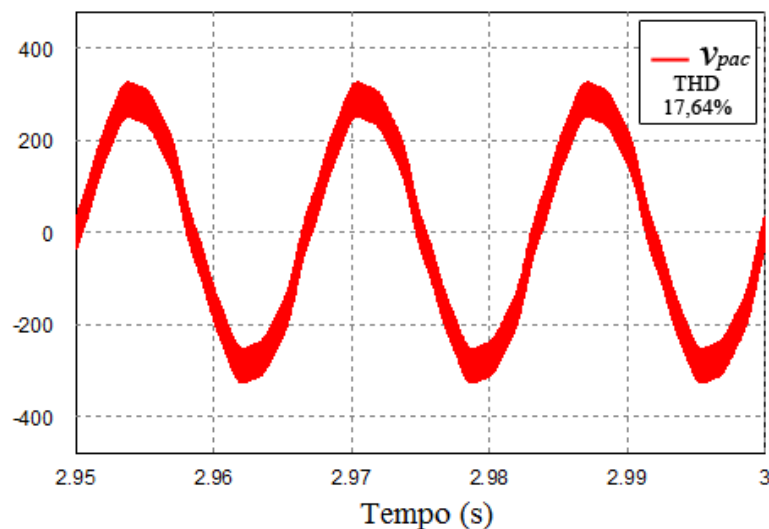


Figura 33: Detalhe da tensão no PAC.

Na Figura 34 são apresentados detalhes das tensões de saída do SOGI. É possível notar que a tensão $v_{pac,\alpha}$ é representada pela forma de onda da Figura 33 com a exceção dos harmônicos. Além disto, nota-se que o sinal de tensão $v_{pac,\beta}$ encontra-se atrasado de $\pi/2$ rad com relação à $v_{pac,\alpha}$.

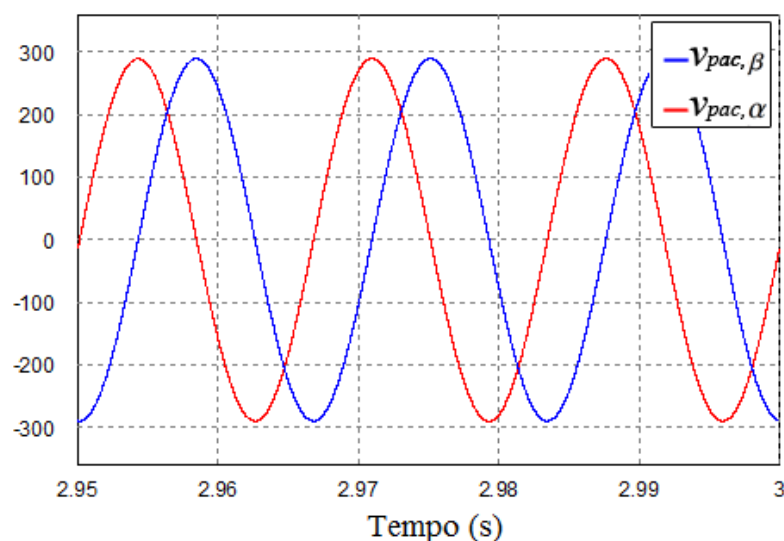


Figura 34: Detalhe das tensões de saída do SOGI.

Além de filtrar e defasar a tensão do PAC, como discutido no Capítulo 3, é necessário defasar também o sinal de corrente da carga, de modo a obter as correntes $i_{c,\alpha}$ e $i_{c,\beta}$. Essa defasagem é equivalente a $1/4$ do período e pode ser observada na Figura 35. Neste caso, não há necessidade de apresentar o sinal de corrente da carga separadamente, pois esta é idêntica a corrente $i_{c,\alpha}$. Ainda nesta figura, observa-se a mesma forma de onda em ambas correntes. Isto ocorre, pois o circuito *buffer* não filtra qualquer harmônico, apenas atrasa o sinal de entrada.

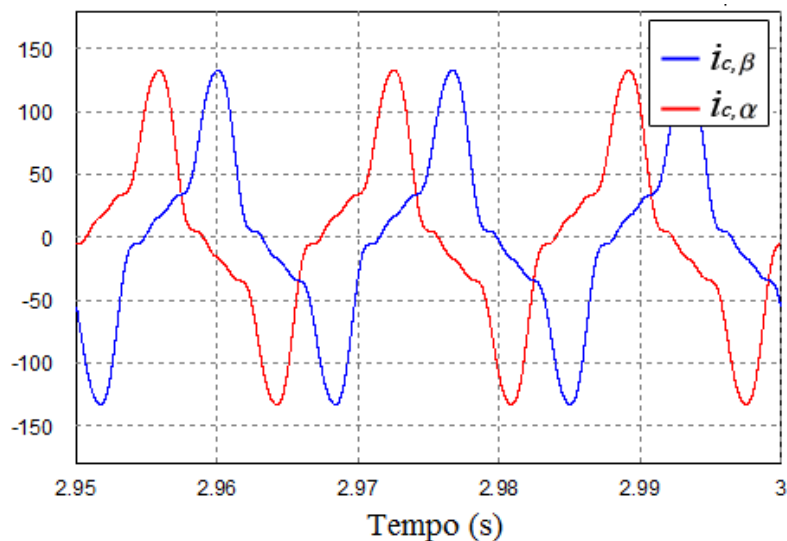


Figura 35: Detalhe das correntes da carga na saída do *buffer*.

Com os sinais $v_{pac,\alpha}$, $v_{pac,\beta}$, $i_{c,\alpha}$ e $i_{c,\beta}$ pode-se calcular as potências real e imaginária instantâneas nos terminais da carga. Esse cálculo é realizado através de (3.18). Na Figura 36 é apresentado um detalhe da potência real na carga. Nesta figura é possível notar que a forma de onda é composta por um sinal oscilante com um *offset*. Observa-se que o valor médio da potência ativa é aproximadamente 12 kW e a potência ativa oscilante apresenta uma ondulação também de 12 kW pico a pico.

A potência real instantânea mostrada na Figura 36 pode ser separada nos seus valores médio (\bar{p}_c) e oscilante (\tilde{p}_c) com auxílio de um filtro passa-baixas de ganho unitário e frequência de corte de 10 rad/s. As parcelas média e oscilantes de p_c são mostrados na Figura 37.

Além da potência real instantânea, a Teoria p-q Monofásica permite calcular também a potência imaginária instantânea nos terminais da carga. Na Figura 38 é mostrado um detalhe desta potência que é composta por um componente média em torno de 5 kvar e uma componente oscilante de aproximadamente 5 kvar de pico.

A potência imaginária da Figura 38 pode também ser separada em suas parcelas

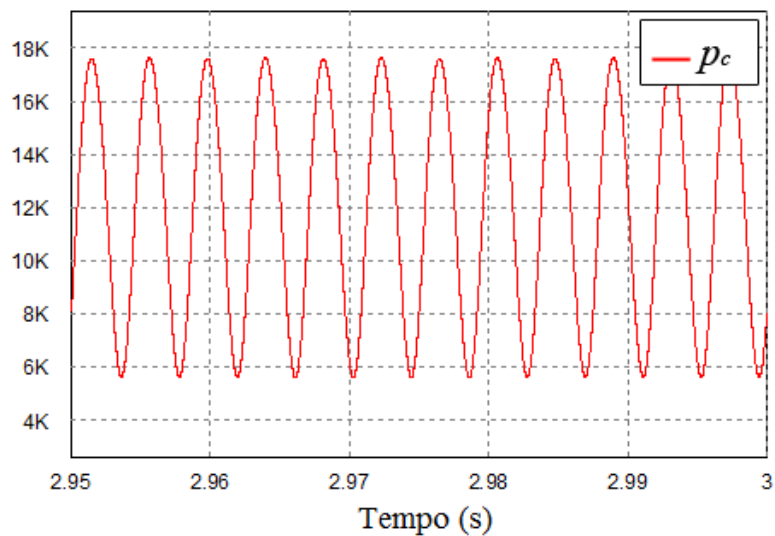


Figura 36: Potência real instantânea medida nos terminais da carga.

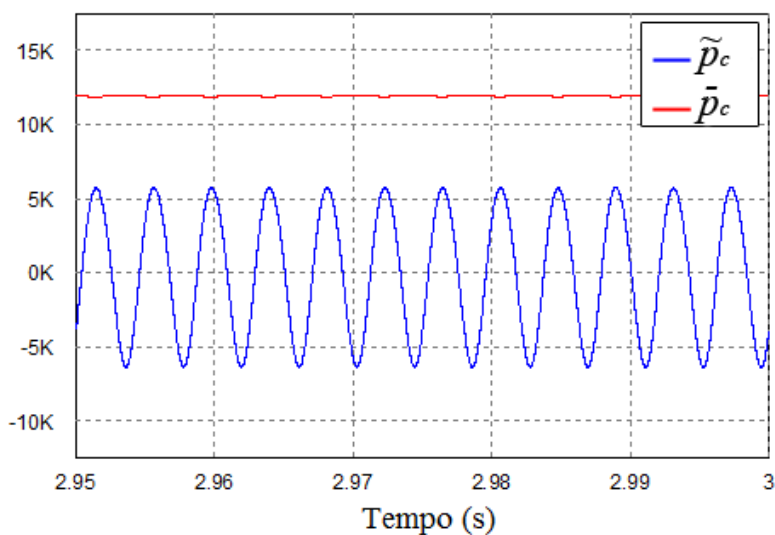


Figura 37: Detalhe da potências real média e oscilante na carga.

média (\bar{q}_c) e oscilante (\tilde{q}_c) com auxílio de um filtro passa-baixas conforme mostrado para a potência real. Os detalhes dos sinais decompostos da potência imaginária instantânea são mostrados na Figura 39.

O mesmo procedimento adotado para obter as potências, real e imaginária, na carga pode ser estendido para as potências no filtro híbrido e na fonte. É interessante ressaltar que a tensão no PAC, como o próprio nome sugere, é comum aos três pontos de medição (fonte, filtro e carga). Desta maneira, serão apresentadas a seguir as mesmas etapas para se obter as potências instantâneas no filtro híbrido e na fonte, partindo do princípio de que já foi observada a ação do SOGI na tensão do PAC.

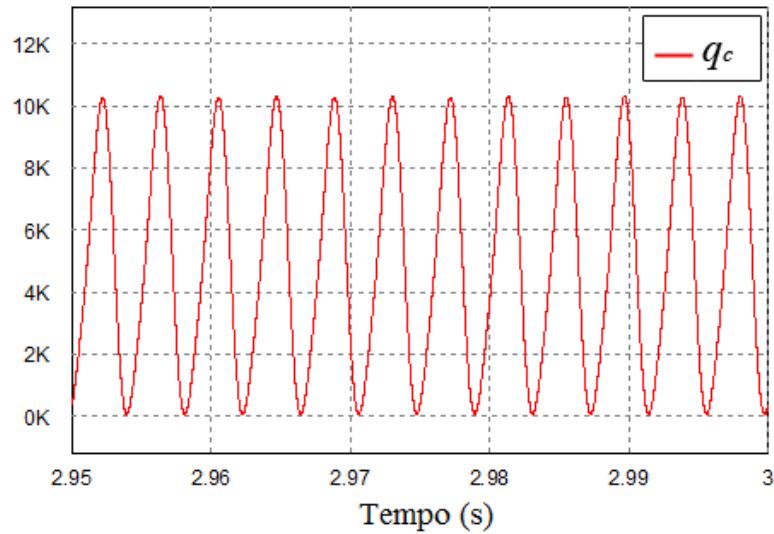


Figura 38: Detalhe da potência imaginária medida na carga.

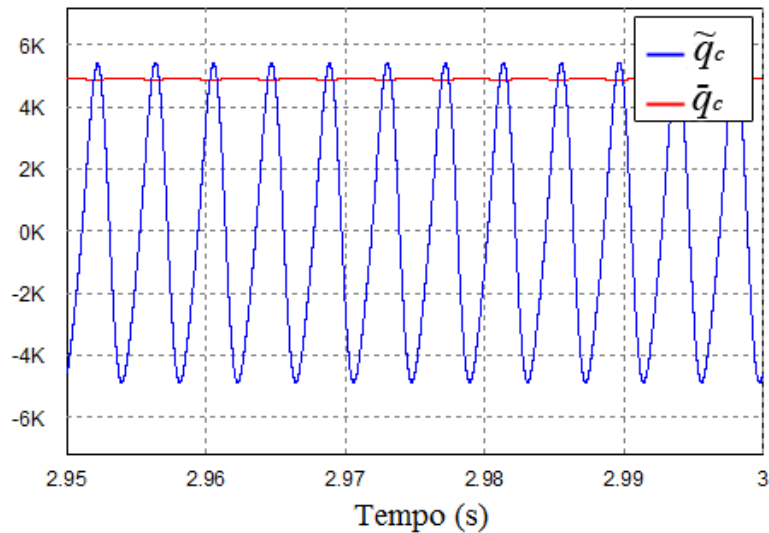


Figura 39: Parcelas média e oscilante da potência imaginária nos terminais da carga.

A ação do *buffer* na corrente do filtro é mostrada na Figura 40. Desta maneira são obtidas as correntes $i_{f,\alpha}$ e $i_{f,\beta}$. O mesmo comportamento harmônico é observado em ambas correntes como esperado.

Na Figura 41 é apresentado um detalhe da potência real no filtro. Nessa figura, o sinal de potência real tem uma parcela oscilante, referente a potência real oscilante compensada da carga, e uma pequena parcela média resultante da operação do controlador da tensão CC do filtro. Como explicado na seção 4.3, o capacitor CC do filtro híbrido se descarrega em consequência das perdas e um sinal Δp_{cc} é adicionado ao algoritmo de controle para manter a tensão V_{cc} regulada na tensão de operação.

É possível observar na Figura 42 um detalhe das potências reais, média e oscilante.

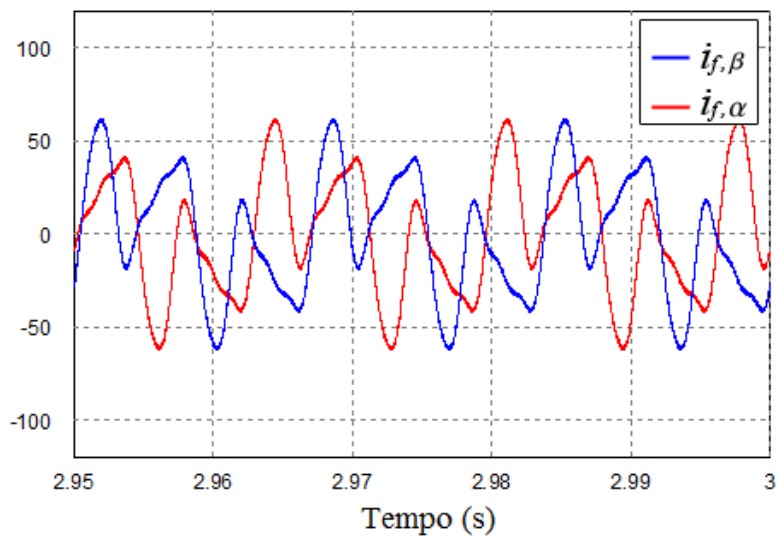


Figura 40: Detalhe das correntes do filtro na saída do *buffer*.

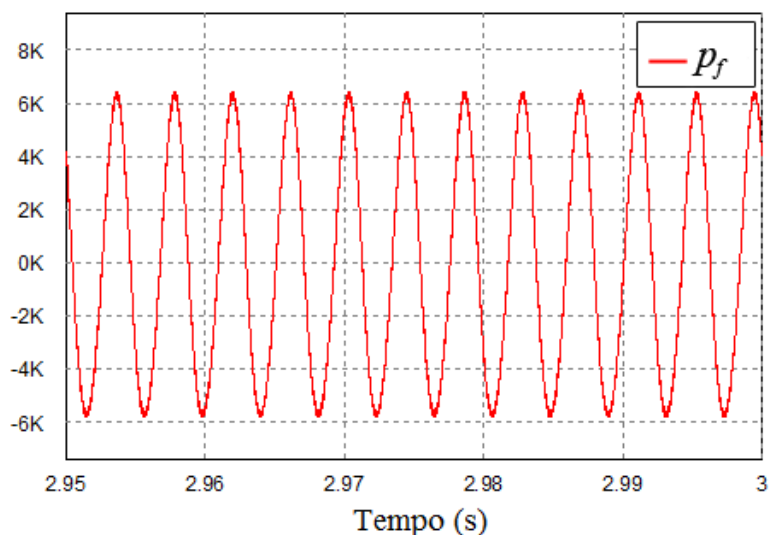


Figura 41: Detalhe da potência real medida no filtro.

A potência real instantânea do filtro apresenta potência real média (\bar{p}_f) aproximadamente nula. Em outras palavras, a potência oscilante (\tilde{p}_f) é a própria potência real. É possível afirmar também que, a potência real média da carga não possui relação com a potência real média do filtro. Isto significa que a potência ativa consumida pela carga está sendo fornecida apenas pela fonte.

Na Figura 43 é mostrado um detalhe da potência imaginária no filtro. Nota-se que esta potência é composta por um sinal médio em torno de -3,5 kvar, enquanto a oscilação possui amplitude de aproximadamente 5 kvar.

Um detalhe da decomposição da potência imaginária em potência média (\bar{q}_f) e oscilante (\tilde{q}_f) é apresentada na Figura 44. Neste caso, nota-se que a amplitude da

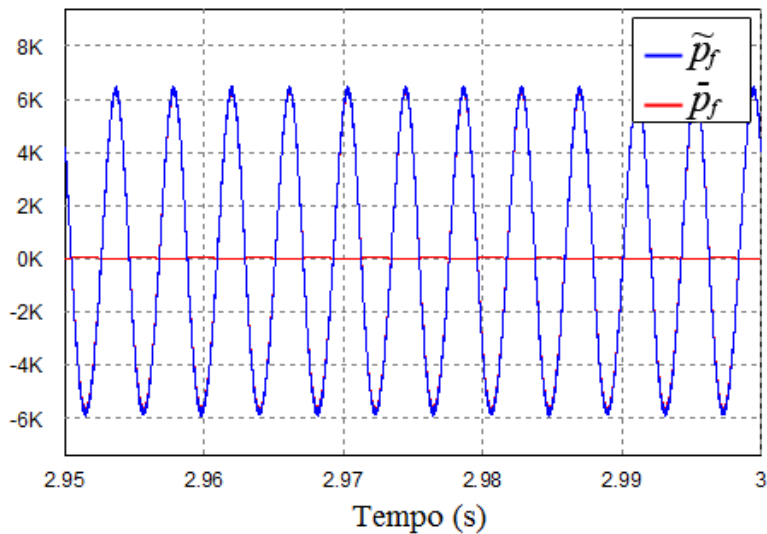


Figura 42: Detalhe da potência real média e oscilante no filtro.

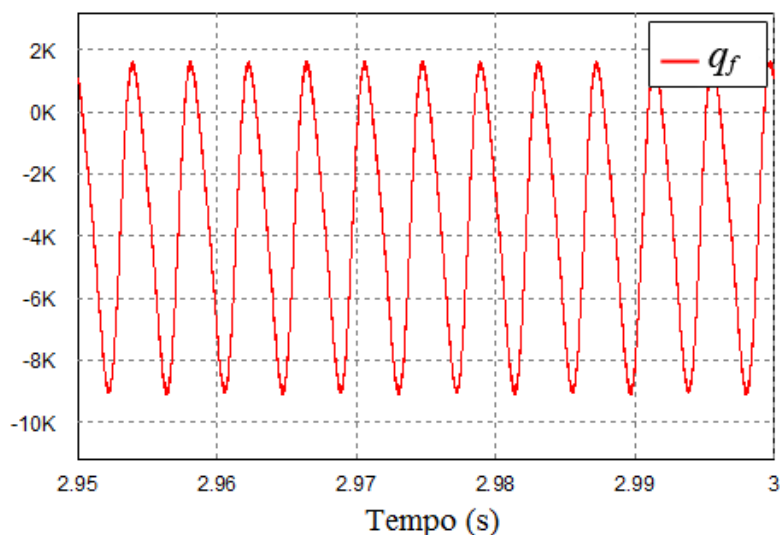


Figura 43: Detalhe da potência imaginária medida na filtro.

potência oscilante e o valor aproximadamente constante da potência média também são os mesmos observados na Figura 43. Essa informação permite concluir que o filtro híbrido não foi capaz de suprir toda a demanda de potência imaginária da carga. Apesar de suprir a parcela oscilante, faltou ao filtro trocar aproximadamente 1,5 kvar com a carga para atingir o caso ideal. Portanto, aproximadamente 1,5 kvar são fornecidos pela fonte. Esta informação está relacionada ao fato de que o consumo de reativo da carga não foi introduzido aos cálculos de dimensionamento da parcela passiva do filtro híbrido. No entanto, destaca-se que o filtro híbrido projetado se mostrou capaz de cumprir a função inicialmente proposta.

Na Figura 45 é mostrado um detalhe da ação do *buffer* na corrente da fonte. Desta

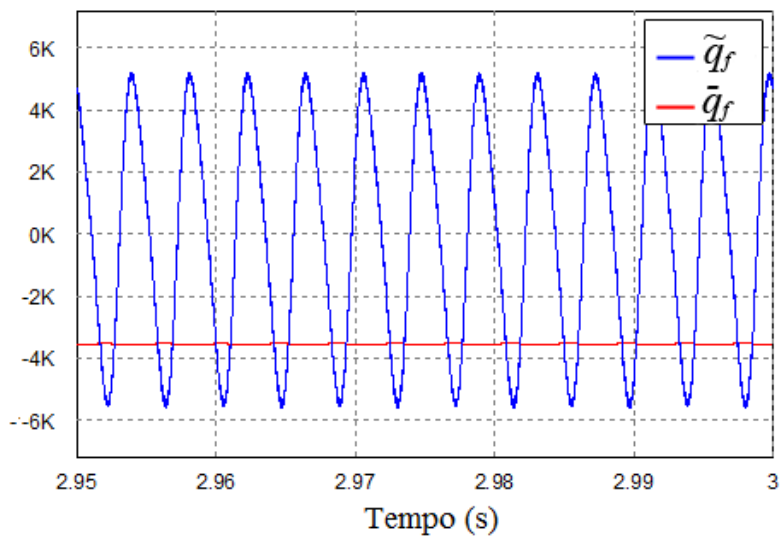


Figura 44: Detalhe da potência imaginária média e oscilante no filtro.

maneira são obtidas as correntes $i_{s,\alpha}$ e $i_{s,\beta}$. O comportamento das formas de onda é aproximadamente senoidal, ou com baixa distorção harmônica. Isto permite concluir que o filtro está cumprindo uma de suas funções (mitigar os harmônicos de corrente na fonte).

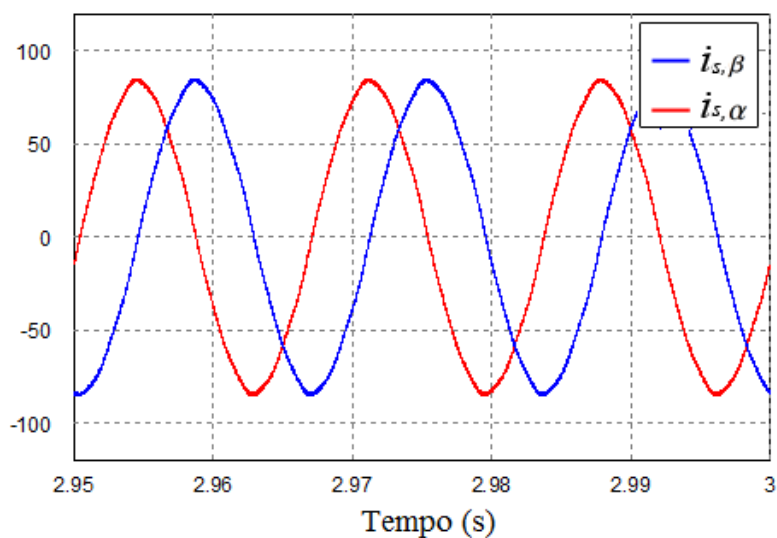


Figura 45: Detalhe das correntes da fonte na entrada e saída do *buffer*.

Na Figura 46 é apresentado um detalhe da potência real na fonte. Nesta figura é possível notar que a forma de onda é composta por um sinal de baixa oscilação. O nível médio da potência é de aproximadamente 12 kW.

É possível observar na Figura 47 um detalhe das potências reais, média e oscilante. A potência real média (\bar{p}_s) da fonte é de aproximadamente 12 kW. Por outro lado, a

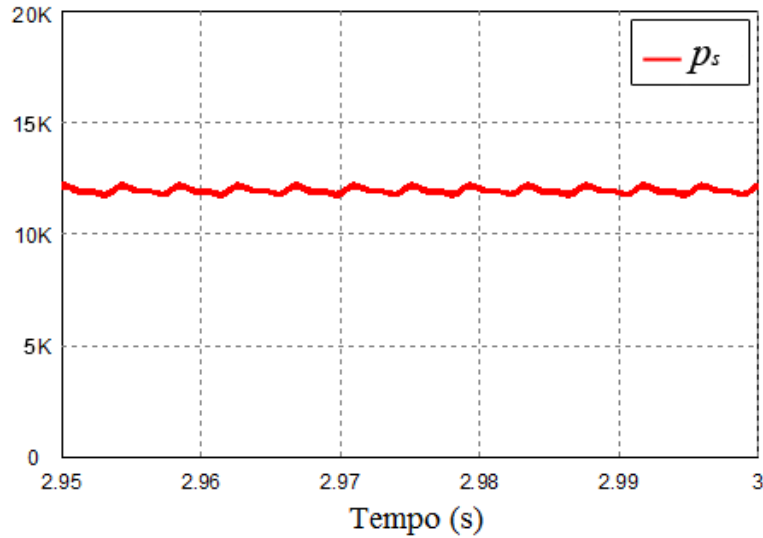


Figura 46: Detalhe da potência real medida no fonte.

fonte apresentou (\tilde{p}_s) em torno de 0 kW. Isto se deve ao fato do filtro híbrido compensar praticamente toda a potência real oscilante da carga.

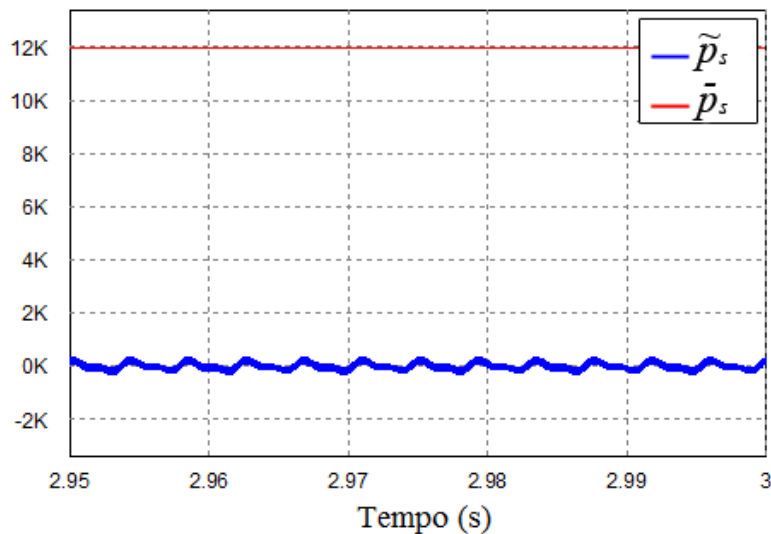


Figura 47: Detalhe da potência real média e oscilante no fonte.

Na Figura 48 é mostrado um detalhe da potência imaginária na fonte. Nota-se que esta potência é composta por um sinal médio em torno de -1,5 kvar, enquanto a oscilação possui amplitude de aproximadamente 0,5 kvar.

A decomposição da potência imaginária em potência média (\bar{q}_s) e oscilante (\tilde{q}_s) é detalhada na Figura 49. Neste caso, nota-se que a amplitude da potência oscilante e o valor aproximadamente constante da potência média também são os mesmos observados na Figura 48. Essa informação confirma a análise referente a potência imaginária

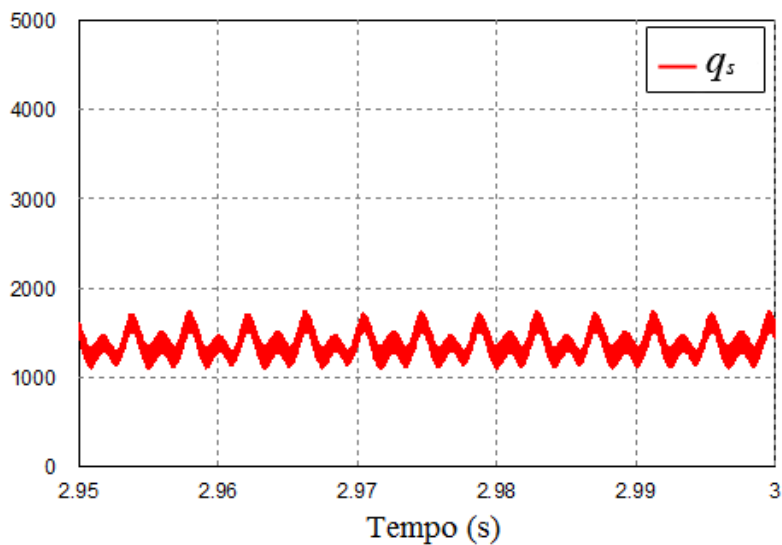


Figura 48: Detalhe da potência imaginária medida na fonte.

do filtro híbrido. Ou seja, de fato a fonte está trocando com a carga uma potência imaginária média de aproximadamente 1,5 kvar.

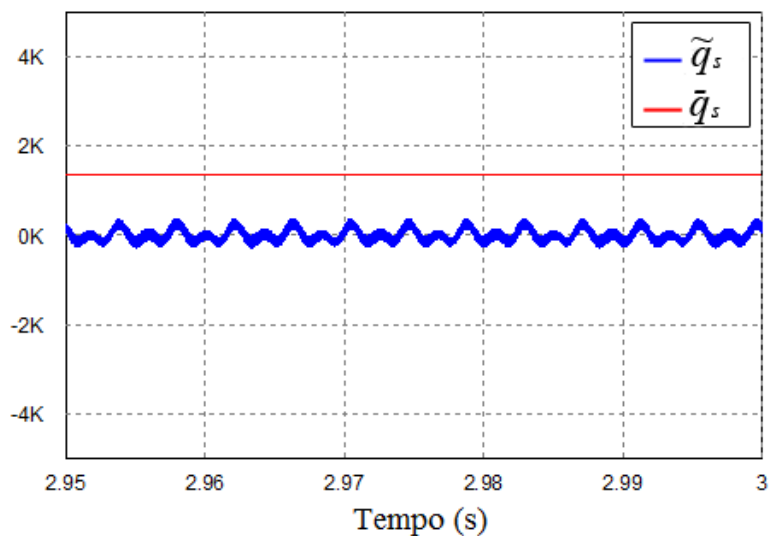


Figura 49: Detalhe da potência imaginária média e oscilante no fonte.

Ainda analisando em regime permanente, a Figura 50 apresenta em detalhe a corrente de referência em comparação com a corrente medida no filtro híbrido monofásico. Neste caso nota-se que a corrente do filtro é capaz de seguir a corrente de referência com um pequeno erro de amplitude e fase. A ondulação observada na corrente sintetizada pelo filtro híbrido é devida a comutação dos interruptores do VSI.

Na Figura 51 são mostrados os espectros harmônicos das correntes da fonte e da carga. É possível observar que o filtro híbrido foi capaz de remover da fonte aproxima-

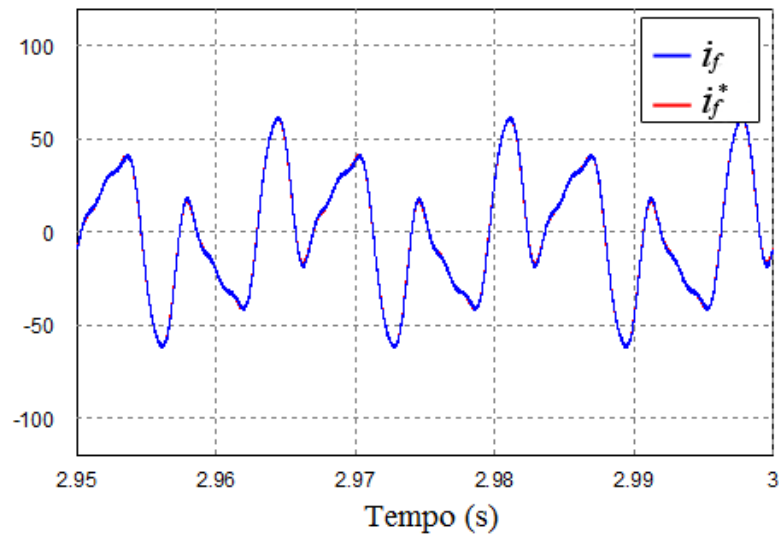


Figura 50: Detalhe da corrente de referência e da corrente sintetizada pelo filtro híbrido.

damente todo o conteúdo harmônico oriundo da carga. Foi constada uma redução da distorção harmônica total de 42,69% para 1,64%.

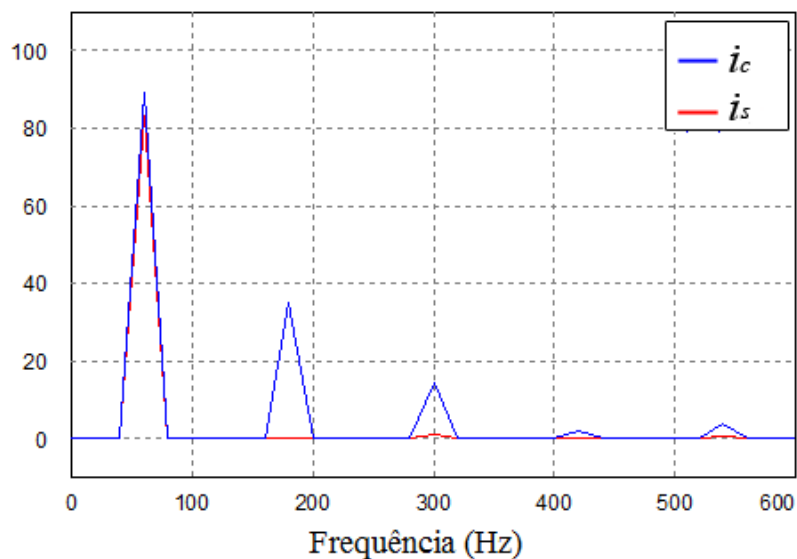


Figura 51: Espectro harmônico da corrente nos terminais da fonte e da carga.

Na Figura 52 são mostradas as formas de onda da corrente na fonte e da tensão no PAC. O fator de potência calculado para este caso é superior a 0,98.

Na Figura 53 é apresentada em detalhe a ondulação da tensão de barramento CC em regime permanente. Esta ondulação é inversamente proporcional ao valor da capacitância do barramento, isto é, quanto maior a capacitância CC do VSI menor será a ondulação de tensão observada. Para este caso observou-se uma ondulação de aproximadamente 3,5 V.

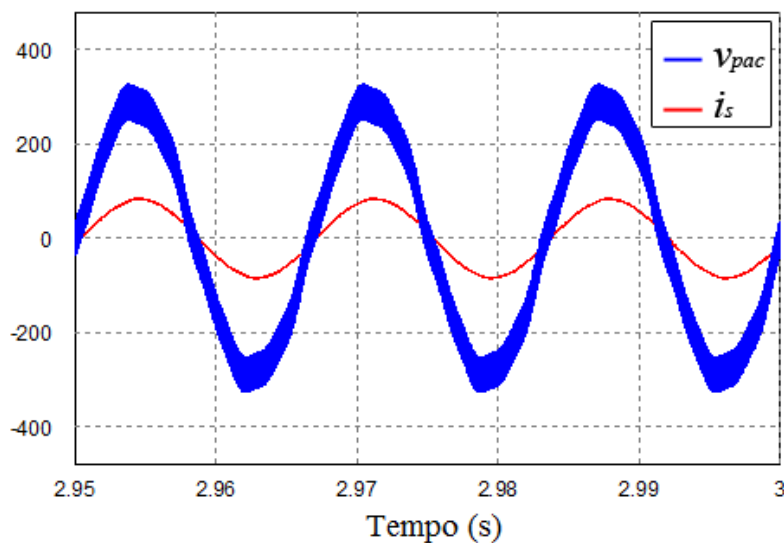


Figura 52: Detalhe da corrente na fonte e tensão no PAC.

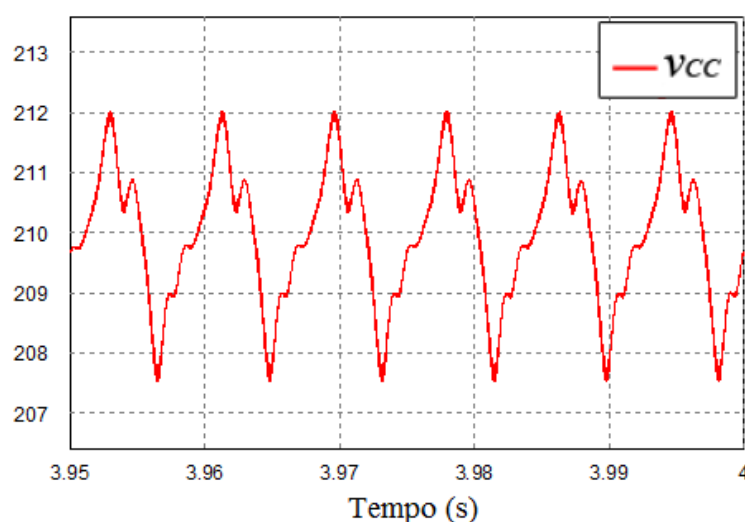


Figura 53: Detalhe da tensão do barramento CC em regime permanente.

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO CONSIDERANDO A VARIAÇÃO DA CORRENTE DA CARGA

A seguir serão apresentados alguns resultados de simulação para algumas variações na carga. Na Figura 54 são mostrados os sinais da tensão do barramento CC do filtro híbrido e de i_c quando ocorre uma redução de 50 % da corrente demandada pela carga no instante $t = 4$ s. Além disso pode-se também observar o procedimento de energização (carga) do capacitor CC do filtro híbrido no início da simulação. Nesta figura é possível notar que, o capacitor CC consegue se carregar devido ao sinal de controle Δq_{cc} até atingir o valor de referência, em 2,5 s. Em seguida o sinal de controle

Δq_{cc} é desabilitado e o sinal Δp_{cc} é habilitado. A partir deste instante somente o sinal Δp_{cc} é usado para regular a tensão CC no nível de referência pré estabelecido. Em $t = 4$ s, a carga é reduzida pela metade e a tensão de barramento sofre uma variação transitória.

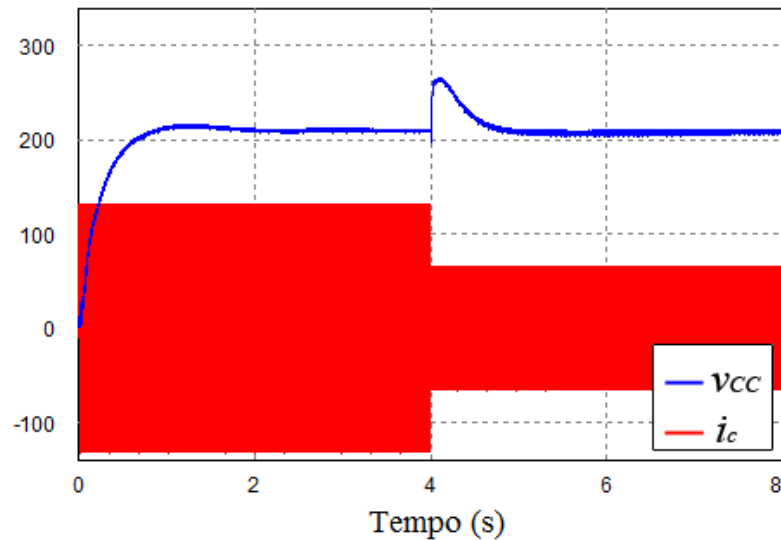


Figura 54: Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e redução de metade da corrente demandada pelas cargas.

Na Figura 55 é mostrado o detalhe da corrente da fonte e tensão de barramento no momento transitório em que ocorre a redução de carga. É possível notar que o filtro híbrido consegue manter a proposta, fazendo com que a corrente se mantenha senoidal. Após atingir novamente o regime permanente, em 7,95 s, a THD da corrente da fonte foi constatada em 1,37 % e o fator de potência se manteve superior a 0,98.

Na Figura 56 é apresentada a tensão de barramento CC e a corrente da carga devido a retirada da corrente harmônica de terceira ordem da carga no instante igual a 4 s. Esta análise permite perceber a robustez do controle de tensão. É possível notar que, em poucos segundos a tensão de barramento CC atinge regime permanente. Esta análise pode caracterizar a retirada de parte das cargas de iluminação da indústria.

Um detalhe da tensão de barramento CC e da corrente da fonte é mostrado na Figura 57, durante o período transitório da retirada da corrente harmônica de 180 Hz. É importante ressaltar que a parcela passiva do filtro híbrido é responsável por compensar essa corrente (harmônica de maior amplitude), e que, mesmo na ausência desta corrente, o filtro híbrido mantém sua funcionalidade. Ao atingir regime permanente, em aproximadamente 6 s, a corrente da fonte apresentou baixa distorção harmônica (inferior a 1 %) e elevado fator de potência (superior a 0,98).

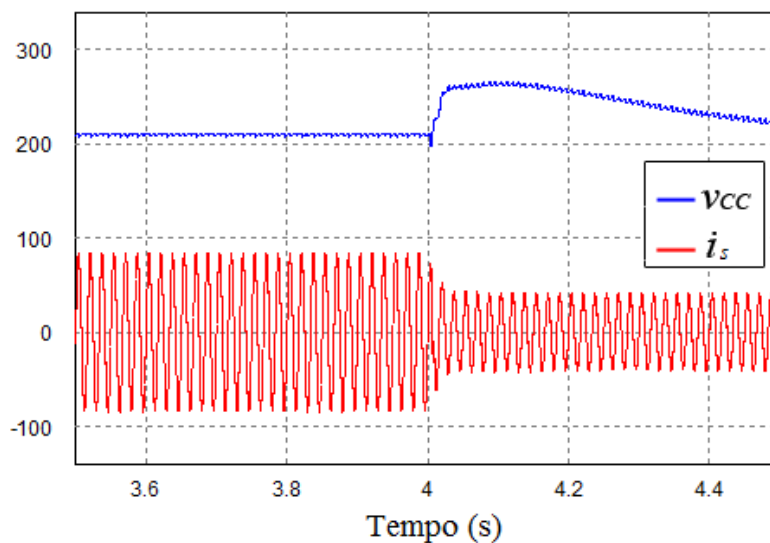


Figura 55: Detalhe das formas de onda da tensão do barramento CC e da corrente da fonte durante redução da demanda da carga.

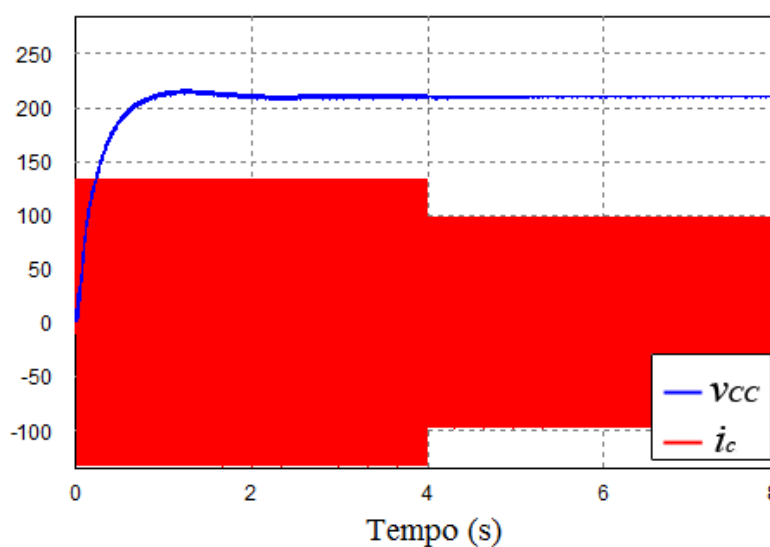


Figura 56: Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e desligamento da corrente harmônica de terceira ordem.

Na Figura 58 é apresentado a tensão de barramento CC e a corrente da carga devido a retirada da corrente harmônica de quinta ordem da carga para o tempo igual a 4 s. Nesta análise é possível observar que a tensão de barramento CC pouco se altera.

Um detalhe da tensão de barramento CC e da corrente da fonte é mostrado na Figura 59 durante o período transitório da retirada da corrente harmônica de 300 Hz. É importante ressaltar que a parcela ativa do filtro híbrido é responsável por compensar essa corrente, e que, mesmo na ausência desta corrente, o filtro híbrido também mantém sua funcionalidade. Em regime permanente, a corrente da fonte apresentou baixa

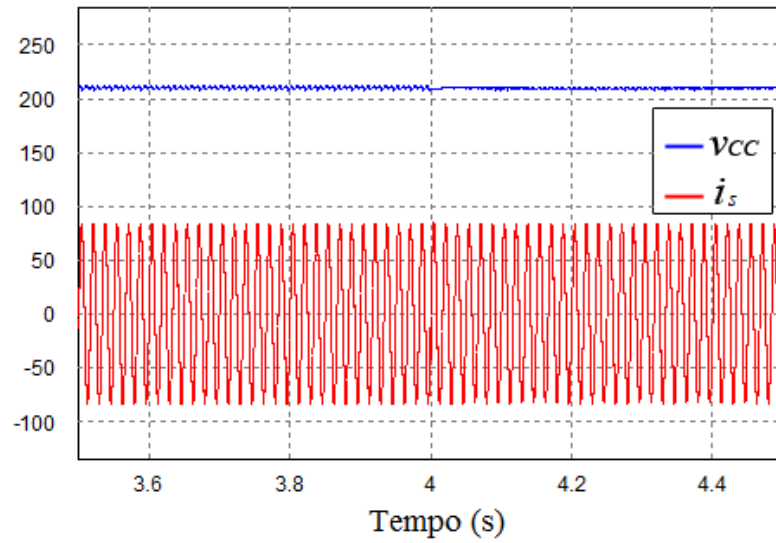


Figura 57: Detalhe das formas de onda da tensão CC e da corrente da fonte durante desligamento da corrente harmônica de terceira ordem.

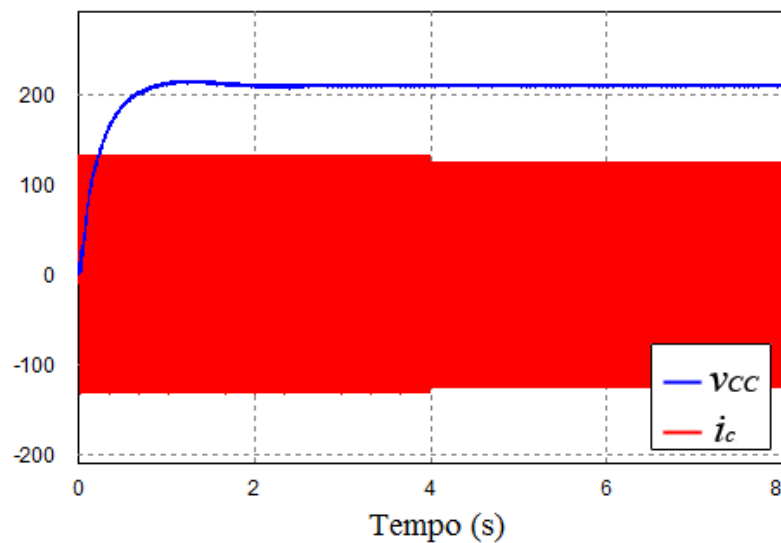


Figura 58: Formas de onda da tensão CC e corrente na carga durante energização e desligamento da corrente harmônica de quinta ordem.

distorção harmônica (inferior a 1%) e elevado fator de potência (superior a 0,98).

Não é necessário incluir na análise a retirada das harmônicas de sétima e nona ordem, pois estas também são compensadas pela parcela ativa do filtro híbrido. Uma vez que o controle se mostrou robusto diante da retirada da corrente harmônica de quinta ordem, o comportamento para essas correntes de ordem superior seria semelhante.

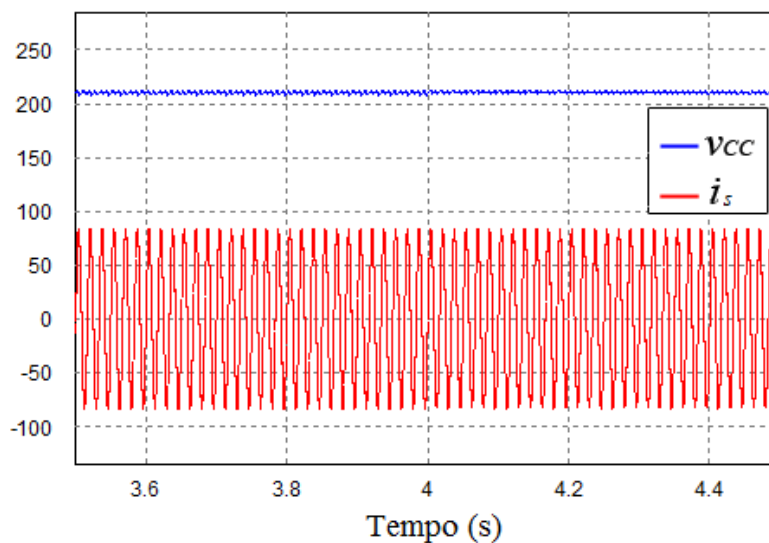


Figura 59: Detalhe das formas de onda da tensão CC e da corrente da fonte durante desligamento da corrente harmônica de quinta ordem.

4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram abordados o projeto dos controladores envolvidos no sistema e os resultados de simulação obtidos. As simulações apresentadas estão relacionadas com a aplicação do filtro híbrido projetado ao sistema avaliado no Capítulo 1. A função do filtro híbrido proposto é corrigir o fator de potência na fonte e atenuar o conteúdo harmônico da corrente na fonte.

Optou-se pelo uso de quatro controladores proporcionais ressonantes em conjunto com um integrador para controlar as harmônicas de corrente injetadas no sistema. Foi observado que não há necessidade de utilizar controlador proporcional ressonante para a frequência harmônica de terceira ordem, já que a parcela passivo do filtro híbrido sensibiliza o sistema nessa região. Essas análises foram obtidas através da resposta em frequência dos controladores em conjunto com a planta.

Para o projeto dos controladores de energização e manutenção do barramento de tensão CC do filtro híbrido, foram utilizados dois PIs equivalentes. A teoria apresentada em (CHOI et al., 2013) afirma que apenas controladores proporcionais são suficientes para garantir a energização e manutenção da tensão do barramento CC. No entanto, nesta dissertação, observou-se que era necessário utilizar controladores do tipo PI para corrigir erro de regime permanente e diminuir o período transitório.

Foram apresentadas simulações em regime permanente e regime transitório. Em regime permanente, observou-se o funcionamento dos circuitos SOGI e *buffer*, para

produzir as tensões do PAC, real e imaginária, e as correntes, reais e imaginárias. Essas formas de onda foram apresentadas para a carga, o filtro e a fonte.

Apresentou-se também as potências, reais e imaginárias, na carga, no filtro e na fonte. Além disso, observou-se a decomposição de cada uma das potências em valores médios e oscilantes. Para este caso foi constatado que o filtro híbrido não foi capaz de suprir toda a potência reativa média da carga. Destaca-se que esta afirmação está relacionada com a ausência da quantidade de reativo demandada pela carga nos cálculos de dimensionamento da parcela passiva do filtro híbrido. No entanto, o filtro híbrido se mostrou capaz de realizar a função inicialmente proposta.

As análises em regime transitório permitiram notar o comportamento do filtro híbrido durante a energização do capacitor de barramento CC, bem como as variações na carga. Em todos os casos, o filtro híbrido projetado se comportou de forma adequada, corrigindo o fator de potência na fonte e reduzindo a THD. Além disso, o controle se mostrou robusto, diante destas variações.

5 CONCLUSÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas questões teóricas e de simulação acerca da aplicação de um filtro híbrido monofásico. O filtro foi projetado com o objetivo de compensar harmônicos de corrente na fonte e corrigir o fator de potência. A carga utilizada no sistema foi obtida através de um estudo realizado em uma indústria.

Acredita-se que esta dissertação possa contribuir para solucionar casos semelhantes ao avaliado, uma vez que a crescente inserção de cargas não lineares se torna cada vez mais expressiva.

Foram apresentadas, de maneira breve, revisões acerca dos filtros passivos e ativos, separadamente. Discutiu-se o comportamento destes filtros diante da carga não linear avaliada na indústria, onde foram destacados os aspectos positivos e negativos de cada um.

Com relação aos filtros passivos, destaca-se a simplicidade. Por outro lado, esses filtros podem ser volumosos dependendo da necessidade do cliente. Além disso, devido aos parâmetros fixos, o filtro passivo perde em robustez e permite ressonâncias indesejadas. Dessa forma, os filtros passivos não são indicados para aplicações industriais.

Os filtros ativos são capazes de solucionar sistemas com características semelhantes ao sistema industrial avaliado. A análise de simulação apresentou elevado fator de potência e baixo conteúdo harmônico para a corrente da fonte. No entanto, os filtros ativos operam com elevada tensão de barramento CC. Esta característica torna o filtro sujeito a perdas por comutação, podendo tornar o projeto custoso em determinadas aplicações.

O filtro híbrido busca encontrar uma solução de compromisso (entre filtro passivo e ativo) que apresente melhor custo-benefício para o cliente.

A análise matemática relacionada ao filtro híbrido shunt contribuiu para determinar

um valor mínimo de tensão para a operação do barramento CC (V_{CC}). Neste caso, foi observado que o aumento da capacitância de filtro (C_f) está diretamente relacionado com a diminuição da tensão mínima de barramento.

Além disso, notou-se que para obter menor tensão no barramento CC, independente do valor da capacitância, é necessário que o filtro passivo esteja sintonizado para atuar na frequência de terceiro harmônico. Essa é uma característica exclusiva da carga avaliada, uma vez que a maior componente harmônica presente na carga é justamente a frequência de 180 Hz.

Na análise matemática observou-se ainda que, para uma mesma indutância de 3,56 mH, há uma diferença de aproximadamente 450 V entre a tensão mínima de barramento CC de um filtro ativo e um filtro híbrido. Essa característica torna a solução híbrida muito atraente em termos de projeto.

A Teoria p-q Monofásica foi utilizada como base para gerar o sinal de referência do filtro híbrido. O sinal de referência foi projetado para ser composto por três sinais diferentes responsáveis por: (i) corrigir o fator de potência e a THD da corrente da fonte; (ii) energizar o capacitor de barramento CC e (iii) manter a tensão de barramento CC sob o valor de referência.

Para energização do capacitor de barramento CC, observou-se que esta pode ser realizada através do sinal de controle reativo (Δq_{CC}). Isso se deve ao comportamento capacitivo da parcela passiva do filtro híbrido em baixas frequências.

O comportamento dos circuitos SOGI e *buffer* para geração dos sinais de tensão e correntes no domínio $\alpha\beta$ foi apresentado e corresponderam às expectativas. A análise das potências, reais e imaginárias, nas três regiões (carga, filtro e fonte) permitiu notar o bom desempenho do filtro híbrido. Foi constatado que o filtro híbrido foi capaz de suprir aproximadamente toda potência real oscilante da carga, bem como a potência imaginária oscilante. No entanto, como ponto negativo, observou-se que o filtro híbrido não obteve sucesso em suprir toda a potência imaginária média. Por outro lado, a potência real média entregue à carga foi fornecida essencialmente pela fonte, garantindo maior eficiência ao sistema.

Ainda com relação aos resultados de simulação, a análise transitória permitiu avaliar o comportamento do filtro diante de variações na carga. Foram avaliadas quatro etapas: (i) energização do capacitor de barramento CC; (ii) comportamento do filtro diante do desligamento de metade das cargas; (iii) comportamento do filtro diante do desligamento da corrente harmônica de terceira ordem e (iv) comportamento do filtro

diante do desligamento da corrente harmônica de quinta ordem.

Para todas as etapas avaliadas o filtro híbrido se mostrou robusto, mantendo sua característica de compensação de correção do fator de potência e THD na fonte. Ademais, a tensão de barramento CC também se comportou bem durante as transições. Durante o processo de carga do capacitor, foram necessários aproximadamente 3 segundos para atingir o regime permanente. Além disso, durante o desligamento de metade das cargas, observou-se um sobressinal de $1/4$ do valor de referência (aproximadamente 50 V).

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Como proposta de trabalhos futuros relacionados ao tema tratado destaca-se:

- Avaliação de diferentes métodos para obtenção do sinal de referência de corrente. O método avaliado neste documento foi uma possível forma de solucionar o caso, no entanto sabe-se que existem outras técnicas. Portanto, seria interessante avaliar qual método apresenta melhores resultados.

- Aprofundamento do método de controle e de seu projeto em si. Aqui cabe estudar diferentes controladores, bem como o projeto matemático envolvendo cada um, de forma a compreender a necessidade do sistema e encontrar o controle que melhor se adapte a esta aplicação.

- Estudo de diferentes topologias híbridas. Foi apresentado que existem diversas topologias híbridas na literatura atual, e que a mais indicada para o caso avaliado seria a topologia shunt discutida neste documento. No entanto, cabe uma análise das demais topologias (sejam mais simples ou complexas, com emprego de um ou mais filtros passivos e/ou ativos) a fim de comparar os resultados obtidos.

- Resultados experimentais. É de grande interesse e agrega valor comprovar os resultados obtidos em simulação, através de ensaios em laboratório, a fim de validar o estudo realizado. Essa etapa requer um estudo aprofundado de microcontroladores. Além disso, é necessário definir um método de reprodução em escala da carga observada na indústria.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: TOKYO. *IPEC*. 1983. v. 83, p. 1375–1386.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. : John Wiley & Sons, 2007.
- ANEEL. Qualidade da energia elétrica. *Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - PRODIST - Módulo 8*, Janeiro 2017.
- ASIMINOAEL, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key-harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 22–33, 2007.
- BARBOSA, P. *Compensador Série Síncrono Estático Baseado em Conversores VSI Multipulso*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2000.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C.; BHATTACHARYA, S. Shunt compensation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 3, n. 3, p. 38–49, 2009.
- BHATTACHARYA, S.; CHENG, P.-T.; DIVAN, D. M. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 732–747, 1997.
- BOJOI, R. et al. Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*. 2008. p. 3141–3148.
- BOJOI, R. I. et al. Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 798–806, 2011.
- BRAGA, M. F. et al. A comparative study regarding linear fluorescent and led lamps for indoor lighting. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on*. 2014. p. 1–7.
- CHOI, W.-H. et al. Analysis of dc-link voltage controls in three-phase four-wire hybrid active power filters. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 28, n. 5, p. 2180–2191, 2013.
- CLARKE, E. *Circuit analysis of AC power systems*. : Wiley, 1943.
- DUARTE, S. N. *Estratégias de Energização e Desenergização de um Compensador Estático Síncrono para Distribuição*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017.

- EMADI, A.; NASIRI, A.; BEKIAROV, S. B. *Uninterruptible power supplies and active filters*. : CRC press, 2004.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 27, n. 6, p. 1020–1025, 1991.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: The integration of series active filters and shunt active filters. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE*. 1996. v. 1, p. 494–501.
- FUJITA, H.; YAMASAKI, T.; AKAGI, H. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 215–222, 2000.
- FURTADO, P. et al. Two-phase, three-wire shunt active power filter using the single-phase pq theory. In: IEEE. *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. 2013. p. 1245–1250.
- FURTADO, P. C. de S. *Controle de um filtro ativo de potência bifásico a três fios utilizando a teoria p-q monofásica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- GONZATTI, R. et al. A control strategy for hybrid series active power filter based on resonant compensators. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*. 2012. p. 34–39.
- GONZATTI, R. B. Filtro ativo híbrido na transformação de microrredes com alta impedância em barramento quasi-infinito. 2015.
- GUAN, Y. et al. An optimal dc-link voltage control strategy of shunt active power filter. In: IEEE. *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on*. 2015. p. 396–401.
- HAQUE, M. T. Single-phase pq theory. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. 2002. v. 4, p. 1815–1820.
- HAQUE, M. T.; HOSSEINI, S. H.; ISE, T. A control strategy for parallel active filters using extended pq theory and quasi instantaneous positive sequence extraction method. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on*. 2001. v. 1, p. 348–353.
- HERMAN, L.; PAPIC, I.; BLAZIC, B. A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 29, n. 5, p. 2055–2065, 2014.
- IEC 61000. Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16a per phase). *IEC 61000-3-2, International Standard*, May 2014.
- IEEE 519. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014.

- INZUNZA, R.; AKAGI, H. A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 893–900, 2005.
- KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. A new control philosophy for a unified power quality conditioner (upqc) to coordinate load-reactive power demand between shunt and series inverters. *IEEE Transactions on power delivery*, IEEE, v. 23, n. 4, p. 2522–2534, 2008.
- KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; SINGH, B. Generalised single-phase pq theory for active power filtering: simulation and dsp-based experimental investigation. *IET Power Electronics*, IET, v. 2, n. 1, p. 67–78, 2009.
- LAM, C.-S. et al. Adaptive dc-link voltage-controlled hybrid active power filters for reactive power compensation. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 4, p. 1758–1772, 2012.
- LAM, C.-S.; WONG, M.-C. *Design and control of hybrid active power filters*. : Springer, 2014.
- LEE, T.-L. et al. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 2, p. 746–756, 2015.
- LENWARI, W.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P. Design and analysis of high performance current control for shunt active filters. In: *IET. Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*. 2006. p. 90–95.
- LUO, A. et al. Design considerations for maintaining dc-side voltage of hybrid active power filter with injection circuit. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 75–84, 2009.
- LUO, A. et al. Dividing frequency control of hybrid active power filter with multi-injection branches using improved–algorithm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 24, n. 10, p. 2396–2405, 2009.
- NABAE, A.; NAKANO, H.; TOGASAWA, S. An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation. In: *Proceeding of IEEJ International Power Electronics Conference-Yokohama*. 1995. p. 1651–1655.
- PARK, S.; SUNG, J.-h.; NAM, K. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. 1999. v. 1, p. 400–405.
- PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 26, n. 6, p. 983–990, 1990.
- PENG, F. Z.; LAI, J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 45, n. 1, p. 293–297, 1996.

PEREIRA, L. F. A.; BAZANELLA, A. S. Tuning rules for proportional resonant controllers. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2010–2017, 2015.

RAHMANI, S. et al. A new control technique for three-phase shunt hybrid power filter. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 56, n. 8, p. 2904–2915, 2009.

SALMERON, P.; LITRAN, S. P. A control strategy for hybrid power filter to compensate four-wires three-phase systems. *IEEE Transactions on power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1923–1931, 2010.

SINGH, B.; MURTHY, S.; CHILUPI, R. S. R. Statcom-based controller for a three-phase seig feeding single-phase loads. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 29, n. 2, p. 320–331, 2014.

SINGH, B. et al. Hybrid filters for power quality improvement. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 152, n. 3, p. 365–378, 2005.

SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 39, n. 3, p. 874–882, 2003.

TAKEDA, M. et al. Harmonic current and reactive power compensation with an active filter. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC'88 Record., 19th Annual IEEE*. 1988. p. 1174–1179.

TANAKA, T.; AKAGI, H. A new combined system of series active and shunt passive filters aiming at harmonic compensation for large capacity thyristor converters. In: IEEE. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON'91., 1991 International Conference on*. 1991. p. 723–728.

TANGTHEERAJARONWONG, W. et al. Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1882–1889, 2007.

WANG, Y. et al. A new hybrid parallel active filter. In: IEEE. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. 2003. v. 3, p. 1049–1054.

WATANABE, E. H. et al. Tecnologia facts-tutorial. *SBA Controle & Automação*, v. 9, n. 1, p. 39–55, 1998.

WILLEMS, J. L. A new interpretation of the akagi-nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 41, n. 4, p. 523–527, 1992.

WONG, M.-C.; TANG, J.; HAN, Y.-D. Cylindrical coordinate control of three-dimensional pwm technique in three-phase four-wired trilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 1, p. 208–220, 2003.

YANG, Y.; BLAABJERG, F.; WANG, H. Low-voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 50, n. 3, p. 1942–1952, 2014.

YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, 2011.

APÊNDICE A – RECONSTRUÇÃO DO SINAL DE CORRENTE OBSERVADO NA GRÁFICA ATRAVÉS DO MATLAB

A reconstrução do sinal de corrente observado na gráfica é composta por três etapas. A primeira consiste na digitalização das formas de onda das tensão e corrente medidas na indústria gráfica. A segunda etapa consiste na utilização de uma rotina de interpolação linear dos vetores amostrados. Esta etapa retorna vetores com amostrados com um passo fixo. A terceira etapa consiste na reconstrução digital do sinal para uso em plataforma de simulação digital.

Ao final desta terceira etapa serão obtidos os dados ponto a ponto de tal forma que será possível traçar a FFT da forma de onda, permitindo identificar amplitude e fase de cada harmônica presente na carga avaliada. A seguir é mostrado o código da rotina de reconstrução linear do sinal amostrado.

A.1 DIGITALIZAR

Para digitalizar as formas de onda de tensão e corrente obtidas com o medidor portátil da Fluke foi usada uma ferramenta do Matlab denominada `Digitizer.m` e disponível para download no endereço <https://www.mathworks.com>

A.2 ROTINA DE INTERPOLAÇÃO LINEAR DO SINAL AMOSTRADO NO MATLAB

```
close all
clc
save data.m -ascii
load correntetotal.txt -ascii
% Digite o nome do arquivo com os pontos da curva digitalizada (com extensao)
n=length(correntetotal);
t_ini = input('Digite o valor do tempo inicial do vetor da curva digitalizada = ');
t_end = input('Digite o valor do tempo final do vetor da curva digitalizada = ');
```

```

fator_escala = input ('Digite a escala do eixo do tempo do vetor da curva digitalizada [s] = ');
t=correntetotal(1:n,1)/fator_escala;
i_L= correntetotal(1:n,2)*140/11;

% ajuste dos valores iniciais e finais da curva
t(1) = t_ini;
t(n) = t_end;
t_total = t(n)-t(1);
int_ptos = 5*n;
dt = t_total /int_ptos;
tempo=t(1):dt:t(n);
corrente=zeros(size(tempo));
tempo(1)= t(1);
corrente(1) = i_L(1);
j=1;
for k=2:int_ptos
if tempo(k) <= t(j+1)
tempo(k) = tempo(k-1)+ dt;
corrente(k)= (i_L(j+1)-i_L(j))/(t(j+1)-t(j))*(tempo(k)-t(j)) + i_L(j);
else
j=j+1;
tempo(k) = tempo(k-1)+ dt;
corrente(k)= (i_L(j+1)-i_L(j))/(t(j+1)-t(j))*(tempo(k)-t(j)) + i_L(j);
end
end

% Transformada rápida de Fourier da vetor amostrado
h=dt; % passo de amostragem
pontos=length(corrente);
y=fft(corrente);
mag = 2*abs(y)/pontos;
phase= angle(y);
f=(0:pontos-1)/(h*pontos);
mag(1)=0;

% reconstrucao da corrente
nharm = 100; % numero de harmônicos em i_L
i_rec = zeros(size(tempo));
pll =60*pi/180*0;
for n=1:nharm
i_rec = i_rec + mag(n)*cos(2*pi*f(n)*(tempo - pll) + phase(n));
end

```

```

figure(1)
plot(t,i_L,'o',tempo,corrente)
figure(2)
subplot(211)
plot (f,mag)
axis([0 f(floor(pontos/20)) 0 max(1.1*mag)])
xlabel ('Frequencia (Hz)')
subplot(212)
plot (f,phase*180/pi)
axis([0 f(floor(pontos/20)) -180 +180])
xlabel ('Frequencia (Hz)')
ylabel ('angulo de fase');
figure(3)
plot(tempo,corrente,'x', tempo,i_rec)

```

A.3 ROTINA DE RECONSTRUÇÃO DO SINAL AMOSTRADO NO MATLAB

```

clear
close all
clc
% tensao e corrente total da esdeva
f=60;
T=1/f;
t=0:0.0001:3*T;
omega=2*pi*f;
cdr=pi/180; % fator de conversão de graus para radianos
I1 = 89.14; phi1= (-115+90)*cdr; % corrente fundamental (amplitude e fase)
I3 = 35.15; phi3= (-16.8+90)*cdr; % terceiro harmônico de corrente (amplitude e fase)
I5 = 14.17; phi5= (84.1+90)*cdr; % quinto harmônico de corrente (amplitude e fase)
I7 = 1.994; phi7= (99.38+90)*cdr; % sétimo harmônico de corrente (amplitude e fase)
I9 = 3.62 ; phi9= (134+90)*cdr; % nono harmônico de corrente (amplitude e fase)
V1=311; theta1=(62.99-62.99)*cdr; % tensão fundamental (amplitude e fase)
iT = I1*sin(omega*t+phi1)+I3*sin(3*omega*t+phi3)+I5*sin(5*omega*t+phi5)+
+I7*sin(7*omega*t+phi7)+I9*sin(9*omega*t+phi9);
vT = V1*sin(omega*t+theta1);

figure(1)
plotyy(t,vT,t,iT)
figure(2)
iT2 = I1*sin(omega*t+phi1-theta1)+I3*sin(3*omega*t+phi3-3*theta1)+
+I5*sin(5*omega*t+phi5-5*theta1)+I7*sin(7*omega*t+phi7-7*theta1)+

```

```
+I9*sin(9*omega*t+phi9-9*theta1);  
vT2 = V1*sin(omega*t+theta1-theta1);  
plotyy(t,vT2,t,iT2)
```