

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Compensação de Harmônicos de Corrente
com Filtro Híbrido de Baixo Custo**

Ricardo José de França Padilha Vieira Almeida

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Compensação de Harmônicos de Corrente
com Filtro Híbrido de Baixo Custo

por

Ricardo José de França Padilha Vieira Almeida

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr.

CO-ORIENTADOR : Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, Dr.

Recife, Janeiro de 2014.

© Ricardo Almeida, 2014

Dedico este trabalho
aos meus pais, Maria Helena e José Vieira, a minha irmã, Teresa, a minha
esposa, Sabrina, e ao meu filho Eduardo.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer inicialmente a Deus, e posteriormente a minha família, pela compreensão da minha ausência em vários períodos durante o tempo em que estive elaborando este trabalho, aos meus orientadores Dr. Marcelo Cavalcanti e Dr. Gustavo Azevedo pelo apoio incomensurável, aos membros da banca pelas contribuições para melhorar este trabalho, aos membros do GEPAE em especial ao Dr. Leonardo Limongi e ao colega Engenheiro Luiz Guilherme Genu, aos colegas da CELPE, em especial ao Engenheiro Márcio Evaristo pela indicação para realizar este Mestrado e ao Engenheiro Carlos Frederico Leal pelas liberações nos horários de expediente de trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Compensação de Harmônicos de Corrente com Filtro Híbrido de Baixo Custo

Ricardo José de França Padilha Vieira Almeida

Janeiro/2014

Orientador: Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr.

Co-orientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, Dr.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Palavras-chave: Qualidade da energia, Filtro ativo, Filtro híbrido de baixo custo.

Número de Páginas: 82.

Com o crescimento da inserção de dispositivos eletrônicos na rede elétrica, uma vez que estes são produtores de um alto conteúdo harmônico, problemas associados a qualidade de energia elétrica têm aumentado claramente. Em oposição a isto, estudos para mitigar estes efeitos têm sido desenvolvidos a partir da aplicação de filtros de energia. Esta dissertação está relacionada com o Programa de P&D (Pesquisa e Desenvolvimento) da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) e tem como objetivo realizar uma comparação entre duas topologias de filtros: o ativo e o híbrido sem transformador conectado à rede elétrica. Esta comparação foi realizada a partir de um estudo detalhado dos seus princípios de funcionamento, das gerações de referência e controle de corrente, simulações em *Simulink* do MATLAB®. Após os resultados obtidos das simulações, um protótipo experimental do filtro híbrido foi montado utilizando o *dSPACE DS1005* como ferramenta de controle. Por fim, uma comparação de custos das chaves semicondutoras empregadas em ambas topologias foi apresentada, demonstrando que no filtro híbrido para o mesmo tipo de aplicação, nas mesmas condições (níveis de tensão de rede e carga), obtem-se um custo cerca de 7,5 vezes menor que no filtro ativo.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

Compensação de Harmônicos de Corrente com Filtro Híbrido de Baixo Custo

Ricardo José de França Padilha Vieira Almeida

Janeiro/2014

Supervisor: Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr.;

Co-supervisor: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, Dr.

Area of Concentration: Energy Processing.

Keywords: Power quality, Active power filter, Low cost hybrid filter

Number of Pages: 82.

With growing integration of electronic devices on the power grid, as these are producing a high harmonic content, problems associated with power quality have clearly increased. As opposed to this, studies to mitigate these effects have been developed from the application of power filters. This work is related to the ANEEL (National Electrical Energy) R&D (Research & Development) program and aims to perform a comparison between two filter topologies: the active and the hybrid transformless connected to the grid. This comparison was made from a detailed study of its operating principles, the generations of reference and current control, simulations in Simulink MATLAB ®. After the results of the simulations, an experimental prototype of the hybrid filter was built using the dSPACE DS1005 as a control tool. Finally, a cost comparison of semiconductor switches used in both topologies was presented, showing that the hybrid filter for the same type of application under the same conditions (voltage source and load) , a cost of about 7, 5 smaller than the active filter is checked.

Conteúdo

Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	x
Lista de Nomenclaturas e Símbolos	xi
Introdução	1
1.1 Harmônicos	4
1.2 Filtros de Potência	8
1.2.1 Filtros Passivos.....	9
1.2.2 Filtros Ativos	11
1.2.3 Filtros Híbridos.....	13
1.3 Objetivo e Síntese dos Capítulos	14
Filtro Ativo Trifásico.....	16
2.1 Histórico Breve	16
2.2 Filtros Ativos quanto ao Tipo de Inversor	Erro! Indicador não definido.
2.3 Princípio de Funcionamento.....	17
2.4 Transformações de Clarke e Park	19
2.5 PLL e Pré-Filtro.....	23
2.6 Geração da Referência e Controle de Corrente.....	27
2.6.1 Controlador <i>SRF</i> (Synchronous Reference Frame)	28
2.6.2 Controlador <i>PI-MRI</i> (Proportional Integral -Multiple Rotating Integrators).....	30
2.7 Cálculo (Escolha dos Ganhos) do Controlador PI do FAP.....	32
2.8 Cálculo (Escolha dos Ganhos) do Controlador PI-MRI.....	33
2.9 Resultados das simulações	35
2.9.1 Desempenho em regime permanente	35
2.10 Conclusão	38

Filtro Híbrido de Baixo Custo	39
3.1 Princípio de Funcionamento.....	39
3.1.1 Filtro híbrido usando transformador em série com a rede elétrica	39
3.1.2 Filtro híbrido sem transformador.....	42
3.2 Cálculo do Filtro Passivo	45
3.2.1 Escolha do Capacitor e Indutor.....	47
3.3 Geração de Referência e Controle de corrente	49
3.4 Controle da tensão do barramento CC.....	53
3.6 Resultado das Simulações	53
3.7 Conclusão	57
Resultados Experimentais.....	58
4.1 Configuração e Parâmetros do Sistema.....	58
4.3 Comparação de custos.....	56
4.2 Resultados.....	59
4.4 Conclusão	63
Conclusões e trabalhos futuros.....	64
5.1 Conclusões gerais	64
5.2 Sugestões de trabalhos futuros	66

Lista de Figuras

- Figura 1.1 – Configurações comuns de filtros passivos.
- Figura 1.2 – Filtro passivo paralelo.
- Figura 1.3 – Configuração híbrida sem transformador.
- Figura 2.1 – Filtro ativo paralelo.
- Figura 2.2 – Diagrama em blocos do esquema de controle do filtro paralelo.
- Figura 2.3 – Representação gráfica da transformação do referencial abc para $\alpha\beta$.
- Figura 2.4 – Representação gráfica da transformação do referencial abc para dq .
- Figura 2.5 – *Phase Locked Loop (PLL)*.
- Figura 2.6 – Atuação do *PLL* na anulação do erro.
- Figura 2.7 – Diagrama em blocos do esquema de filtragem.
- Figura 2.8 – Filtro baseado no integrador de sinal senoidal.
- Figura 2.9 – Diagramas de Bode Filtro *SSI*.
- Figura 2.10 – Diagrama de blocos da técnica *SRF*.
- Figura 2.11 – Diagrama de blocos da técnica *PI-MRI*.
- Figura 2.12: Diagrama de blocos da malha de corrente com controlador *PI*.
- Figura 2.13: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha fechada.
- Figura 2.14: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha aberta.
- Figura 2.15: Resposta ao degrau com $k_{pi} = 10$ e três valores de k_{ii} .
- Figura 2.16 – Operação em regime permanente para o controlador *PI-SRF*.
- Figura 2.17 – Operação em regime permanente para o controlador *PI-MRI*.
- Figura 3. 1 – Combinação de um filtro ativo série e outro passivo paralelo com transformador conectado à rede.
- Figura 3.2 – Circuitos equivalentes do filtro híbrido usando transformador em série

com a rede elétrica.

Figura 3.3 – Filtro híbrido sem transformador conectado à rede.

Figura 3.4 – Diagrama de Bode para três configurações de filtro LC série com

$f_0 = 420\text{Hz}$ resistência série $0,5\Omega$.

Figura 3.5 – Diagrama em blocos do controle do filtro híbrido sem transformador.

Figura 3.6 – Operação em regime permanente para o filtro híbrido sem transformador sem ação *feedforward*.

Figura 3.7 – Operação em regime permanente para o filtro híbrido sem transformador.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos do filtro híbrido utilizado no experimento.

Figura 4.2 – Visão geral do experimento.

Figura 4.3 – Correntes medidas da carga (i_{La}) e da fonte (i_{sa}) da fase *a* com $f_s=20\text{kHz}$.

Figura 4.4 – *THD* percentual da carga medido em razão da frequência fundamental com $f_s=20\text{ kHz}$.

Figura 4.5 – *THD* percentual da fonte medido em razão da frequência fundamental $f_s=20\text{ kHz}$.

Figura 4.6 – Correntes medidas da carga (i_L) e da fonte (i_s) com $f_s=10\text{kHz}$.

Figura 4.7 – *THD* percentual da fonte medido em razão da frequência fundamental com $f_s=10\text{ kHz}$.

Figura 4.8 – *Correntes da fonte monitoradas na tela de controle do dSPACE* com $f_s=20\text{ kHz}$.

Figura 4.9 – *Correntes da carga monitoradas na tela de controle do dSPACE* com $f_s=20\text{ kHz}$.

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Identidades trigonométricas.

Tabela 2.2 : Parâmetros do sistema para o filtro ativo.

Tabela 2.3: Parâmetros do controle do filtro ativo.

Tabela 2.4: Parâmetros dos controladores *SRF* e *MRI*.

Tabela 2.5: Comparação da *THD* entre 7° e 11° Harmônico das técnicas *SRF* e *MRI*.

Tabela 3.1: Possíveis configurações para o filtro série (sintonizado na 7^a harmônica – $f_o = 420Hz$) e suas principais características.

Tabela 3.2: Características do indutor do filtro LC.

Tabela 3.3: Parâmetros do sistema para o filtro híbrido sem transformador.

Tabela 3.4: Parâmetros do controle para o filtro híbrido sem transformador.

Tabela 3.5: *THD* de corrente e razão de harmônicos pela corrente fundamental.

Tabela 4.1: Parâmetros do experimento.

Tabela 4.2: Comparação de *THD%* entre as correntes de carga e fonte.

Tabela 4.3: Comparação de *THD%* entre as correntes de fonte com $f_s=10kHz$ e $20kHz$

Tabela 4.4: Comparação proporcional dos custos das chaves semicondutoras.

Lista de Nomenclaturas e Símbolos

abc	Referencial do sistema estacionário
C_{dc}	Capacitância do barramento CC do inversor
C_R	Parâmetro de Capacitância do projeto do capacitor do filtro LC
$dq0$	Referencial do sistema síncrono
f_0	Frequência de ressonância
f_s	Frequência de chaveamento
$i_{d,1}^*$	Corrente de referência ativa
$i_{F,\alpha\beta}^*$	Corrente de referência do filtro em referencial $\alpha\beta$
i_l	Corrente da rede elétrica
i_a	Corrente da fonte fase a
i_b	Corrente da fonte fase b
i_c	Corrente da fonte fase c
i_{dis}	Corrente harmônica injetada pela filtro
i_{Fabc}	Corrente do filtro em referencial abc
$i_{L,\alpha\beta}$	Corrente de carga em referencial $\alpha\beta$
i_{La}	Corrente de carga da fase a
i_{Labc}	Corrente da carga em referencial abc
i_{Lb}	Corrente de carga da fase b
i_{Lc}	Corrente de carga da fase c
i_{Ld}	Corrente de carga do eixo d
I_{Lh}	Corrente de carga harmônica
i_{Lq}	Corrente de carga do eixo q
I_R	Parâmetro de Corrente do projeto do capacitor do filtro LC
i_{Sabc}	Corrente de fonte em referencial abc
I_{Sh}	Corrente harmônica da fonte
K	Fator de filtragem do filtro híbrido
k_{ic}	Ganho integral do controle da tensão do barramento CC
k_{ii}	Ganho integral do controle da malha de corrente
k_{ipll}	Ganho integral do controle do PLL
k_{pc}	Ganho proporcional do controle da tensão do barramento CC
k_{pi}	Ganho proporcional do controle da malha de corrente
k_{ppll}	Ganho proporcional do controle do PLL
L_f	Indutância do filtro

L_L	<i>Indutância da carga</i>
L_S	<i>Indutância da fonte</i>
pq	<i>Teoria da potência ativa e reativa instantânea</i>
Q	<i>Fator de qualidade de filtragem</i>
Q_1	<i>Potência reativa trifásica</i>
R_f	<i>Resistência do filtro</i>
S_{Fabc}	<i>Tensões de trabalho para o filtro ativo em referencial abc</i>
T_{dq0}	<i>Transformação de Park</i>
$T_{\alpha\beta0}$	<i>Transformação de Clarke</i>
v_{dq5}^*	<i>Tensão de referência do quinto harmônico em dq</i>
v_a	<i>Tensão da fonte da fase a</i>
v_{abc}	<i>Tensão da fonte em referencial abc</i>
v_b	<i>Tensão da fonte da fase b</i>
v_c	<i>Tensão da fonte da fase c</i>
V_c	<i>Fonte ideal de tensão controlada</i>
v_d	<i>Tensão de eixo d</i>
v_{dc}	<i>Tensão do barramento CC.</i>
v_q	<i>Tensão de eixo q</i>
V_s	<i>Tensão de linha</i>
V_{Th}	<i>Tensão terminal harmônica</i>
v_α	<i>Tensão de eixo α</i>
$v_{\alpha\text{filt}}$	<i>Tensão do filtro em eixo α</i>
v_β	<i>Tensão de eixo β</i>
$v_{\beta\text{filt}}$	<i>Tensão do filtro em eixo β</i>
X_o	<i>Impedância indutiva ou capacitva do filtro</i>
Z_f	<i>Impedância total do filtro</i>
Z_{Fdq5}	<i>Impedância do filtro passivo LC no referencial rotacional na frequência do quinto harmônico</i>
Z_s	<i>Impedância da fonte</i>
$\alpha\beta$	<i>Sistema de referência estacionário</i>
θ	<i>Ângulo de referência para transformações dos sistemas estacionário e rotacional</i>
θ_e	<i>Defasamento entre o vetor e o sistema de eixos</i>
ω_{ff}	<i>Comando direto de frequência do PLL</i>

<i>ANEEL</i>	<i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i>
<i>BJT</i>	<i>Bipolar Junction Transistor – Transistor de Junção Bipolar</i>
<i>CELPE</i>	<i>Companhia Energética de Pernambuco</i>
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>Dips</i>	<i>Afundamento</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processors – Processadores digitais de sinal</i>
<i>dSPACE</i>	<i>Ferramenta de controle</i>
<i>FAP</i>	<i>Filtro Ativo de Potência</i>
<i>Feedforward</i>	<i>Ação de compensação de harmônico</i>
<i>GTO</i>	<i>Gate-Turn-Off Thyristors – Tiristor de Porta</i>
<i>Hardware</i>	<i>Arranjo físico de componentes e ou dispositivos</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
<i>LC</i>	<i>Combinação de indutores e capacitores</i>
<i>LPF</i>	<i>Low Pass Filter – Filro Passa-baixas</i>
<i>MATLAB®</i>	<i>Ferramenta computacional para cálculo</i>
<i>MKP</i>	<i>Tipo de capacitor - polipropileno metalizado</i>
<i>MKV</i>	<i>Tipo de capacitor - filme polipropileno com eletrodos de papel metalizado impregnado com óleo</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors – Transistor de efeito de campo de semicondutor metal-óxido</i>
<i>MRI</i>	<i>Multiple Rotating Integrators – Múltiplos Integradores Rotacionais</i>
<i>Notching</i>	<i>Flutuação ou oscilação de frequência</i>
<i>P&D</i>	<i>Pesquisa e Desenvolvimento</i>
<i>PCC</i>	<i>Point of Common Coupling – Ponto de Acoplamento Comum</i>
<i>PhiCap</i>	<i>Série de capacitores</i>
<i>PI</i>	<i>Proportional Integral – Porporcional Integral Tipo de controlador</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop -</i>
<i>Ripple</i>	<i>Ondulação, componente CA de uma grandeza</i>
<i>Sags</i>	<i>Afundamento</i>
<i>Simulink</i>	<i>Ambiente de diagrama de blocos do MATLAB®</i>
<i>SIT</i>	<i>Static Induction Thyristors – Tiristores de Indução Estáticos</i>
<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame – Referencial Síncrono</i>
<i>SSI</i>	<i>Sinusoidal Signal Integrator – Intergradores de Sinal Senoidal</i>
<i>Swells</i>	<i>Sobre tensão</i>
<i>TDD</i>	<i>Total Demand Distortion – Distorção da Demanda Total</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion – Distorção Harmônica Total</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter – Inversor Fonte de Tensão</i>

1 | Introdução

A crescente preocupação com a qualidade de energia elétrica tem impulsionado os esforços relacionados ao tema, em busca de melhoria por todos os entes envolvidos: concessionárias de geração, transmissão e distribuição, usuários finais (industrial, comercial e residencial) e fabricantes de equipamentos [1]. Isto tem acontecido principalmente pelas razões a seguir, entretanto fica evidente que um ponto em comum é o aspecto econômico [2]:

- Os problemas na qualidade do suprimento de energia elétrica, principalmente em instalações industriais, têm impacto direto no custo de produção, pois incrementam as perdas e os esforços para recuperar a capacidade produtiva, retardam a entrega dos produtos, quebram a cadeia de fornecimento de matérias-primas que por fim implicam em uma diminuição da qualidade global da produção;
- A necessidade dos fabricantes de equipamentos em considerar em seus projetos os malefícios da baixa qualidade de energia sobre estes aumenta a complexidade para assegurar o correto funcionamento diante de situações de suprimento de energia não adequadas. Além disso, os fabricantes têm que garantir que seus equipamentos não irão interferir na qualidade de energia da rede a qual serão conectados;
- A diminuição da eficiência global da planta de distribuição de energia aumenta os custos finais. Ainda também, a sobrecarga das instalações acelera o envelhecimento das mesmas e aumenta o risco de quebra, sendo necessário

sobre dimensionar os equipamentos;

- O aumento no uso de sofisticados sistemas de controle combinados a dispositivos de eletrônica de potência impõe solicitações mais severas a rede de fornecimento no que se refere à qualidade de energia;
- A abertura do mercado de energia elétrica promove a competição entre empresas de geração e distribuição, proporcionando ao consumidor final selecionar seu fornecedor, elevando a qualidade de energia para um patamar de fator diferenciador entre os competidores.

Para atingir níveis de excelência em qualidade de fornecimento de energia elétrica é necessário realizar ações nas mais diversas áreas e para tal uma classificação dos problemas que mais atingem os sistemas elétricos auxilia em concentrar os esforços para solucioná-los. Uma classificação possível é [1]:

1. Transitórios
 - a. Impulsivos, de nanossegundos a alguns milissegundos.
 - b. Oscilatórios, de durações a partir de microssegundo até alguns ciclos e frequências que podem variar de um pouco acima a da rede até MHz.
2. Variações de curta duração
 - a. Interrupções ocorrem quando a tensão diminui de 10% da nominal por uma duração menor que um minuto.
 - b. Afundamentos (*dips* ou *sags*) ocorrem quando a tensão cai de 90% a 10% entre meio ciclo e 1 minuto.
 - c. Sobretensões (*swells*) ocorrem quando a tensão eleva de 110% a 180% entre meio ciclo e 1 minuto.
3. Variações de grande duração
 - a. Sobre tensões, acima de 110% da tensão nominal por mais de 1 minuto

de duração.

b. Subtensões, menos de 90% da tensão nominal por mais de 1 minuto de duração.

c. Interrupções de grande duração, quando a ausência do fornecimento se estende por mais de 1 minuto. Ocorre em geral quando a ação da proteção necessita de uma intervenção humana.

4. Desbalanceamento do sistema trifásico

5. Distorção periódica da forma de onda

a. Harmônicos, quando componentes senoidais múltiplas da frequência fundamental são adicionadas à tensão ou corrente fundamentais.

b. Inter-harmônicos, quando a tensão ou corrente apresenta componentes de frequência não múltiplas da fundamental.

c. *Notching*, causado pela comutação inerente aos equipamentos de eletrônica de potência, quando envolve um afundamento na tensão de menos da metade do ciclo.

d. Presença de componentes contínuas na tensão ou corrente que podem provocar a saturação dos núcleos dos transformadores.

e. Ruído de alta frequência (até 200 kHz) na tensão ou na corrente, causada em geral por equipamentos de eletrônica de potência.

6. Cintilações, flutuações de baixa frequência no valor eficaz da tensão de maneira periódica ou randômica

7. Variações da frequência fundamental do sistema relativa a seu valor nominal, em geral por desequilíbrios entre produção e cargas, sendo mais relevantes em sistemas pequenos ou isolados.

Apesar de que todos os itens descritos anteriormente devam ser considerados

quando se trata de qualidade de energia, este trabalho se concentra na mitigação dos harmônicos de corrente com a aplicação de filtros. Um dos efeitos dos harmônicos dos sistemas de potência talvez é a degradação em sistemas de telecomunicações ocasionada pelo ruído harmônico induzido. Todavia, existem outras consequências, como o mau funcionamento de equipamentos de controle e proteção e sobrecarga do sistema elétrico.

1.1 Harmônicos

Por definição, harmônicos ocorrem em regime permanente e são múltiplos inteiros da frequência fundamental. A geração de eletricidade é produzida em frequência fixa (50 Hz ou 60 Hz) e a tensão pode ser considerada senoidal. Quando há a aplicação de uma tensão senoidal a um dispositivo ou carga não linear, a corrente resultante não é senoidal. Com a impedância do sistema a corrente provoca uma queda de tensão não senoidal, e logo, distorce a tensão nos terminais da carga, provocando também o surgimento de harmônicos de tensão [3].

Conforme [1], para alguns autores, distorção harmônica ainda é o problema mais significativo relacionado à qualidade de energia. Isto ocorre, pois quando o engenheiro lida com este problema, há a necessidade de utilizar ferramentas não corriqueiras para analisar, bem como equipamentos não usuais para resolver. Ainda também, colabora para esta opinião, o fato que dificuldades com harmônicos contradizem as regras tradicionais de projeto e operação que consideram apenas a frequência fundamental.

Atualmente, pode-se considerar que os fatores que causam mais distorções nas formas de ondas são os dispositivos e equipamentos eletrônicos. Entretanto, outros fatores geradores de distorções harmônicas datam de antes do uso massivo da eletrônica de potência, sendo eles: fornos de arco elétrico, máquinas elétricas rotativas,

transformadores e lâmpadas fluorescentes (devido à larga escala).

Nos fornos de arco elétrico as características tensão-corrente são extremamente não lineares porque além de logo após a ignição, a tensão diminuir muito devido ao curto-circuito, há a variação com o tempo e o ponto de fusão do material. Nas máquinas rotativas as variações frequentes de velocidade ou carga, saturação da máquina, bobinas, ranhuras ou imperfeições nos polos são responsáveis pelas distorções. Os transformadores fazem parte desta lista devido as suas correntes magnetizantes e por possuírem o núcleo ferromagnético. Para que consiga induzir tensões senoidais é preciso absorver correntes não senoidais. No caso das lâmpadas fluorescentes, o arco gerado no seu interior também apresenta uma característica não linear e o problema se agrava devido a sua vasta utilização.

Apesar das maiores fontes de harmônicos estarem localizadas nos usuários finais, no que tange ao controle destes fenômenos algumas responsabilidades são definidas por [4]:

- O controle sobre a quantidade de harmônicos de corrente injetada no sistema ocorre na aplicação do usuário final;
- Assumindo que a injeção de correntes harmônicas esteja dentro de limites razoáveis, o controle sobre a distorção de tensão é exercido pelo ente que tenha controle da impedância do sistema, na maioria das vezes a concessionária.

A simples existência destes fatos geradores não implicaria em toda esta grande preocupação com distorções harmônicas, entretanto os seus efeitos nos sistemas elétricos de potência justificam os esforços em reduzi-las. Os principais efeitos dos harmônicos de corrente e tensão são [3]:

- Possibilidade do aumento dos níveis dos harmônicos devido às ressonâncias

série e paralelo;

- Redução da eficiência da geração, transmissão e utilização da energia elétrica;
- Envelhecimento da isolação dos componentes das instalações elétricas e por consequência diminuição da sua vida útil;
- Mau funcionamento do sistema ou dos componentes da planta.

Existem também outros efeitos além daqueles que afetam o sistema elétrico: degradação do desempenho dos sistemas de telecomunicações e excessivo ruído audível para o ser humano. Antes de apresentar quaisquer providências para mitigar os efeitos das distorções harmônicas é necessário mensurá-las.

Os índices de medidas de harmônicos mais utilizados são: a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) e a distorção da demanda total (*Total Demand Distortion - TDD*).

Estas duas medidas estão relacionadas com o valor eficaz da forma de onda e elas podem ser aplicadas tanto a tensão quanto a corrente. Entretanto, é mais comum utilizar a THD para tensão e a TDD para corrente, pois no caso da corrente, o uso da THD pode ser enganoso quando a corrente fundamental da carga é baixa. Um valor alto de THD de corrente pode não ser significativo se a carga é pequena, uma vez que a magnitude da corrente harmônica é baixa, apesar de sua distorção em relação à frequência fundamental ser alta [3].

A THD é expressa como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N V_n^2}}{V_1},$$

onde V_n é a tensão eficaz no harmônico n , N é a ordem máxima do harmônico a ser

considerado e V_l é a tensão de linha na frequência fundamental.

A TDD é definida como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_R},$$

onde I_n é a corrente eficaz no harmônico n , N é a ordem máxima do harmônico a ser considerado e I_R é a corrente nominal. É semelhante à THD, sendo que a TDD é expressa em função da corrente de carga nominal ou de uma taxa desta.

Para realizar estas análises o postulado de J. B. J. Fourier [5] é bastante requerido. Qualquer função contínua repetitiva em um intervalo T pode ser representada pela soma de uma componente em corrente contínua (CC), uma componente senoidal de frequência fundamental e uma série de componentes senoidais de ordens superiores nas frequências que são múltiplos inteiros da fundamental. Portanto, esta análise faz o cálculo das magnitudes e das fases da fundamental e dos harmônicos de ordens superiores da forma de onda periódica, originando a série de Fourier, que estabelece o relacionamento entre uma função no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Exposto como mensurar a distorção harmônica, pode-se discorrer sobre como mitigar ou controlar os seus efeitos.

As maneiras básicas de controlar harmônicos são [1]:

- Reduzir os harmônicos de corrente produzidos pela carga;
- Adicionar filtros, bloquear correntes de entrada no sistema ou fornecer harmônicos de corrente localmente;
- Modificar a resposta em frequência do sistema com filtros, indutores ou capacitores.

No que tange a redução de harmônicos de corrente produzidos pela carga, pouco

pode ser feito a menos que a carga esteja sendo operada erroneamente. A adição de filtros envolve a aplicação de diferentes topologias, as quais serão fruto de um melhor detalhamento em seguida. A modificação da resposta em frequência do sistema com adição de reatores, mudança do local ou tamanho e remoção dos capacitores é assumir na maioria das vezes perdas em outros pontos, como fator de potência e opções economicamente mais caras.

1.2 Filtros de Potência

Nas seções anteriores foram revisados conceitos das perturbações que podem existir no sistema elétrico, tendo sido dada maior ênfase às distorções harmônicas, quando se comentou sobre os elementos que as originam e os respectivos efeitos. Também foram citados como controlar ou mitigar estes efeitos. Entre tais mitigações, a adição de filtros, que é explicada nesta seção.

Um filtro de potência ideal deveria impedir que qualquer perturbação pudesse chegar às cargas jusantes ao filtro, como também a função inversa, não permitir que qualquer perturbação criada pela carga propague-se pela rede ou por outra carga. Logo os principais objetivos de um filtro de potência em um sistema elétrico são [2]:

- Compensação de harmônicos, evitando que os harmônicos de corrente da carga atinjam a rede e que os harmônicos de tensão da rede afetem a carga;
- Compensação de potência reativa;
- Compensação de desequilíbrios de carga, balanceando cargas com consumo de correntes desequilibradas, com componentes de sequência negativa ou zero e acondicionando cargas com variação de consumo flutuante, que podem dar lugar a cintilações na tensão do lado da rede;
- Regulação de tensão, compensando desequilíbrios das tensões de fase no lado

da rede.

Os filtros de potência, daqui por diante denominados apenas filtros, podem ser classificados de maneiras diferentes, sendo uma delas quanto à presença na sua constituição de elementos passivos e ativos:

- Filtros passivos são aqueles que são constituídos apenas por elementos passivos como indutores, capacitores e resistores;
- Filtros ativos são aqueles que são baseados em dispositivos de eletrônica de potência;
- Filtros híbridos são aqueles em que a ação de filtragem está dividida entre os elementos passivos e ativos que os constituem.

Existem outras classificações quanto ao número de fios e quanto ao número de elementos ativos e passivos, que combinados geram várias topologias de filtros.

1.2.1 Filtros Passivos

Este tipo de filtro é o mais comumente utilizado no mercado devido a sua simplicidade e pode ser considerado de baixo custo quando comparado com outras medidas para eliminar harmônicos. O conceito básico de funcionamento é a utilização de capacitores, indutores e resistores para desviar os harmônicos de corrente da linha ou bloquear o fluxo entre a carga e a rede através da sintonia destes elementos, criando uma ressonância na frequência desejada. Algumas combinações destes elementos que geram filtros passivos são mostradas na Figura 1.1.

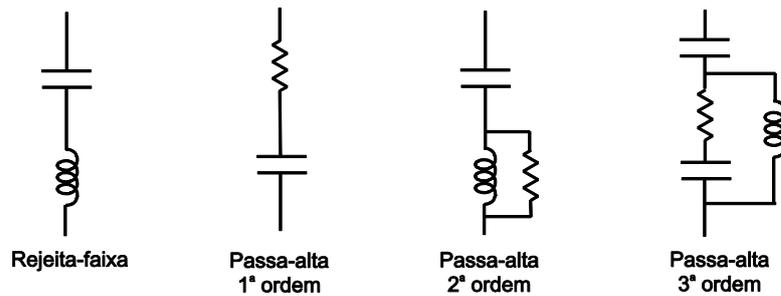


Figura 1.1 – Configurações comuns de filtros passivos.

Dentre os objetivos de um filtro citados anteriormente, o filtro passivo paralelo tem como intenção absorver harmônicos, oferecendo um caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente originados pela carga. Um circuito passivo paralelo forma-se por um circuito LC série que apresenta baixa impedância para a frequência de ressonância.

Ao conectar este filtro a uma rede elétrica, ele apresenta um comportamento de um divisor de corrente entre sua impedância e a da rede, o que não é uma propriedade desejada, pois o filtro dependerá da impedância da rede e não apenas da sua própria. Este filtro, apesar de funcionamento e projeto simples, necessita de uma verificação prévia para sua instalação, uma vez que pode entrar em ressonância com a impedância da rede, com os outros filtros instalados, ou com bancos de capacitores [6].

A qualidade de um filtro representa a capacidade de sintonizar na frequência requerida. No caso de um filtro sintonizado o fator de qualidade Q é definido como a razão [3]:

$$Q = \frac{X_0}{R}, \quad (1.1)$$

onde X_0 é a reatância indutiva (ou capacitiva) na frequência de ressonância e R é a resistência do filtro.

Embora seja possível projetar um filtro com um fator de qualidade Q otimizado, na prática sugere-se definir valores maiores que o teórico para minimizar as perdas no filtro [3].

Outro tipo de filtro passivo é aquele que está conectado em série com a carga. A indutância e a capacitância são ligadas em paralelo entre si e são sintonizadas para prover uma alta impedância apenas na frequência selecionada. O uso deste filtro é limitado quando se deseja bloquear vários harmônicos de corrente, pois cada harmônico de corrente necessita de um filtro série sintonizado para ele. Essa topologia pode gerar perdas significativas na frequência fundamental.

Além disso, conforme outros dispositivos utilizados em série nos sistemas elétricos de potência, este filtro tem que ser projetado para suportar uma corrente de carga nominal máxima e tem que possuir um sistema de proteção de sobrecorrente. Portanto, os filtros série são bem menos utilizados [1]. Ainda há de se considerar que assim como os filtros paralelos, os filtros séries também podem entrar em ressonância com outros elementos da rede.

Existe também a possibilidade de se combinar as duas topologias e originar um filtro série e paralelo. Esta configuração promove o uso do ramo série tanto para o lado da carga quanto para o trecho da fonte. Quando está conectado ao lado da fonte, incrementa a impedância, forçando os harmônicos a fluírem pelo ramo paralelo. Ao ser ligado a carga, o ramo série executa a função de isolar a rede dos harmônicos de tensão da carga. Estes filtros combinados atingem um nível de filtragem muito superior àquele quando são aplicados individualmente, entretanto não é uma topologia muito utilizada, pois o seu resultado não é tão valoroso em comparação a simplicidade e custo baixo das outras topologias [6].

1.2.2 Filtros Ativos

Ao passo dos problemas de ressonância com o sistema, surgem os filtros ativos como uma alternativa a eliminação de distorções harmônicas, não sendo necessário se

preocupar com a impedância do sistema [7], [8].

Estes filtros são baseados em componentes de eletrônica de potência, conseqüentemente elevando o custo construtivo quando comparados com os filtros passivos. Podem ser configurados de modo a eliminar mais de um harmônico ao mesmo tempo e combater outros tipos de problemas de qualidade de energia como cintilações. Também são particularmente utilizados para grandes cargas alimentadas a partir de pontos fracos do sistema de energia [1].

Assim como nos filtros passivos, os filtros ativos podem ser utilizados em configurações série e paralelo. Na configuração em paralelo o filtro ativo é constituído de um inversor atuando como fonte de corrente com a função de absorver os harmônicos gerados pela carga. O princípio básico de funcionamento de um filtro ativo é suprir a porção da onda não senoidal de corrente que é demandada pela carga. Neste caso ainda podem ser compensados: potência reativa e desequilíbrio de corrente entre fases. Na Figura 1.2 é mostrado um esquemático de um filtro ativo, que consiste de um inversor tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) que possui um capacitor no lado CC e é conectado ao ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* - PCC) através de uma indutância. O filtro tem a função de injetar as correntes harmônicas i_{dis} para a carga. Como resultado, a corrente i_l absorvida da rede elétrica será senoidal.

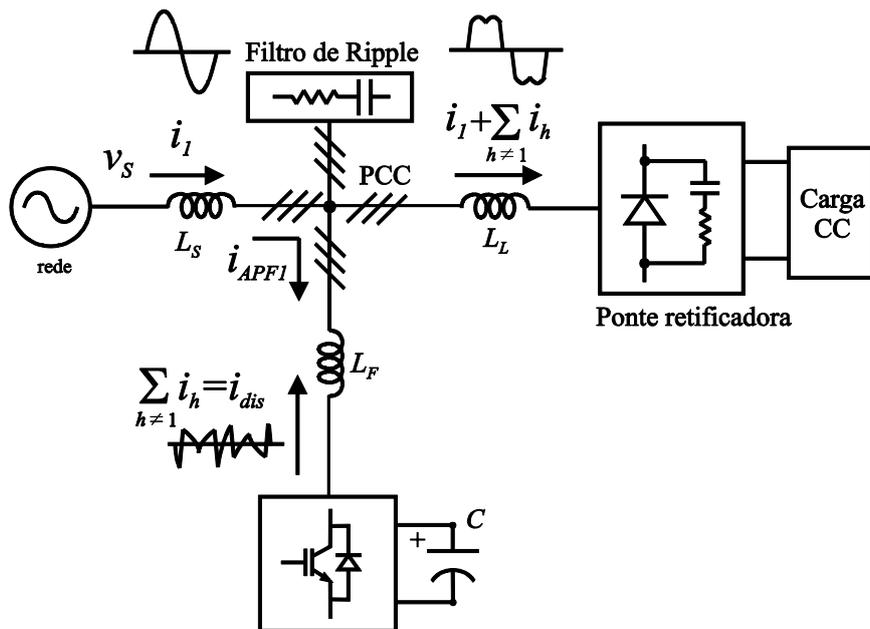


Figura 1.2 – Filtro ativo paralelo.

Quando conectado em série, o filtro ativo atua como fonte de tensão a partir de um inversor, compensando o desequilíbrio de tensão entre a rede e a carga, além de isolar os harmônicos de tensão da rede e regular a tensão da carga [2].

Tecnicamente também é possível a utilização de dois filtros ativos, sendo um conectado em série e outro ligado em paralelo, compartilhando o barramento CC. Apesar da vantagem técnica, isolamento total das perturbações entre a fonte e a carga, economicamente esta solução torna-se muito dispendiosa, pela necessidade de utilizar dois inversores.

1.2.3 Filtros Híbridos

Os filtros híbridos se propõem a combinar as características dos filtros passivos e ativos, buscando melhorar a filtragem da parte passiva e diminuir a potência da parte ativa. Vale salientar que nesta configuração ambos os filtros, passivo e ativo, executam a mesma função e se qualquer um deles não efetuar sua ação, o desempenho da filtragem será afetado. Assim como nas outras duas classificações, os filtros híbridos podem ser

conectados em série ou paralelo.

Um filtro híbrido sem transformador, voltado para compensação de harmônicos de corrente, foi proposto em [9]. Essa topologia consiste de um VSI trifásico conectado diretamente ao PCC através de um filtro LC, como mostrado na Figura 1.3.

O filtro passivo LC possui características pobres de filtragem nas faixas harmônicas de baixa e alta ordem, exceto nas imediações da frequência para o qual está sintonizado. O controle do inversor força então outras componentes harmônicas a passarem pelo filtro passivo LC, melhorando assim sua característica de filtragem.

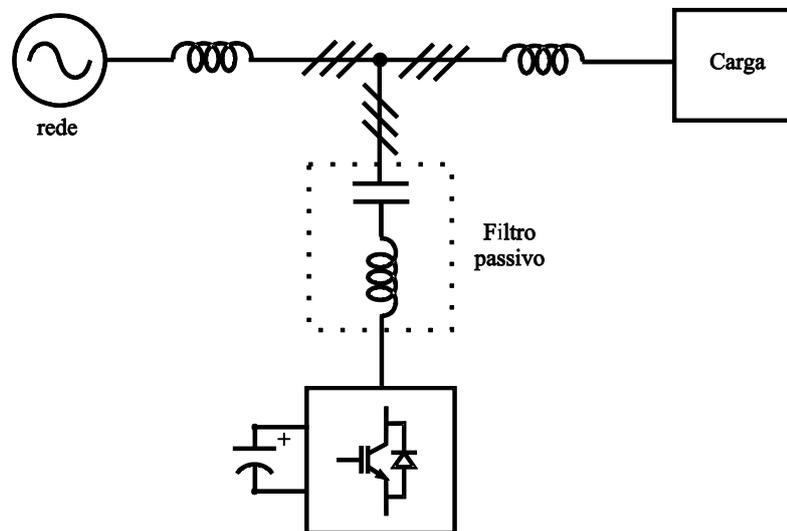


Figura 1.3 – Configuração híbrida sem transformador.

1.3 Objetivo e Síntese dos Capítulos

Tendo apresentado inicialmente os conceitos básicos de qualidade de energia, harmônicos e filtros, coloca-se que o objetivo desta dissertação é realizar uma abordagem comparativa entre o filtro ativo paralelo tradicional e o filtro híbrido de baixo custo proposto em [9] para compensação de harmônicos de corrente, enfatizando a relação desempenho pelo custo.

A topologia de filtro escolhida é uma combinação de um filtro passivo com um filtro ativo pequeno [9], tendo como objetivo a redução do custo, porém ainda

possibilitando bom desempenho quanto à capacidade de redução das componentes harmônicas das correntes da rede. O filtro ativo tem potência bastante reduzida, em comparação com a de um filtro ativo convencional, e serve para ampliar a capacidade do filtro passivo de suprimir as correntes harmônicas produzidas pela carga.

Esta pesquisa está relacionada com o Programa de Pesquisa e Desenvolvimento (P&D) regulado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), mais especificamente com os objetivos do projeto Construção de um Condicionador de Energia Elétrica da Companhia Energética de Pernambuco (CELPE).

O trabalho está organizado em cinco capítulos, sendo este primeiro uma introdução à qualidade de energia, onde os tópicos relacionados a harmônicos e filtros são desenvolvidos de uma maneira mais detalhada.

O Capítulo 2 apresenta um estudo do filtro ativo paralelo tradicional, detalhando a escolha da referência de corrente e estratégia de controle a partir de resultados de simulações.

No Capítulo 3 o filtro híbrido proposto em [9] e sua estratégia de controle são detalhados e seus resultados são discutidos também a partir de simulações. Uma comparação simples, entre as topologias de filtro ativo e filtro híbrido, baseada no nível de tensão das chaves do inversor é realizada. A partir da comparação, o filtro híbrido é escolhido como uma topologia mais adequada a ser aplicada devido ao seu baixo custo e boa capacidade de compensação

No Capítulo 4, uma breve descrição do protótipo e resultados experimentais do filtro híbrido são apresentados.

Por fim, no Capítulo 5, as conclusões e considerações finais a pesquisa desenvolvida são apresentadas, como também a indicação de propostas para trabalhos futuros.

2 | Filtro Ativo Paralelo

Neste capítulo é apresentado um estudo do filtro ativo paralelo tradicional, detalhando a escolha da referência de corrente e estratégia de controle a partir de resultados de simulações utilizando o Simulink do MATLAB.

2.1 Histórico

No início da década de 70 do século passado, iniciaram-se os estudos dos filtros ativos, que se apresentavam como uma alternativa para compensação de potência reativa, sequência negativa, harmônicos e cintilações em sistemas elétricos de potência [10], diante dos problemas apresentados pelos filtros passivos, compostos por filtros LC sintonizados e filtros passa-alta, descritos a seguir:

- Impedância da fonte, que não é suficientemente conhecida e varia com a configuração do sistema, influenciando fortemente as características de filtragem dos filtros passivos paralelos;

- Filtro passivo paralelo como dissipador do harmônico de corrente proveniente da fonte, podendo entrar em ressonância com a impedância da fonte;
- Ressonância paralela entre a impedância da fonte e o filtro passivo, em uma frequência específica, acarretando em uma amplificação do harmônico.

Tais estudos não evoluíram muito além dos testes de laboratório devido a dificuldade tecnológica de implementar o princípio de compensação. O emprego dos filtros ativos teve seu crescimento acelerado apenas quando ocorreu a evolução dos dispositivos de comutação rápida. Inicialmente foram usados tiristores, BJTs (Bipolar Junction Transistors) e MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) de potência, posteriormente SITs (Static Induction Thyristors) e GTOs (Gate-Turn-Off Thyristors). Finalmente um impulso maior no uso dos filtros ocorreu com a introdução dos IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), considerados dispositivos adequados para tal aplicação.

No princípio foram utilizados componentes discretos digitais e analógicos para compor os filtros ativos. Em seguida, como resultado da revolução da microeletrônica, os processadores digitais de sinais (*Digital Signal Processors - DSP*), microprocessadores e microcontroladores passaram a ser empregados, sendo possível implementar algoritmos complexos de controle dos filtros a um custo razoável [11].

2.2 Princípio de Funcionamento

A Figura 2.1 mostra o princípio de funcionamento do filtro ativo, que é controlado de maneira a que molde a forma senoidal da corrente da fonte.

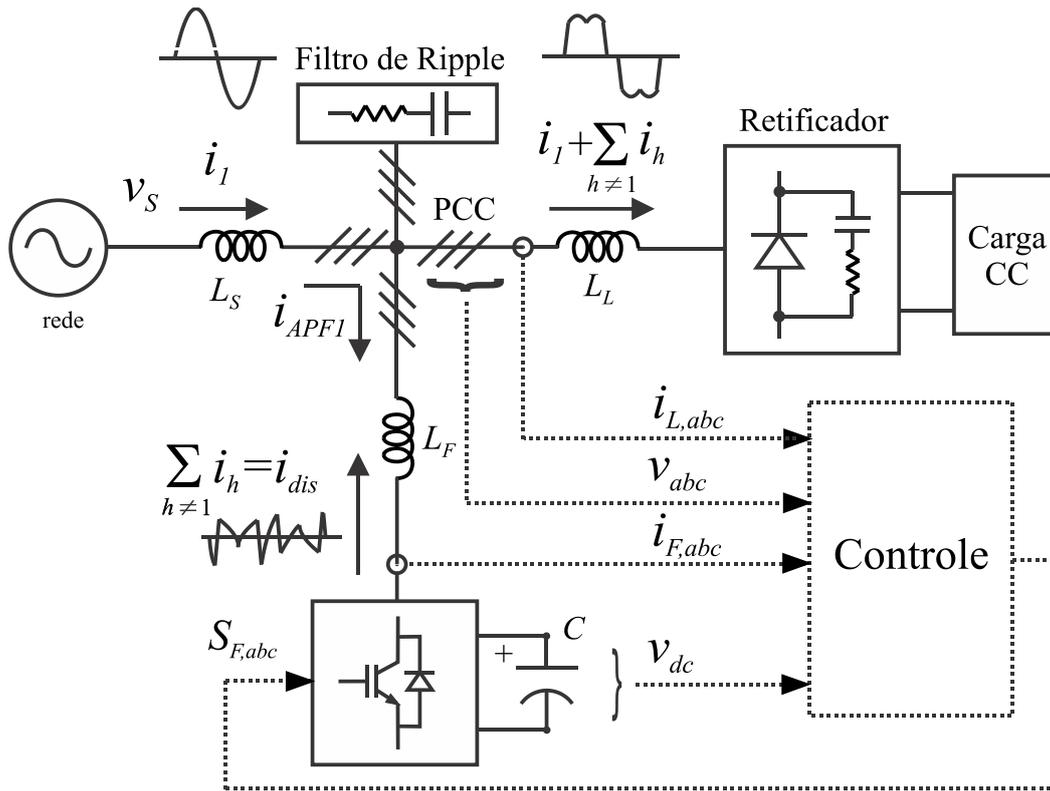


Figura 2.1 – Filtro ativo paralelo.

O filtro ativo injeta a corrente $i_{F,abc}$ de compensação para cancelar os harmônicos contidos na corrente $i_{L,abc}$ de carga. Em consequência, a impedância no sistema de potência, predominantemente indutivo, raramente influencia as características de filtragem, pois os harmônicos produzidos pela carga podem ser considerados com uma fonte de corrente devido a existência de indutância suficiente do lado CA da carga [10].

As grandezas medidas do sistema são: as correntes $i_{L,abc}$ de carga, as correntes $i_{F,abc}$ do filtro ativo, as tensões de linha v_{abc} do PCC e a tensão v_{dc} do barramento CC. O diagrama em blocos do controle do filtro paralelo é mostrado na Figura 2.2. É composto fundamentalmente por duas malhas de controle:

- Malha de controle de tensão do barramento CC: é uma malha mais lenta que usa um controlador proporcional-integral (PI) cuja corrente $i_{d,1}^*$ de saída é a corrente de referência ativa necessária para manter o capacitor carregado;
- Malha de controle de corrente: essa malha regula as correntes $i_{F,abc}$ do filtro.

As correntes $i_{F,\alpha\beta}^*$ de referência são calculadas a partir das correntes $i_{L,\alpha\beta}$ de

As transformações propostas por Clarke e Park representam as variáveis trifásicas do sistema abc em um sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$ e em outro sistema de coordenadas $dq0$ síncrono, respectivamente [12]. A Figura 2.3 mostra o sistema de coordenadas onde o eixo 0 é ortogonal ao plano $\alpha\beta$ e não é representado no mesmo.

A matriz de transformação de Clarke é dada por:

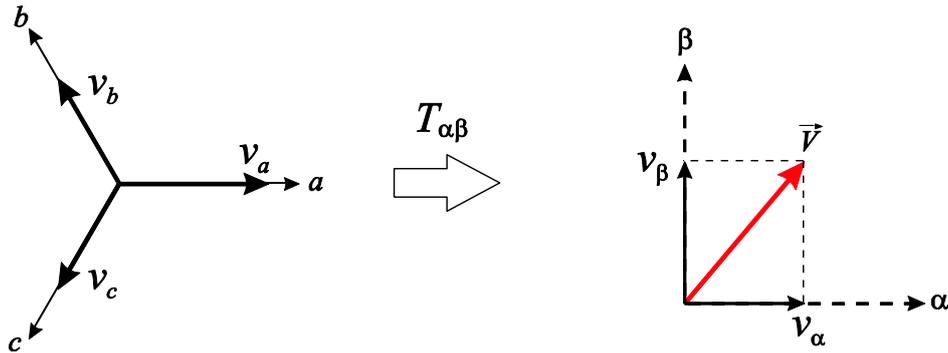


Figura 2.3 – Representação gráfica da transformação do referencial abc para $\alpha\beta$.

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde a constante $2/3$ significa que a transformação é invariante em amplitude. A aplicação da transformação $[T_{\alpha\beta 0}]$ ao conjunto de tensões ou correntes trifásicas resulta nos vetores:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Considere as tensões da rede dadas por:

$$\vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \hat{V} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

A matriz de transformação de Park é dada por:

$$[T_{dq0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

onde θ é a posição do eixo d , do novo sistema de coordenadas, em relação ao eixo da fase a (Figura 2.4).

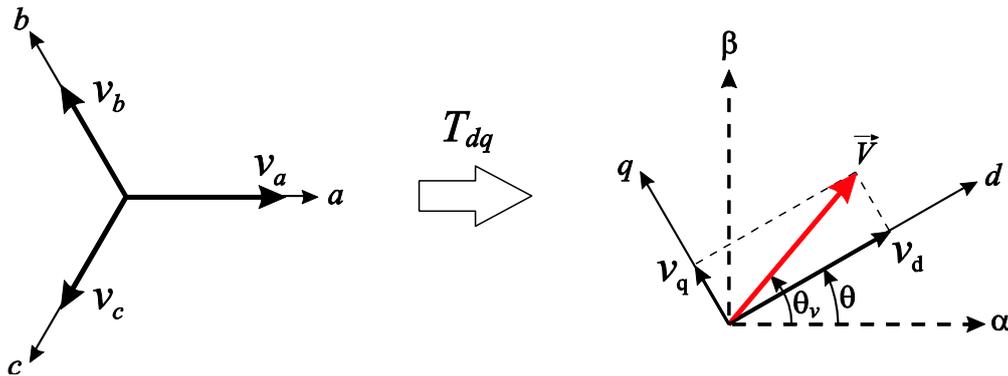


Figura 2.4 – Representação gráfica da transformação do referencial abc para dq .

A aplicação da transformação $[T_{dq0}]$ ao conjunto de tensões ou correntes trifásicas resulta nos vetores:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

As componentes v_0 e i_0 em (2.5) estão relacionadas às componentes homopolares da tensão e corrente, respectivamente e são mapeadas em um eixo ortogonal aos eixos dq .

Em aplicações a três fios, as componentes v_0 e i_0 são nulas.

Aplicando a transformação $[T_{dq0}]$ com $\theta = \theta_v = \omega t$, obtém-se um sistema de coordenadas dq síncrono girando com velocidade ω cujo eixo d está sempre alinhado com o vetor tensão.

Aplicando a transformação de (2.4) em (2.5) tem-se:

$$v_d = \frac{2}{3} \hat{V} [\cos(\theta) \cos(\omega t) + \cos(\theta - 2\pi/3) \cos(\omega t - 2\pi/3) + \cos(\theta + 2\pi/3) \cos(\omega t + 2\pi/3)] \quad (2.6)$$

$$v_q = \frac{2}{3} \hat{V} [-\text{sen}(\theta) \cos(\omega t) - \text{sen}(\theta - 2\pi/3) \cos(\omega t - 2\pi/3) - \text{sen}(\theta + 2\pi/3) \cos(\omega t + 2\pi/3)] \quad (2.7)$$

Considerando que não existe componente de sequência zero de tensão no sistema trifásico, só é preciso calcular as coordenadas d e q na transformação. Utilizando identidades trigonométricas, chega-se a:

$$v_d = \frac{2}{3} \hat{V} \left[\frac{3}{2} \cos(\theta - \omega t) \right] \quad (2.8)$$

$$v_q = \frac{2}{3} \hat{V} \left[-\frac{3}{2} \text{sen}(\theta - \omega t) \right] \quad (2.9)$$

Fazendo $\theta = \omega t$, os eixos giram juntos com o vetor resultante da transformação de tal forma que $v_d = \hat{V}$ e $v_q = 0$. Dessa forma, a tensão v_d é constante e igual à amplitude enquanto que a componente v_q é nula. Resultados semelhantes podem ser encontrados para as correntes de um sistema trifásico.

Para achar as coordenadas em dq de um conjunto de tensões ou correntes trifásicas pode-se ainda calcular suas componentes em $\alpha\beta$ e a partir daí calcular suas componentes d e q . Pela Figura 2.4, verifica-se que os eixos d e q são rotacionados de forma síncrona ao vetor tensão. Uma rotação é representada matematicamente por uma exponencial complexa. Então para realizar uma transformação do referencial $\alpha\beta$ para o dq faz-se:

$$\bar{x}_{dq} = e^{-j\theta} \cdot \bar{x}_{\alpha\beta}, \quad (2.10)$$

onde

$$\begin{aligned} \bar{x}_{dq} &= x_d + jx_q \\ \bar{x}_{\alpha\beta} &= x_\alpha + jx_\beta \end{aligned} \quad (2.11)$$

Substituindo (2.10) em (2.11) e aplicando a equação de Euler, tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

e sua inversa é:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Então, nesse caso, a transformação do referencial abc para o dq é feito através de (2.1) e (2.12).

2.4 PLL

Como é possível perceber em (2.12), para realizar a transformação dq é preciso determinar o ângulo θ . Esse ângulo θ determina a posição dos eixos d e q do referencial dq . Portanto, para se determinar θ , usa-se um sistema que caracteriza completamente o vetor tensão, ou seja, calcula módulo e ângulo. Esse sistema se chama PLL [10]. Seu esquema é apresentado na Figura 2.5.

Sua entrada é formada pelo conjunto de tensões trifásicas v_a , v_b e v_c que são transformadas para o referencial dq . A partir daí, usa-se um controlador do tipo PI para controlar v_q e fazê-lo convergir para o seu valor de referência (que é convenientemente escolhido como zero). Na saída do PI temos a velocidade angular ω que deve ser integrada com o objetivo de se determinar θ . O ângulo é então realimentado para o bloco de transformação de $\alpha\beta$ para dq .

No diagrama da Figura 2.5, dois pontos merecem atenção. O primeiro diz respeito ao comando direto de frequência ω_{ff} . Esse comando é inserido como forma de melhorar o desempenho do sistema. Uma vez que a frequência da rede elétrica é conhecida e sendo seu valor sujeito apenas a pequenos desvios, a inclusão do comando direto faz com que o PI possa operar corrigindo apenas esses pequenos desvios, sem a necessidade de

fornecer o valor da frequência da rede. O segundo está relacionado à necessidade de inclusão do bloco de integração na malha direta. A inserção desse integrador decorre do fato do caminho de realimentação ser desprovido de estágio de armazenamento de energia. Isso faz com que a malha formada através do ganho proporcional não apresente elemento armazenador de energia, o que tornaria o sistema fisicamente irrealizável.

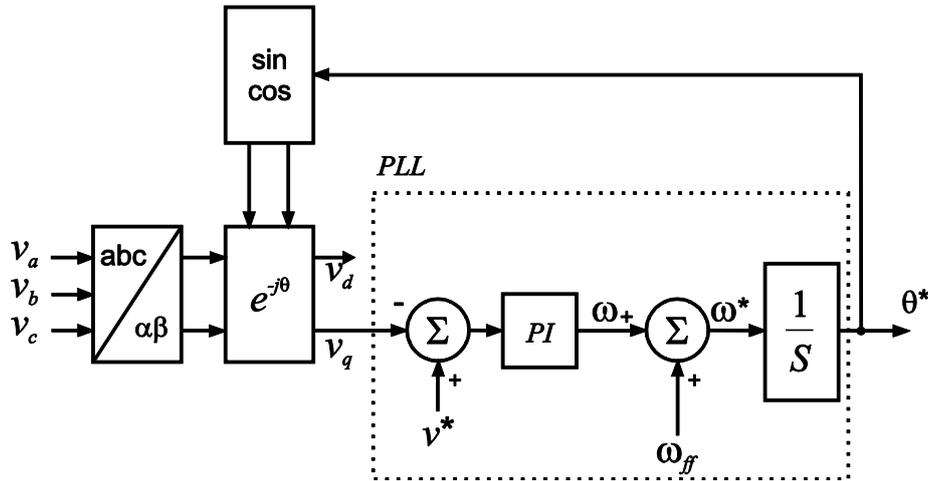


Figura 2.5 – *Phase Locked Loop* (PLL).

Para entender o princípio de funcionamento do PLL considere a Figura 2.6. Se existir um erro na determinação de θ , haverá um defasamento, entre o vetor tensão e o sistema de eixos, dado por θ_e .

No caso mostrado na Figura 2.6, v_q é positivo e o erro ε na entrada do PI será positivo. A consequência disso é que o PI irá incrementar ω até que θ_e seja zero. Da mesma forma, se tivermos um θ_e negativo, o erro será negativo e o PI irá decrementar ω , ou seja, desacelerar, corrigindo o erro.

Em muitos casos, a rede de distribuição apresenta tensões distorcidas e desbalanceadas, especialmente em ambientes industriais, onde retificadores a diodos ou tiristores são usados em larga escala. Nesse caso, o esquema usado para obter a posição do vetor tensão precisa ser robusto a esses problemas que influenciam o desempenho do PLL e por consequência de todo controle do conversor. Para mitigar esses efeitos geralmente se usa alguma estratégia de filtragem das tensões da rede elétrica.

Uma opção de pré-filtro é mostrada na Figura 2.7, onde o mesmo é construído através da estrutura conhecida como integrador de sinal senoidal (*Sinusoidal Signal Integrator - SSI*) [11]. Esse SSI (Figura 2.8) possui ganho infinito em uma determinada frequência ω_r . Para fazer com que o mesmo possua ganho unitário nessa mesma frequência ω_r (adquirindo características de um filtro), fecha-se uma malha de realimentação negativa no SSI (daqui para frente será chamado de filtro SSI).

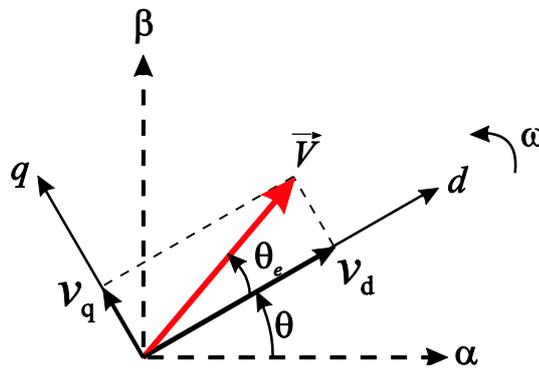


Figura 2.6 – Atuação do PLL na anulação do erro.

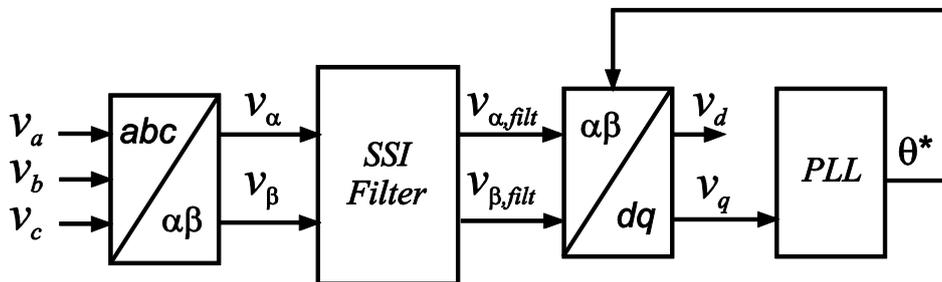


Figura 2.7 – Diagrama em blocos do esquema de filtragem.

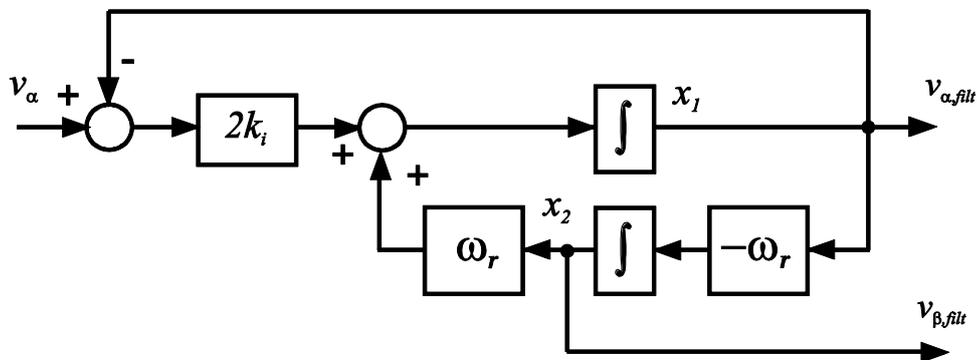


Figura 2.8 – Filtro baseado no integrador de sinal senoidal.

Em regime permanente, o filtro SSI mostrado na Figura 2.8 tem dois estados senoidais (x_1 e x_2) com a mesma amplitude e sempre defasados de 90° .

É possível obter duas saídas ($v_{\alpha,filtr}$ e $v_{\beta,filtr}$) a partir de v_α . Isso pode ser visto analisando às duas funções de transferência do filtro SSI:

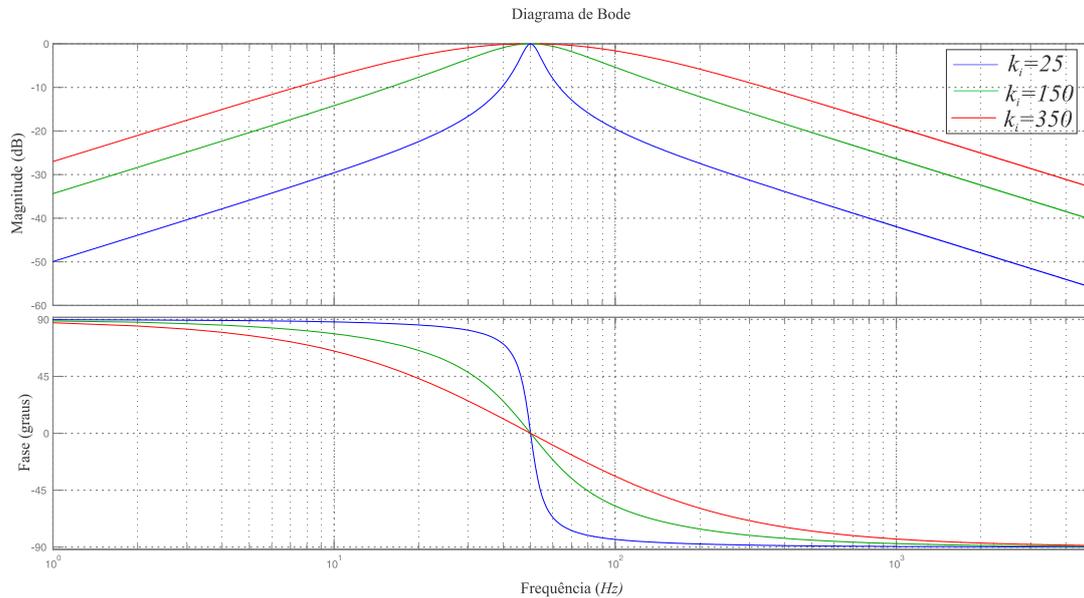
$$\frac{V_{\alpha,filtr}(s)}{V_\alpha} = \frac{2k_i s}{s^2 + 2k_i s + \omega_r^2} \quad (2.14)$$

$$\frac{V_{\beta,filtr}(s)}{V_\alpha} = \frac{2k_i \omega_r}{s^2 + 2k_i s + \omega_r^2} \quad (2.15)$$

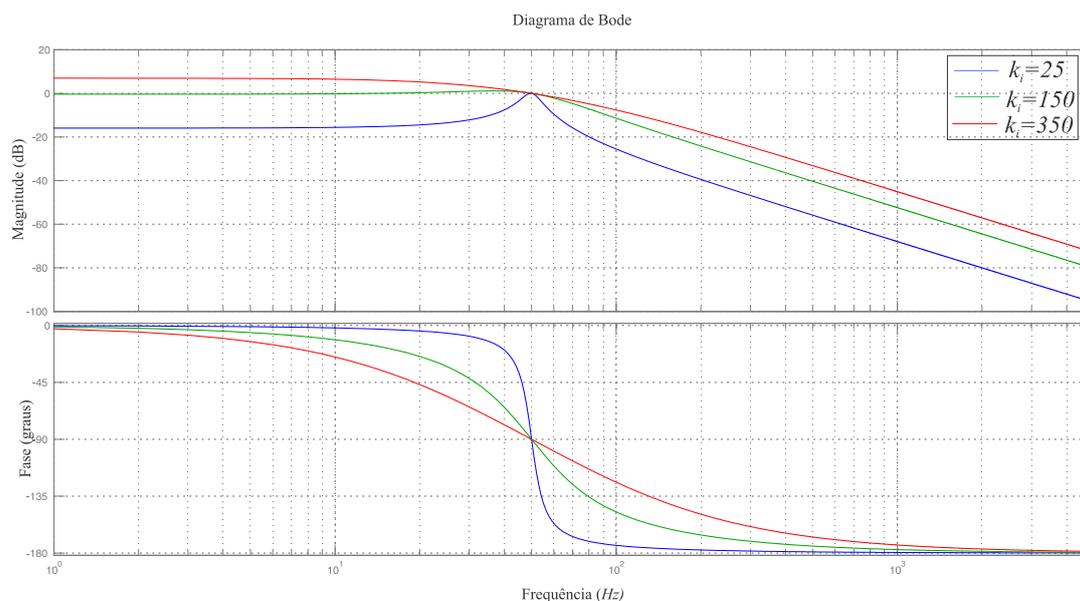
Os diagramas de Bode de (2.14) e (2.15) são mostrados na Figura 2.9. Em regime permanente, a relação entre as fases das funções de transferência (2.14) e (2.15) é:

$$\angle \frac{V_{\beta,filtr}(s)}{V_\alpha} = \angle \frac{V_{\alpha,filtr}(s)}{V_\alpha} - \frac{\pi}{2} \quad (2.16)$$

É possível verificar que quando k_i se torna menor, o filtro se torna mais seletivo. No entanto, o atraso de fase se torna maior em torno da frequência de ω_r ($2\pi 60$ rad/s).



(a) $V_{\alpha,filtr} / V_\alpha$



$$(b) V_{\beta, \text{filt}} / V_{\alpha}$$

Figura 2.9 – Diagramas de Bode do filtro SSI.

2.5 Controle de Corrente

Após o surgimento do filtro ativo paralelo, muitos trabalhos foram publicados, com novas técnicas de controle ou comparações com as existentes [13]-[15]. As técnicas se diferem quanto à facilidade de implementação e versatilidade, entretanto com custos e níveis de complexidade também distintos. Nestas técnicas, determinar as referências de corrente é uma das principais exigências para o controle do filtro ativo.

O bloco denominado Gerador Referência de Corrente, na Figura 2.2, é o responsável por determinar as correntes necessárias para compensação das correntes harmônicas da carga e também para manter a tensão no barramento CC carregado no valor especificado.

Para a obtenção das referências de corrente do filtro ativo paralelo existem vários algoritmos, sendo estes divididos no domínio da frequência e do tempo. Os algoritmos no domínio da frequência são pouco utilizados, pois sua implementação é complexa e exige um alto esforço computacional, devido à necessidade do emprego de cálculos envolvendo transformada de Fourier. Ao serem comparados com as técnicas no domínio

da frequência, os algoritmos no domínio do tempo podem ser considerados mais simples e com resultados mais eficazes, oferecendo maior velocidade e menos cálculos [13], [14], [15].

Existem várias técnicas no domínio do tempo, sendo as mais usuais as baseadas na potência ativa e reativa pq instantânea e no eixo de referência síncrono (*Synchronous Reference Frame* – SRF). Sob condições de tensões da rede balanceadas e distorcidas, a SRF apresenta melhores resultados [16], sendo portanto a escolhida para o detalhamento a seguir.

2.5.1 Controlador PI (Proportional Integral)

Este controlador é baseado na transformação de Park para representar o sistema trifásico em SRF. As componentes fundamentais são transformadas em grandezas CC que podem ser separadas através de filtros. A apuração é instantânea, mas incorre em atrasos de tempo na filtragem das grandezas CC [17]. Na época em que foi introduzida, no início dos anos 90, esta técnica foi empregada para gerar as referências de corrente no filtro ativo série que atuava como isolador de harmônicos [12], [18].

A Figura 2.10 mostra o diagrama de blocos da geração de referências na técnica SRF para obter os sinais de referências de corrente de um filtro ativo paralelo. As correntes de carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são transformadas de um referencial estacionário abc para o referencial dq síncrono alinhado com o vetor tensão do PCC usando:

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

No diagrama de blocos do controle de corrente devem ser incluídos os termos de desacoplamento e realimentação para melhorar o desempenho do controlador [19]-[21],

uma vez que as componentes de referência para compensação de harmônicos são componentes oscilantes em dq . Portanto, um controlador PI pode não monitorar adequadamente as correntes de referência, resultando em um erro de regime permanente, devido ao ganho finito do controlador e deslocamento de fase na frequência fundamental. O erro zero de regime permanente pode ser conseguido somente se a frequência de chaveamento do filtro ativo paralelo for elevada o bastante para se obter uma largura de banda satisfatória do controlador [12].

As correntes i_{Ld} e i_{Lq} são constituídas de parcelas constantes e oscilantes, conforme:

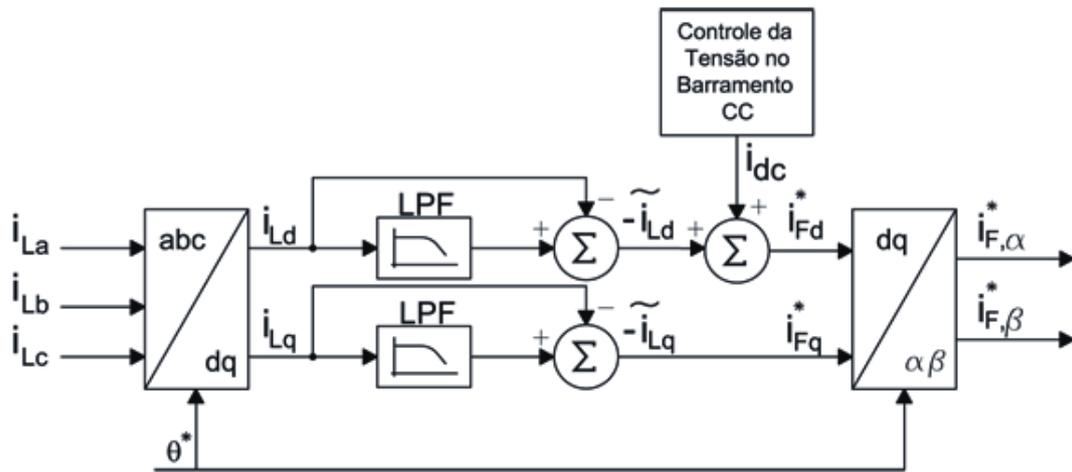


Figura 2.10 – Diagrama de blocos da geração de referências na técnica SRF.

$$\begin{cases} i_{Ld} = \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \\ i_{Lq} = \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \end{cases} \quad (2.18)$$

A transformação de coordenadas da corrente de carga permite que a parcela constante (componente fundamental) seja separada da parcela oscilante (harmônicas), podendo ser utilizados, por exemplo, dois filtros passa-baixas (*Low Pass Filter* - LPF). Os sinais de \bar{i}_{Ld} e \bar{i}_{Lq} extraídos através de dois LPF, são então somados ao negativo dos sinais de entrada i_{Ld} e i_{Lq} . Observa-se que este procedimento tem o objetivo de extrair as parcelas oscilantes de $-\tilde{i}_{Ld}$ e $-\tilde{i}_{Lq}$ das correntes de carga dos eixos d e q . A referência de corrente de eixo d é composta pela componente oscilante \tilde{i}_{Ld} e a componente i_{dc} para

manter o controle do barramento CC no valor especificado, enquanto a referência de corrente de eixo q é formada apenas pela componente oscilante \tilde{i}_{Lq} .

Uma boa vantagem do controlador PI em SRF é não inserir erros de fase consideráveis nas frequências fundamental e harmônicas assim como a maioria dos outros controladores. Este controlador possui também como característica a insensibilidade às distorções de tensão de alimentação, aos parâmetros dos sistemas tais como indutâncias das linhas, correntes de fuga do transformador série de acoplamento, desbalanceamento de cargas e condições fora da sintonia dos filtros passivos.

O controlador PI pode ser implementado por *hardware*, em oposição a uma implementação baseada em DSP, para facilidade de depuração na instalação em campo. Entretanto, a implementação do controlador PI em SRF é sensível a deslocamentos CC e ganhos. Isto requer um ganho constante do LPF para a frequência de corte.

2.5.2 Controlador PI-MRI (Proportional Integral-Multiple Rotating Integrators)

Vários controladores de corrente para o filtro ativo paralelo foram desenvolvidos e publicados [19]-[22]. Dentre eles, o controlador PI é a aplicação com maior grau de simplicidade e popularidade, quando se trata de assegurar a estabilidade em sistemas de malha fechada. Apesar disto, também é conhecido que este tipo de controlador tem eficácia apenas quando os sinais tratados são CC.

Quando a geração da corrente de referência é implementada no referencial estacionário, uma solução possível para compensação seletiva de frequência é usar integradores puros operando no referencial rotacional com sequências apropriadas [23].

Entretanto, de acordo com [16], a escolha do melhor controlador deve ser influenciada também pela facilidade de implementação e pelo tempo de execução. Em termos de implementação, o controlador *PI-MRI* parece ser o mais atraente, já que usa

apenas estruturas com transformação rotacional e integradores, que podem ser obtidas em microcontroladores e DSPs.

Quando a geração da corrente de referência é implementada no referencial síncrono na frequência fundamental ω_e é mais conveniente utilizar os integradores em múltiplos referenciais síncronos rotacionando em $\mp 6n\omega_e (n=1,2,\dots)$ como mostrado na Figura 2.11.

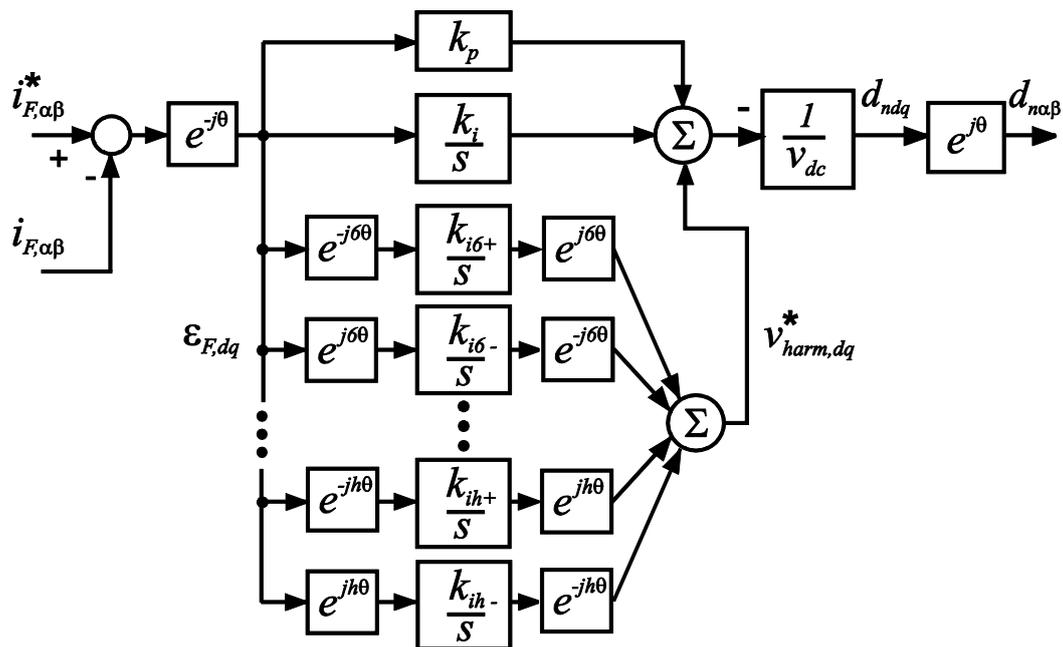


Figura 2.11 – Diagrama de blocos da técnica PI-MRI.

A estrutura do PI-MRI é formada de arranjos de integradores que têm como entrada o erro de corrente obtido em referencial dq (alinhado com o vetor tensão do PCC). O erro de corrente é a entrada do controlador PI, tanto, para regulação da componente fundamental de corrente, quanto para manter o barramento CC do capacitor do filtro ativo paralelo carregado.

Esta técnica requer transformações individuais para compensar cada harmônico. Devido ao atraso inserido pela amostragem no tempo, o PI-MRI torna-se instável para harmônicos de ordem alta. Logo, uma compensação angular adicional deve ser incluída

na transformação rotacional inversa do referencial do harmônico para o referencial síncrono [23].

2.6 Escolha dos Ganhos do Controlador PI

Para escolher os ganhos do controlador PI da malha de corrente, considera-se como referência a planta do circuito da Figura 2.12 e os parâmetros listados na Tabela 2.2.

Na Figura 2.13(a) é apresentado o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada dada por:

$$\frac{k_{pi}s + k_{ii}}{s^2 + s(k_{pi} + R) + k_{ii}} \quad (2.19)$$

considerando $k_{ii} = 0$ e três valores diferentes para k_{pi} . É verificado que valores altos de k_{pi} aumentam a faixa de passagem, mas resultam em sobressinal. De outra maneira, valores mais baixos de k_{pi} reduzem a faixa de passagem e com isso o controlador responde mais lentamente.

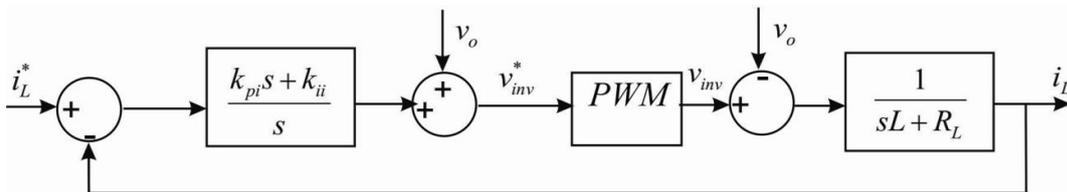


Figura 2.12: Diagrama de blocos da malha de corrente com controlador PI.

Tabela 2.2 : Parâmetros do sistema para o filtro ativo.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tensão eficaz da fonte, v_s	220	V
Tensão do barramento CC, v_{dc}	700	V
Indutância do Filtro, L_f	1,6	mH
Resistência do Filtro de saída, R_f	0,001	Ω
Frequência de chaveamento, f_s	10	kHz
Capacitância do Barramento, C_{dc}	4700	μF

Ao levar em consideração a análise anterior, foi escolhido $k_{pi} = 10$ para obter um bom compromisso entre velocidade de resposta e sobressinal. Após a escolha de k_{pi} , outra análise a partir do diagrama de Bode da função de transferência (2.21) é realizada. Desta vez pra três valores diferentes de k_{ii} , como mostrado na Figura 2.13(b). A resposta dinâmica do controlador é pouco afetada por k_{ii} . Verifica-se que valores muito elevados de k_{ii} ocasionam sobressinal em uma larga faixa de componentes de frequência, inclusive em torno da frequência da rede (60 Hz). Assim, o valor escolhido foi $k_{ii} = 100$.

Na Figura 2.14 é mostrado o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para os ganhos selecionados ($k_{pi} = 10$ e $k_{ii} = 100$). A margem de ganho é de 16,4 dB e a margem de fase é de $51,7^\circ$.

2.7 Escolha dos Ganhos do Controlador PI-MRI

De maneira análoga as escolhas dos ganhos da seção 2.6, considera-se a mesma planta representada na Figura 2.12 para a escolha de k_{pi} . Logo para a escolha de k_{ii} aplica-se um sinal degrau a planta com k_{pi} fixado em 10 e a resposta é analisada conforme a Figura 2.15. Verifica-se que valores maiores provocam um sobressinal, logo o valor escolhido foi $k_{ii} = 500$.

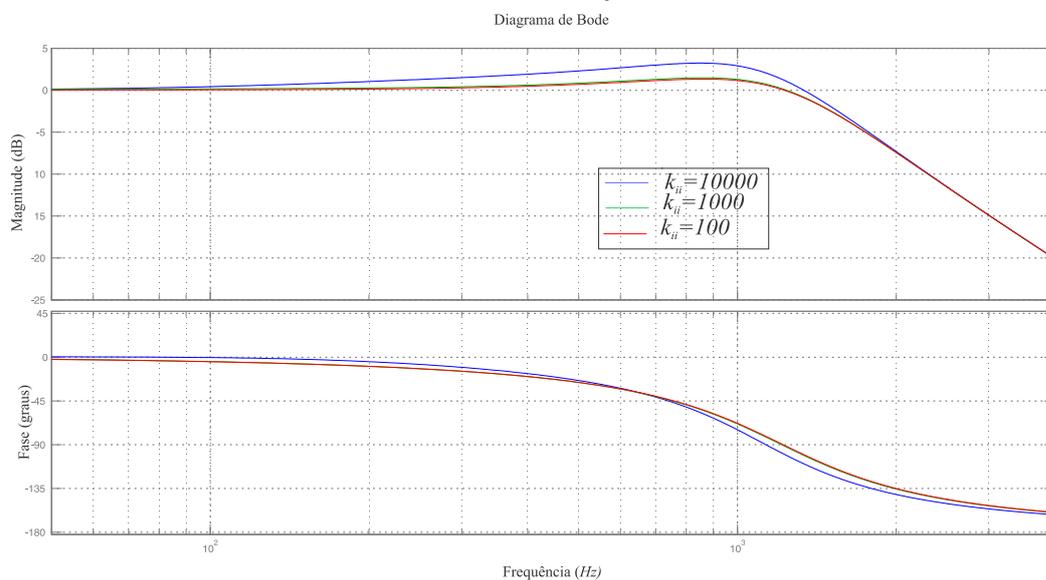
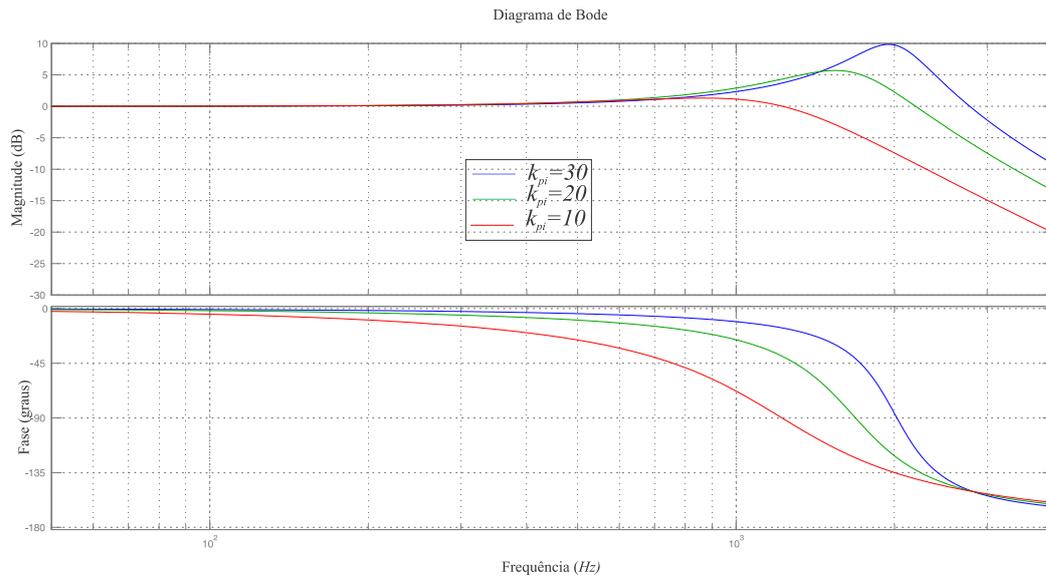
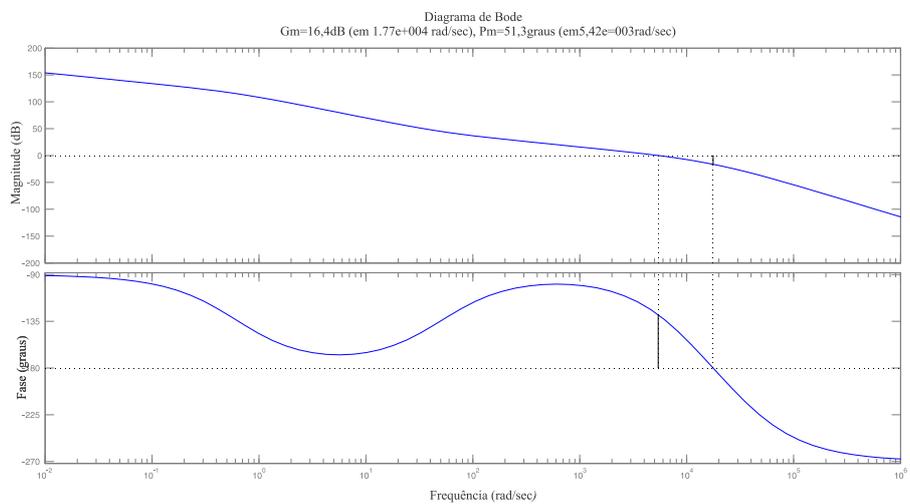


Figura 2.13: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha fechada.



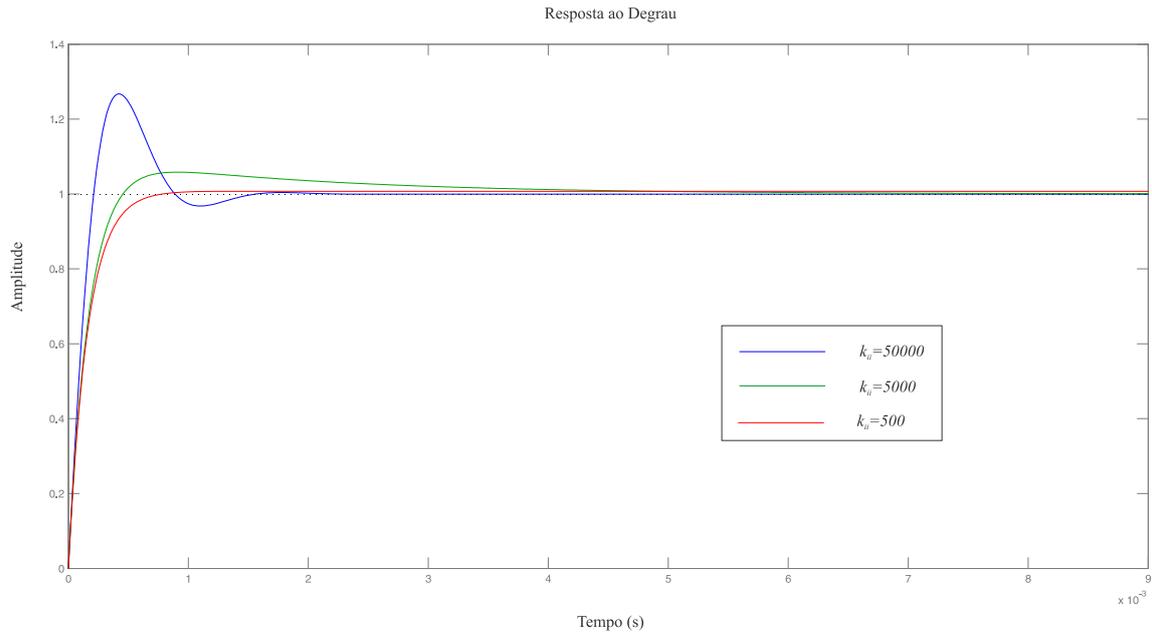


Figura 2.15: Resposta ao degrau com $k_{pi} = 10$ e três valores de k_{ii} .

2.8 Resultados das Simulações

O filtro ativo paralelo foi simulado com controles PI e PI-MRI usando o ambiente de simulação MATLAB®/Simulink. Os parâmetros do sistema e do controle utilizados nas simulações para todos os controladores de corrente são apresentados nas Tabelas 2.2 e 2.3. Na Tabela 2.4, são mostrados os parâmetros específicos dos controladores de corrente.

2.8.1 Desempenho em regime permanente

Os resultados das simulações em regime permanente do filtro ativo paralelo com controladores de corrente, PI e PI-MRI são apresentados nas Figuras 2.16 e 2.17.

Tabela 2.3: Parâmetros do controle do filtro ativo.

Parâmetro	Valor	Unidade
Ganho proporcional do PLL, k_{ppll}	60	V/A
Ganho integral do PLL, k_{ipll}	1400	V s/A
Ganho proporcional do barramento CC, k_{pc}	0,05	Rad/V.s
Ganho integral do barramento CC, k_{ic}	4,7	Rad/V.s ²

Tabela 2.4: Parâmetros dos controladores PI e PI-MRI.

Controlador	Parâmetro	Valor	Unidade
PI	Ganho proporcional, k_{pi}	10	V/A
	Ganho integral, k_{ii}	100	V s/A
PI-MRI	Ganho proporcional, k_{pi}	10	V/A
	Ganho integral, k_{ii}	500	V s/A

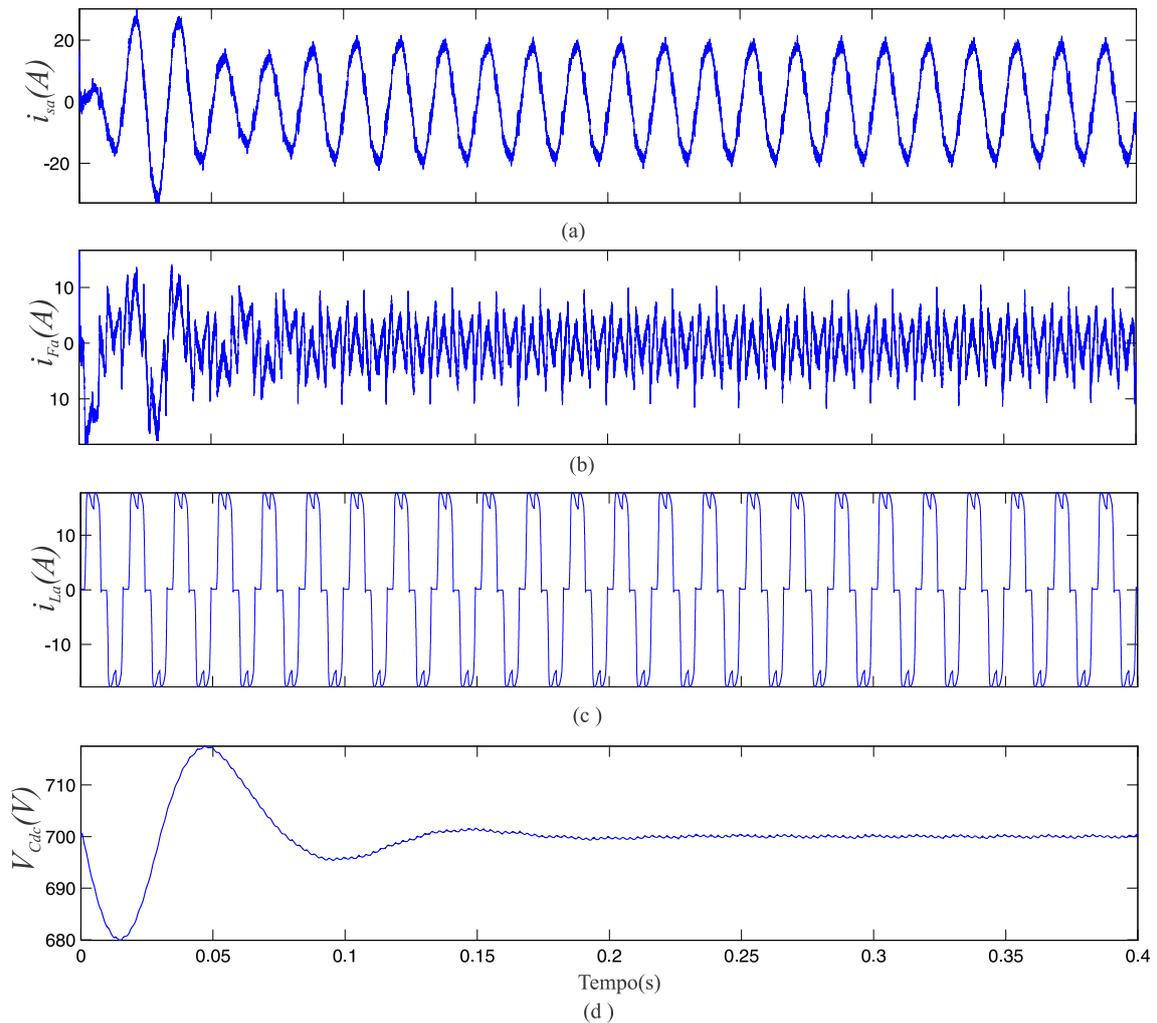


Figura 2.16 – Operação em regime permanente para o controlador PI: (a) i_{sa} (THD = 9,13%); (b) i_{Fa} ; (c) i_{La} (THD = 23,9%); (d) V_{Cdc} .

Nas figuras 2.16 e 2.17 são mostradas as formas de onda da corrente da rede, da corrente requerida pela carga não linear (um retificador a diodos), a corrente do filtro e a tensão do barramento CC.

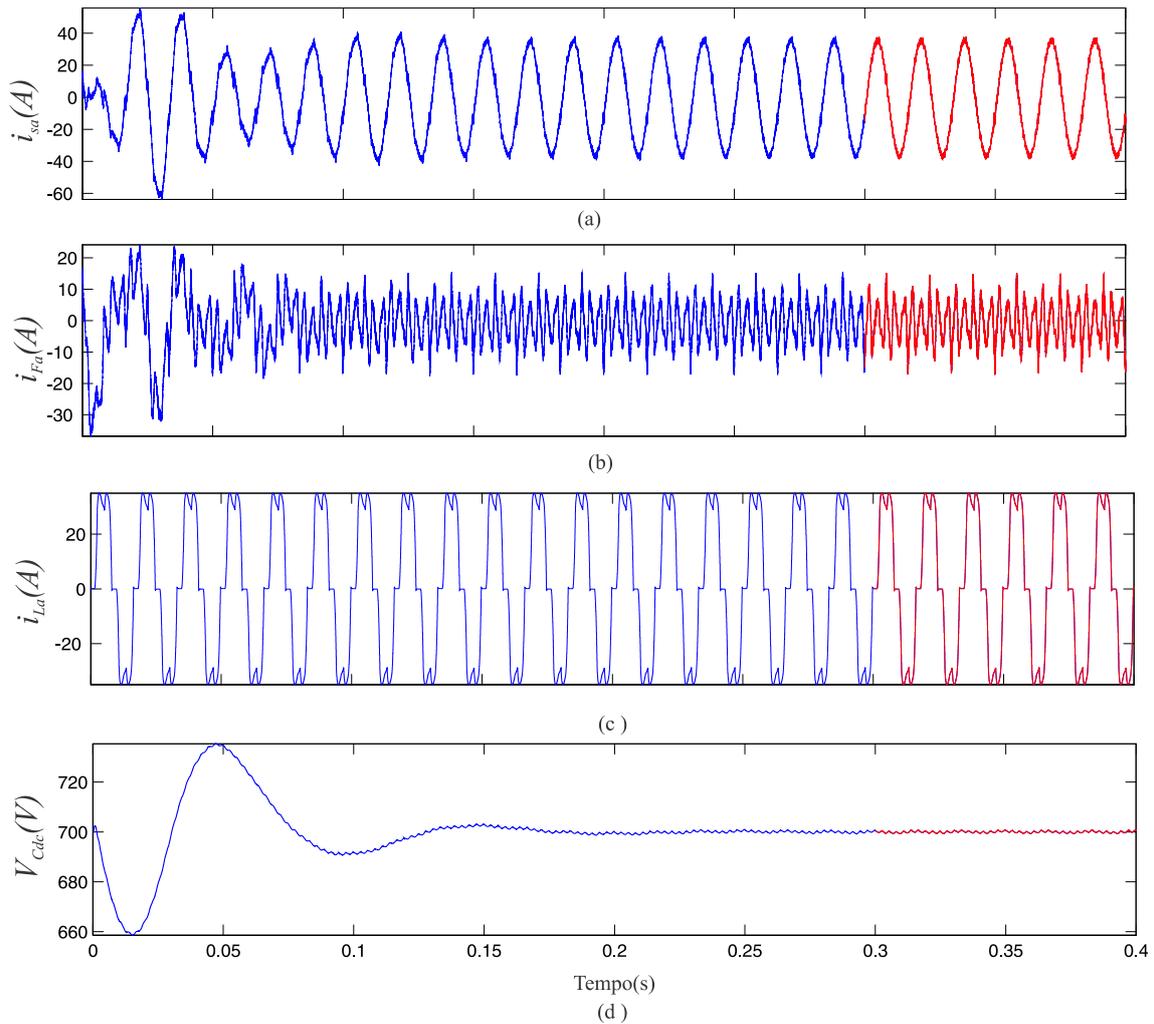


Figura 2.17 – Operação em regime permanente para o controlador PI-MRI: (a) i_{sa} (THD = 3,53%); (b) i_{Fa} ; (c) i_{La} (THD = 23,9%); (d) V_{Cdc} .

Na Figura 2.16, devido a característica da mudança do sistema de coordenadas, apenas a componente fundamental da corrente é vista como uma grandeza constante pelo controlador PI. Isso ocorre porque o sistema de eixos é sincronizado com a frequência fundamental da rede. Dessa maneira as componentes harmônicas da corrente ainda são tratadas, pelo controlador PI, como grandezas oscilantes. Como consequência, a filtragem de tais componentes não é efetiva [16]. A THD medida da corrente da rede i_{sa} é de 9,13%.

O resultado da simulação do controlador PI-MRI é mostrado na Figura 2.17. Devido à existência de um integrador em referencial harmônico para cada frequência

harmônica que se deseja filtrar, neste caso específico 7° e 11°, o desempenho deste controlador é melhor em relação ao anterior. A THD da corrente da rede i_{sa} para esse caso é de 3,53 %.

Os resultados confirmam a expectativa de um desempenho mais fraco do controlador PI. Por outro lado a técnica PI-MRI, com sua característica de compensação harmônica seletiva, apresenta um melhor desempenho. Na Tabela 2.5 os dados mostrados deixam evidente a característica da filtragem específica do PI-MRI para os harmônicos desejados.

Tabela 2.5: Comparação da distorção do 7° e 11° harmônicos para controle PI e PI-MRI.

Ordem Harmônica	Distorção harmônica (%)	
	PI	PI MRI
7 ^a	1,86	0,34
11 ^a	2,06	0,71

2.9 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um estudo do filtro ativo paralelo tradicional, detalhando a escolha da referência de corrente e estratégia de controle a partir de resultados de simulações utilizando o *Simulink* do MATLAB®. Tais resultados demonstraram que a estratégia de controle de corrente baseada na compensação seletiva dos harmônicos (PI-MRI) é mais eficaz que a estratégia clássica PI. Apesar da complexidade dos algoritmos de controle crescer à medida que mais harmônicos são compensados, o controlador PI-MRI é o mais atraente, já que usa apenas estruturas com transformação rotacional e integradores, que podem ser obtidas em microcontroladores e processadores de sinais digitais.

3 | Filtro Híbrido de Baixo Custo

Neste capítulo é apresentado um estudo do filtro híbrido descrito em [9]. Para permitir uma comparação justa, a organização deste capítulo ocorre de maneira análoga ao capítulo anterior, detalhando a escolha da referência de corrente e estratégia de controle a partir de resultados de simulações utilizando o Simulink do MATLAB®.

3.1 Princípio de Funcionamento

Os filtros híbridos se propõem a combinar as características dos filtros passivos e ativos, buscando melhorar a filtragem da parte passiva e diminuir a potência da parte ativa. Vale salientar que nesta configuração ambos os filtros, passivo e ativo, executam a mesma função e se qualquer um deles não efetuar sua ação, o desempenho da filtragem é afetado. Os filtros híbridos podem ser conectados em série ou em paralelo.

3.1.1 Filtro híbrido usando transformador em série com a rede elétrica

A Figura 3.1 mostra uma combinação de um filtro ativo série e um filtro passivo paralelo [24]. O filtro ativo conectado em série com a fonte tem o papel de isolar harmônicos entre a carga e a fonte, ao passo que o filtro passivo em paralelo com a carga suprime os harmônicos de corrente produzidos pela carga.

A Figura 3.2 mostra circuitos monofásicos equivalentes ao sistema da Figura 3.1. Assumindo que o filtro ativo é uma fonte ideal de tensão controlada V_c e que a carga é uma fonte de corrente i_L , a Figura 3.1 pode ser redesenhada como mostrado na Figura 3.2(a), onde Z_s é a impedância da fonte e Z_F é a impedância total do filtro.

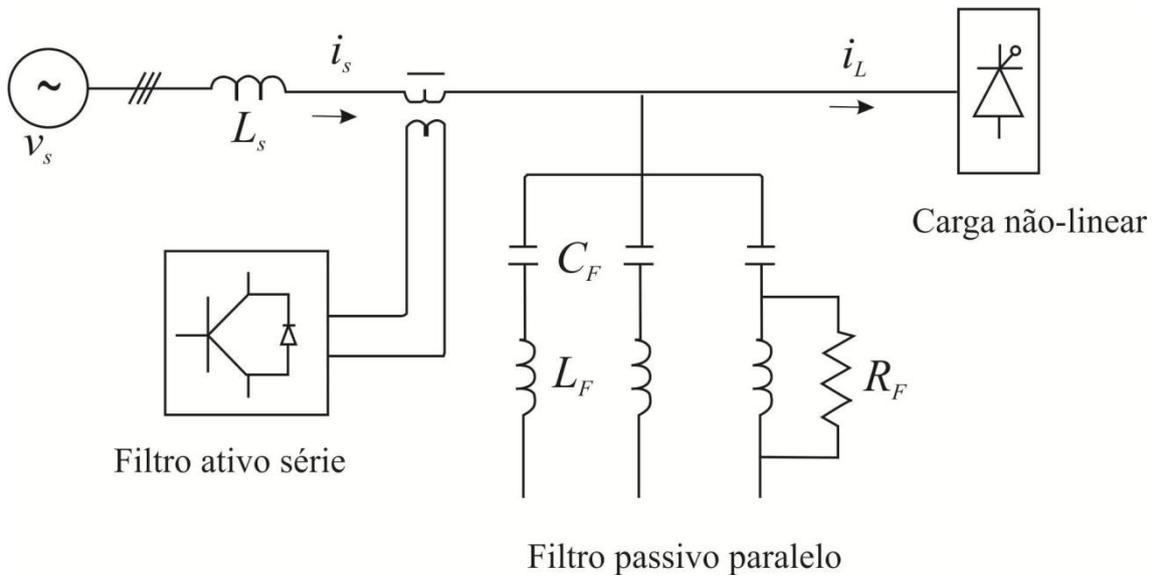


Figura 3.1 - Combinação de um filtro ativo série e um filtro passivo paralelo com transformador conectado à rede.

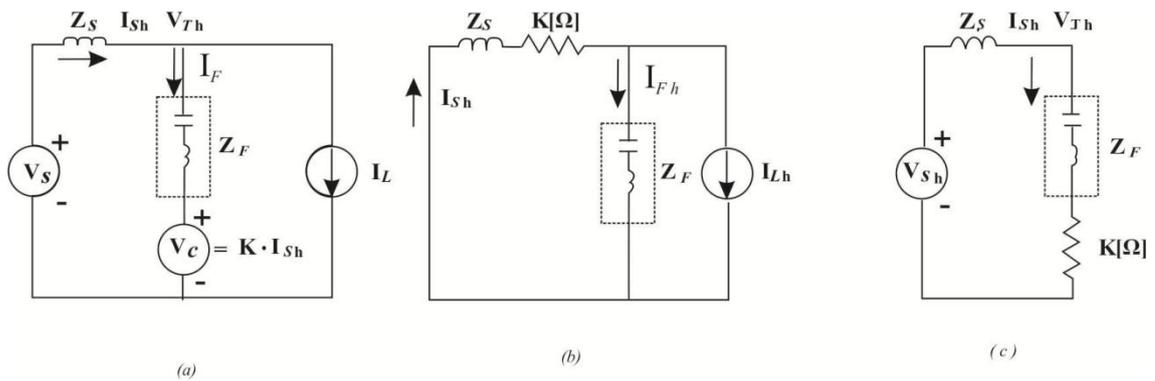


Figura 3.2 Circuitos equivalentes do filtro híbrido usando transformador em série com a rede elétrica: (a) circuito monofásico; (b) circuito para I_{Lh} ; (c) circuito para V_{Sh} .

Quando não houver ação de filtragem ativa ($K=0$), a corrente harmônica da carga é compensada pelo filtro passivo, que depende da relação entre Z_s e Z_f . Logo, a partir da Figura 3.2(b), a corrente harmônica da fonte I_{Sh} é dada por:

$$I_{Sh} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} I_{Lh}. \quad (3.1)$$

Caso a impedância da fonte seja tão pequena ($|Z_s| \approx 0$) ou a menos que o filtro passivo esteja sintonizado para harmônicos de frequências gerados pela carga

($|Z_f| \gg |Z_s|$), as características de filtragem não seriam obtidas. Além disso, a ressonância paralela entre Z_s e Z_f ocorre em frequências específicas ($|Z_f + Z_s| \approx 0$), acarretando no fenômeno de amplificação harmônica, onde uma quantidade muito maior de harmônicos de corrente do que na carga flui na fonte.

Quando o filtro ativo é conectado e controlado como uma fonte de corrente, tem-se:

$$V_c = K \cdot I_{Sh} \quad (3.2)$$

e o filtro ativo força todos os harmônicos contidos na corrente de carga a fluir no filtro passivo de modo que nenhum harmônico de corrente flui na fonte. A função do filtro ativo é resolver os problemas existentes no uso isolado do filtro passivo. Ainda também nenhuma tensão fundamental é aplicada ao filtro ativo. Isto resulta em uma redução significativa de tensão para o filtro ativo.

Considerando que V_S é senoidal, pode-se analisar a característica de filtragem para as correntes harmônicas da carga a partir das equações da corrente harmônica da fonte I_{Sh} , da tensão harmônica terminal V_{Th} , e da tensão de saída do filtro ativo V_c , a seguir:

$$I_{Sh} = \frac{Z_f}{K + Z_s + Z_f} I_{Lh} \quad (3.3)$$

$$V_{Th} = V_{Sh} - Z_s I_{Sh} = \frac{Z_f Z_s}{K + Z_s + Z_f} I_{Lh} \quad (3.4)$$

$$V_c = K I_{Sh} = \frac{K Z_f}{K + Z_s + Z_f} I_{Lh}. \quad (3.5)$$

A equação (3.3) mostra que, em termos de I_{Sh} , a Figura 3.2(a) é equivalente à Figura 3.2(b). O resultado disto é que um resistor puro $K(\Omega)$ é conectado em série com Z_s conforme a Figura 3.2(b). Caso $K \gg |Z_f|$, todas as correntes harmônicas produzidas pela carga seriam absorvidas pelo filtro passivo. Caso $K \gg |Z_s|$, K determinaria as características de filtragem. Além disso, K funciona com um resistor para evitar a

ressonância paralela entre Z_s e Z_f .

Assumindo que não existe carga, $I_{Lh}=0$ na Figura 3.2(a), pode-se analisar os harmônicos presentes na tensão da fonte. O filtro ativo passa a se comportar apenas com um resistor puro $K(\Omega)$, como mostrado na Figura 3.2(c), e as equações seguintes são obtidas:

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{K + Z_s + Z_f} \quad (3.6)$$

$$V_{Th} = \frac{K + Z_f}{K + Z_s + Z_f} V_{Sh} \quad (3.7)$$

$$V_C = \frac{K}{K + Z_s + Z_f} V_{Sh}. \quad (3.8)$$

Caso $K \gg |Z_s + Z_f|$, V_{Sh} seria aplicada ao filtro ativo. Isto previne que correntes harmônicas ocasionadas por V_{Sh} circulem pelo filtro passivo.

A estrutura do filtro híbrido usando transformador em série com a rede elétrica, descrita nesta seção, pode ter uma potência da ordem de 1 a 2% da potência do filtro passivo, sendo pequeno e de baixo custo. Entretanto, esse filtro apresenta dificuldades na implementação, conforme discutido em [26]. Estas dificuldades são encontradas na conexão série do conjunto inversor/transformador com o sistema elétrico e pela fonte V_c , que quando sintetizada por inversores necessita de uma fonte externa no seu lado CC. Apesar de ser uma fonte de pequena potência, o fato da sua existência é considerado um problema adicional. Desta forma, essa estrutura não será explorada neste trabalho.

3.1.2 Filtro híbrido sem transformador

Um filtro híbrido sem transformador, voltado para compensação de harmônicos de corrente, foi proposto em [9]. Essa topologia consiste de um inversor trifásico conectado diretamente ao PCC através de um filtro LC, como mostrado na Figura 3.3.

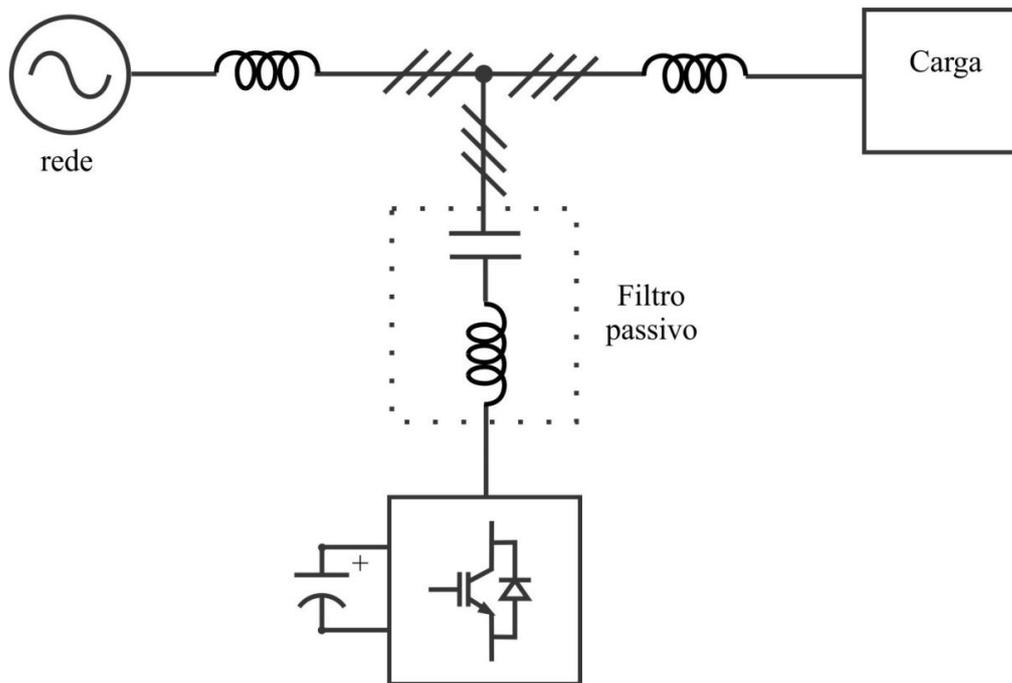


Figura 3.3 – Filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica.

Embora usando componentes extras em relação ao filtro ativo paralelo convencional, a topologia apresenta baixo custo devido à capacidade de conexão à rede elétrica sem transformador e a presença de um filtro LC em série com o inversor, sintonizado na sétima harmônica. Isto permite que a tensão no lado CC do inversor seja reduzida a cerca de 20% do valor eficaz da tensão de linha da rede elétrica.

A topologia na Figura 3.3 apresenta muitas vantagens em relação aos sistemas convencionais baseados em filtros passivos ou ativos em paralelo no que se refere ao fluxo de correntes harmônicas. Pode-se citar como vantagens do filtro híbrido paralelo quando comparado ao filtro passivo sintonizado:

- A qualidade da filtragem é independente da impedância da rede;
- Imune aos harmônicos de tensão existentes na rede e aos valores dos componentes passivos;
- Não há ressonâncias do filtro sintonizado com a indutância da rede ou com outros elementos do sistema elétrico;

- Amplia a largura de banda dos filtros sintonizados, podendo eliminar mais de um harmônico com um único filtro passivo.

Pode-se citar como vantagens do filtro híbrido paralelo quando comparado ao filtro ativo paralelo:

- A potência do inversor é muito pequena, sendo da ordem de 10% da necessária para um filtro ativo;
- MOSFETs de potência de baixa tensão podem ser usados, conseguindo menores perdas do inversor, maior frequência de chaveamento e menor custo;
- menor tensão do barramento CC;
- Menor número de sensores de corrente (três ao invés de seis) é necessário;
- A extrapolação de filtros híbridos a redes de média tensão é mais simples que no caso de filtros ativos.

No filtro híbrido paralelo, o inversor é o elemento responsável pelo controle das correntes do filtro, tendo o papel de uma fonte de tensão. O controle do sistema se encarrega de fornecer as referências para que a tensão gerada pelo inversor se converta em uma corrente que absorva os harmônicos da carga.

Do ponto de vista ideal, o inversor deveria se comportar como uma fonte de tensão linear, capaz de fornecer em todo momento as tensões indicadas pelo sistema de controle. Devido às características do inversor, esse comportamento é impossível e só existe uma determinada faixa de operação na qual a resposta do sistema poderia ser considerada linear. Nesse sistema não linear, o controle da tensão de saída se realiza com a mudança de estado do inversor, mediante o chaveamento dos semicondutores que constituem o mesmo. Portanto, a tensão de saída apresenta um valor médio que deve coincidir com o valor de referência, mais uma ondulação, que depende da sucessão dos diferentes estados de chaveamento do inversor. Por isto, para minimizar a amplitude da

corrente de alta frequência injetada na rede, é desejável que a frequência de chaveamento seja a mais alta possível.

O fato de poder utilizar inversores com tensões do barramento CC muito inferiores às tensões da rede faz com que os harmônicos de corrente de alta frequência injetados na rede pelo inversor sejam muito inferiores aos de um filtro ativo de mesma potência. Ao poder reduzir a tensão do barramento CC, a potência total do inversor é reduzida e com isso também há uma redução de custo.

3.2 Cálculo do Filtro Passivo

Algumas razões de se utilizar um filtro LC sintonizado na 7^a harmônica (segunda harmônica mais dominante neste tipo de carga), ao invés de usar em outra frequência, são descritas a seguir [9]:

- Menos volumoso e menos caro que um sintonizado na 5^a harmônica de frequência;
- Apresenta impedâncias mais baixas para 11^a e 13^a harmônicas de frequência do que as do filtro sintonizado na 5^a harmônica;
- Características de filtragem para a 5^a harmônica podem ser significativamente melhoradas com a aplicação do controle *feedforward* que será apresentado na sequência do trabalho.

No filtro passivo série, a frequência de ressonância, f_0 , é determinada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3.9)$$

Observa-se que existem infinitas combinações de L e C que resultam na mesma frequência de ressonância, sendo ainda necessário considerar que a impedância do filtro LC deveria ser a menor possível contribuindo para boas características de filtragem. Portanto são definidos outros critérios para a escolha desses parâmetros.

O critério utilizado considera que o indutor pode ser construído de maneira a apresentar a indutância desejada e o capacitor possui valores já determinados pelo mercado. Logo é mais conveniente reestruturar (3.9) da forma a seguir:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}. \quad (3.10)$$

Um parâmetro considerado no projeto do filtro passivo é o consumo de potência reativa na frequência fundamental, f_1 . A potência reativa trifásica é calculada por:

$$Q_1 = 3 \frac{V_{fase-neutro}^2}{|Z_1|}, \quad (3.11)$$

onde

$$|Z_1| = \left| \omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C} \right| = \left| 2\pi f_1 L - \frac{1}{2\pi f_1 C} \right|. \quad (3.12)$$

Como a frequência de ressonância do filtro série é projetada de forma que seja maior que a frequência fundamental, a potência reativa Q_1 será sempre capacitiva, ou seja, o filtro fornecerá reativo à rede elétrica.

A corrente de frequência fundamental consumida pelo filtro série é dada por:

$$I_1 = \frac{V_{fase-neutro}}{|Z_1|}. \quad (3.13)$$

Essa corrente sempre circulará pelo filtro passivo série, independente de haver harmônicas de tensão da rede ou na corrente de carga. A corrente nominal dos elementos L e C devem considerar a corrente I_1 mais as componentes de corrente harmônica que se deseja filtrar.

No caso do filtro híbrido em questão, outro parâmetro considerado é a atenuação do filtro série passivo à componente de alta frequência injetada pelo inversor. Quanto maior a atenuação, menor será o ruído injetado na rede elétrica.

Na Figura 3.4 é mostrado o diagrama de Bode para três diferentes configurações de filtro série, porém com mesma frequência de ressonância, $f_0 = 420\text{Hz}$. Observa-se que quanto menor a capacitância (consequentemente maior a indutância) maior será a atenuação para a componente na frequência de chaveamento do inversor, f_s .

Também é possível concluir da Figura 3.4 que capacitâncias menores resultam em maior impedância para a frequência fundamental e consequentemente menor corrente fundamental e menor injeção de potência reativa. Porém a capacitância não pode ser tão baixa quanto se deseje porque a corrente nominal do capacitor (I_R) é diretamente proporcional a sua capacitância. A capacidade de atenuação dos harmônicos da corrente do filtro série está limitada a corrente máxima do capacitor e indutor.

3.2.1 Escolha do capacitor e indutor

Existe uma grande variedade de tipos de capacitor com diferentes características e aplicações. Para operação como filtro harmônico de potência, os capacitores devem apresentar características específicas que garantam o comportamento desejado.

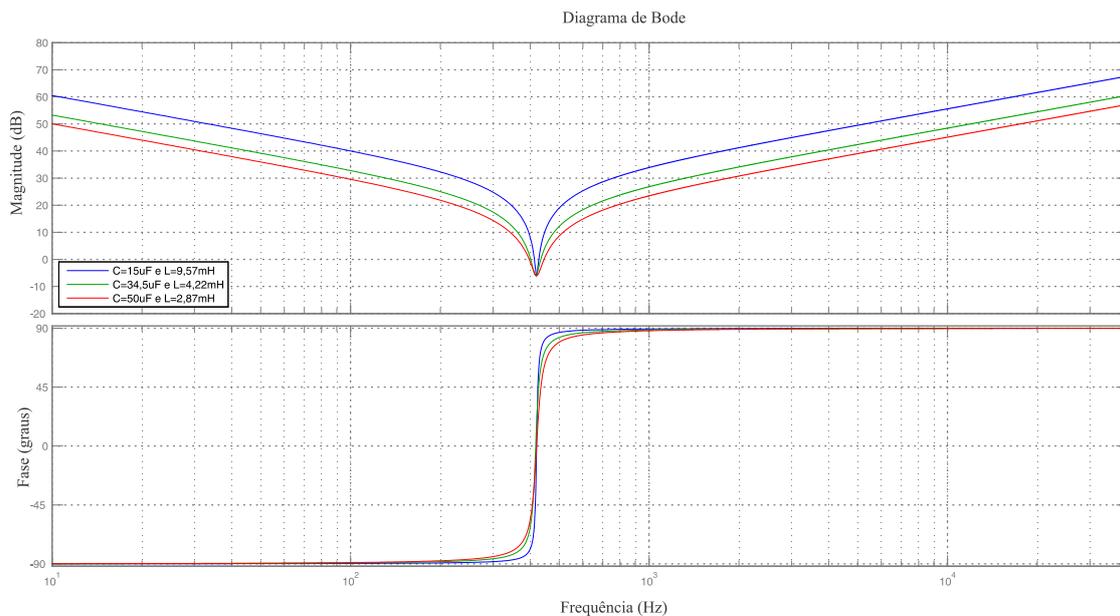


Figura 3.4 - Diagrama de Bode para três configurações de filtro LC série com

$$f_0 = 420\text{Hz} \text{ resist\~encia s\~erie } 0,5\Omega.$$

Alguns fabricantes recomendam para essa aplicação capacitores do tipo MKV (filme polipropileno com eletrodos de papel metalizado impregnado com óleo). Entretanto, a maioria dos capacitores MKV são fabricados na versão trifásica conectado em delta, desta forma impossibilitando a sua utilização no filtro híbrido. Portanto foram escolhidos os capacitores da série *PhiCap* do tipo MKP (polipropileno metalizado) do fabricante EPCOS, comumente utilizados para correção de fator de potência. Para a tensão nominal de 400 V, a EPCOS possui capacitores MKP de 15, 33, 50, 66, 84 e 99 μF .

Na Tabela 3.1 são mostradas possíveis configurações para o filtro série utilizando alguns desses capacitores. Também são mostradas na Tabela 3.1 algumas características do filtro para cada configuração apresentada. Os parâmetros I_R e C_R são a corrente nominal e a capacitância nominal do capacitor, respectivamente. Os valores de potência reativa e corrente fundamental foram obtidos considerando uma rede trifásica de 380 V e frequência de 60 Hz.

O capacitor de 15 μF possui corrente nominal muito baixa, apenas 2,3 A. Além disso, esse capacitor resulta em uma indutância elevada (9,57 mH) que acarreta em um indutor pesado e volumoso. Logo este capacitor de 15 μF foi desconsiderado.

Tabela 3.1: Possíveis configurações para o filtro série (sintonizado na 7ª harmônica – $f_o = 420Hz$) e suas principais características.

Parâmetros do Capacitor			Parâmetros do Filtro		Características do Filtro		
Tipo	$I_R(A)$	$C_R(\mu F)$	$C_R(\mu F)$	$L(mH)$	$ Z _1(\Omega)$	$Q(kVAr)$	$I_I(A)$
MKP400-I-0.8	2,3	15	15	9,57	173,23	0,84	1,27
MKP400-I-1.7	5,0	33	33	4,35	78,74	1,84	2,79
MKP400-I-2.5	7,5	50	50	2,87	51,97	2,79	4,23
MKP400-I-3.3	10,0	66	66	2,18	39,37	3,69	5,59
MKP400-I-4.2	12,5	84	84	1,71	30,93	4,69	7,11

Os capacitores de 66 μF e 84 μF consomem muita potência reativa (3,69 e 4,69 kVAr, respectivamente) e, portanto também foram desconsiderados. Optou-se pela configuração de filtro com o capacitor de 33 μF e indutância de 4,35 mH.

O capacitor de 33 μF possui corrente nominal $I_R = 5$ A, porém o fabricante afirma que ele pode operar continuamente com $1,5 I_R$, ou seja, 7,5 A. Dessa forma a potência nominal do filtro híbrido será 4,95 kVA. A corrente de frequência fundamental que circulará continuamente por esse capacitor é 2,79 A, conforme mostrado na Tabela 3.1.

O indutor foi confeccionado por uma empresa especializada para atender aos requisitos listados na Tabela 3.2. A corrente que circula pelo indutor é a mesma do capacitor, porém foi especificado um indutor de 10 A para assegurar que ele não opere na saturação para correntes de até 7,5 A (máxima corrente que circulará pelo filtro série).

3.3 Geração de Referência e Controle de corrente

De maneira a implementar o controle para que o filtro injete na rede as correntes harmônicas da carga, as correntes da rede são medidas e as componentes de sequência positiva e frequência fundamental são determinadas e separadas. As componentes harmônicas devem ser fornecidas pelo filtro híbrido. Um ganho proporcional é aplicado às mesmas para serem obtidas as tensões de referência.

Tabela 3.2: Características do indutor do filtro LC.

Parâmetro	Valor
Indutância Nominal	4,35mH
Corrente Nominal	10 A _{RMS}
Resistência do enrolamento a 420Hz	< 0,5 Ω
Frequência de operação	10 kHz

Um bloco SRF-PLL (*Synchronous Reference-Frame Phase-Locked Loop*) [13] é empregado para obter a posição angular do vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental, bem como a frequência angular do vetor de quinto harmônico de sequência negativa.

As correntes da rede medidas servem de entrada para um bloco de transformação para o referencial dq orientado pela posição angular do vetor de sequência positiva e frequência fundamental. As correntes de saída i_{d1} e i_{q1} são, então, as componentes de corrente responsáveis pela produção de potência ativa instantânea e potência reativa instantânea [24], respectivamente. As componentes fundamentais de sequência positiva das correntes da rede correspondem às componentes contínuas de i_{d1} e i_{q1} . Assim, um filtro passa-altas pode ser empregado para extrair as parcelas de corrente alternada (CA) de i_{d1} e i_{q1} (Figura 3.5). Essas componentes devem ser fornecidas pelo filtro híbrido e, para tanto, considerando controle proporcional, tensões proporcionais às mesmas são produzidas pelo inversor do filtro híbrido.

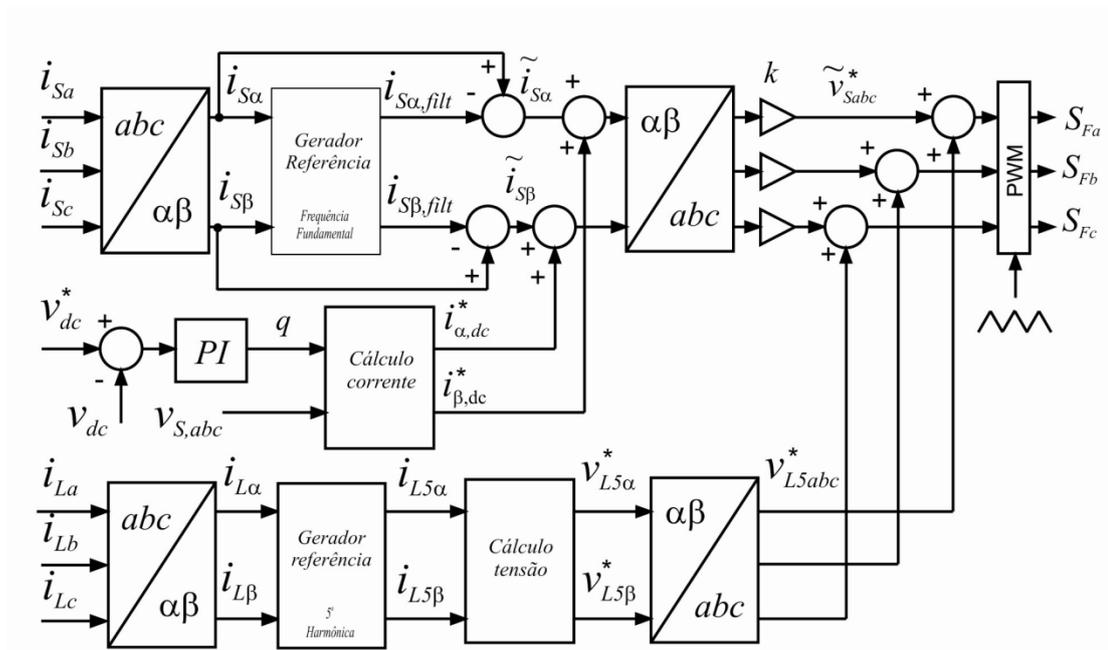


Figura 3.5 - Diagrama em blocos do controle do filtro híbrido sem transformador.

Considerando que, tipicamente, cargas trifásicas não lineares têm um elevado conteúdo de componentes de quinto harmônico, uma compensação *feedforward* é também incluída no sistema de controle.

A tensão e a corrente no referencial síncrono na frequência do quinto harmônico podem ser calculadas a partir do referencial estacionário $\alpha\text{-}\beta$, como a seguir [9]:

$$v_{dq5} = v_{\alpha\beta} e^{-j\omega_5 t} \quad (3.14)$$

$$i_{dq5} = i_{\alpha\beta} e^{-j\omega_5 t} \quad , \quad (3.15)$$

onde $\omega_5 (= -5 \omega_1)$ é o quinto harmônico e ω_1 é a frequência fundamental. As relações de corrente e tensão são dadas por:

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta} \quad (3.16)$$

$$i_{\alpha\beta} = i_{\alpha} + ji_{\beta} \quad (3.17)$$

$$v_{dq5} = v_{d_5} + jv_{q_5} \quad (3.18)$$

$$i_{dq5} = i_{d_5} + ji_{q_5} \quad (3.19)$$

Nota-se que o quinto harmônico de tensão ou corrente corresponde a uma componente de sequência negativa no sistema trifásico balanceado. A impedância do filtro passivo LC no referencial estacionário $\alpha\text{-}\beta$ é:

$$Z_F(s) = R_F + sL_F + \frac{1}{sC_F} \quad (3.20)$$

Considerando-se que a função de transferência $G(s)$ no referencial estacionário é representada pela função de transferência $G(s+j\omega)$ no referencial rotacional na frequência angular ω , a impedância do filtro passivo LC no referencial rotacional na frequência do quinto harmônico pode ser obtida por:

$$Z_{F_{dq5}}(s) = R_F + (s + j\omega_5)L_F + \frac{1}{(s + j\omega_5)C_F} \quad (3.21)$$

A impedância do filtro passivo LC em regime permanente pode ser obtida ao substituir $s = 0$ em (3.21):

$$Z_{F_{dq_5}}(0) = R_F + j\omega_5 L_F + \frac{1}{j\omega_5 C_F}. \quad (3.22)$$

Potanto a tensão de referência *feedforward* é dada por:

$$v_{dq_5}^* = \left\{ R_F + j \left(\omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F} \right) \right\} \bar{i}_{L_{dq_5}}, \quad (3.23)$$

onde $\bar{i}_{L_{dq_5}}$ é a corrente de carga do quinto harmônico no referencial rotacional.

Para implementar essa ação de controle, realiza-se uma transformação das correntes de fase da carga para o referencial *dq* girante na velocidade angular -5ω . Assim, as componentes de corrente de quinto harmônico de sequência negativa tornam-se contínuas no tempo e podem ser separadas das demais componentes pelo uso de um filtro passa-baixas.

Uma vez obtidas essas componentes de corrente, as equações do filtro no referencial girante à velocidade -5ω são usadas para calcular as componentes de tensão que devem ser impostas pelo filtro ativo de modo que o mesmo forneça exatamente essas correntes harmônicas. As tensões de referência a serem aplicadas no inversor podem ser calculadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{d_5}^* \\ v_{q_5}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_F & -\omega_5 L_F + \frac{1}{\omega_5 C_F} \\ \omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F} & R_F \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

Vale salientar que se o filtro fornecer essas componentes de corrente, elas deixarão de circular pela rede, fazendo com que o controle realimentado fique responsável apenas pelas demais componentes harmônicas.

Ações *feedforward* para imposição de outras componentes harmônicas das correntes da carga poderiam ser também incluídas. Porém, o uso apenas da ação para a componente dominante (de quinto harmônico) já leva geralmente a resultados satisfatórios.

3.4 Controle da Tensão do Barramento CC

O barramento CC é carregado e tem sua tensão controlada através da própria corrente do filtro híbrido, sem a necessidade de suprimento através de uma fonte externa de energia. Para isso, o filtro híbrido precisa absorver potência ativa sempre que esta tensão estiver abaixo do valor de referência ou fornecer potência ativa em caso contrário. O controle da tensão do barramento CC é, então, realizado regulando-se a corrente de sequência positiva e frequência fundamental, de modo que haja um fluxo de potência ativa instantânea da rede para o filtro sempre que a tensão do barramento CC estiver abaixo do valor nominal e vice-versa. Os valores da corrente de sequência positiva e frequência fundamental são definidos por um controlador proporcional-integral (PI) cuja entrada é o erro de tensão do barramento CC.

3.5 Resultado das Simulações

O filtro híbrido sem transformador foi simulado usando o ambiente MATLAB®/Simulink. Os parâmetros do sistema e do controle são apresentados nas tabelas 3.3 e 3.4, respectivamente.

Tabela 3.3: Parâmetros do sistema para o filtro híbrido sem transformador.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tensão da fonte, V_s	220	V
Tensão do barramento CC, v_{dc}	80	V
Indutância do Filtro, L_f	4,22	mH
Capacitância do Filtro, C_f	34,5	μF
Resistência do Filtro de saída, R_f	0,01	Ω
Frequência de chaveamento, f_s	20	kHz
Capacitância do Barramento CC, C_{dc}	4700	μF

Os resultados das simulações em regime permanente do filtro híbrido sem transformador são apresentados nas Figuras 3.6 e 3.7.

Tabela 3.4: Parâmetros do controle para o filtro híbrido sem transformador.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional de corrente, k	30
Ganho proporcional do barramento CC, k_{pC}	0,05
Ganho integral do barramento CC, k_{iC}	4,7
Ganho Proporcional do PLL, k_{ppll}	60
Ganho Integral do PLL, k_{ipll}	1400

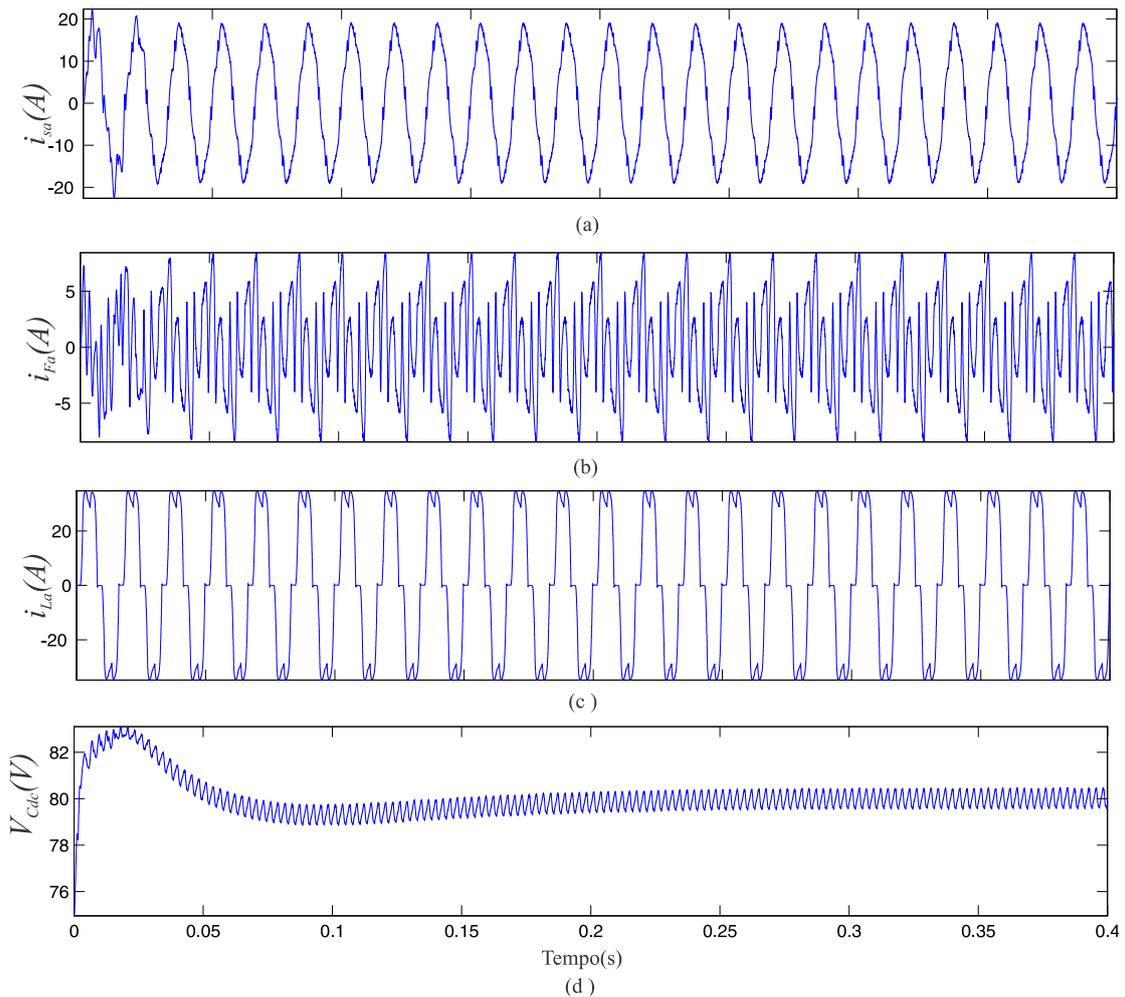


Figura 3.6 - Operação em regime permanente para o filtro híbrido sem ação *feedforward*: (a) i_{sa} (THD = 8,3 %); (b) i_{Fc} ; (c) i_{La} (THD = 25,95 %); (d) V_{Cdc} .

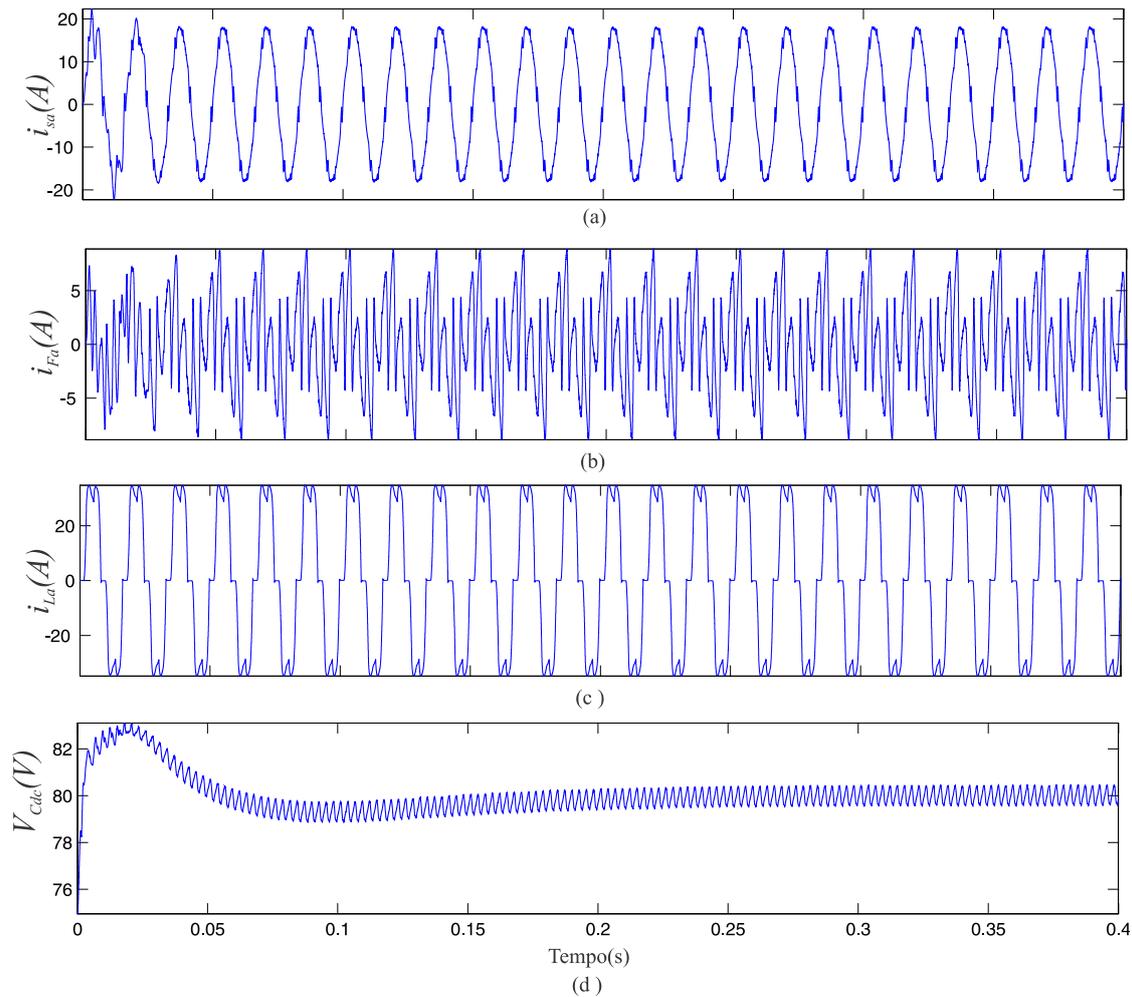


Figura 3.7 - Operação em regime permanente para o filtro híbrido: (a) i_{sa} (THD = 6,32 %); (b) i_{Fa} ; (c) i_{La} (THD = 25,95 %); (d) V_{Cdc} .

Nas figuras 3.6 e 3.7 são mostradas as formas de onda da corrente da rede, da corrente do filtro, da corrente requerida pela carga não linear (um retificador a diodos) e da tensão no barramento CC com a simulação do filtro híbrido sem transformador. Na Figura 3.6, o filtro ainda funciona sem ação *feedforward*. A THD medida da corrente da rede i_{sa} é de 8,3 %. Na Figura 3.7 são mostradas as formas de onda do filtro híbrido com a ação *feedforward*. A THD medida da corrente da rede i_{sa} é de 6,32 %.

A Tabela 3.5 mostra a THD de i_{La} e i_{sa} , e a razão de cada harmônico de corrente em relação a corrente fundamental. A corrente de carga contém uma maior quantidade de quinto harmônico e sua THD atinge o valor de 25,95%.

Tabela 3.5: THD de correntes e razão de harmônicos pela corrente fundamental.

	5°	7°	11°	13°	THD
i_{La}	22,48	9,37	7,18	3,67	25,95
i_{sa} (Figura 3.6)	5,72	0,28	2,93	2,49	8,30
i_{sa} (Figura 3.7)	0,80	0,40	3,11	2,71	6,32

Fica evidente o efeito da ação *feedforward*, quando se compara as duas razões do quinto harmônico. Na primeira simulação sem ação *feedforward*, $i_{s5} = 5,72\%$ e na posterior com ação *feedforward*, $i_{s5} = 0,8\%$.

3.6 Comparação de Custos

Para uma comparação justa, os custos médios dos componentes utilizados em ambas as topologias, filtro ativo e filtro híbrido sem transformador são relacionados considerando que os dois dispositivos foram configurados para atender sistemas de parâmetros iguais no que tange as variáveis de carga e fonte, ou seja, mesmos níveis de tensão e carga com mesmo comportamento harmônico.

Considerando que o nível de tensão do barramento CC do filtro ativo, detalhado no Capítulo 2, é de 700 V e que segundo [28] faz-se necessário adotar uma margem de segurança de 33% para as tensões das chaves IGBTs (a mesma utilizada em inversores comerciais), conclui-se que os IGBTs teriam uma tensão nominal mínima de 930 V. Portanto, IGBTs comerciais de 1200 V são escolhidos.

Como já explorado neste capítulo há uma redução no valor da tensão do barramento CC para o filtro híbrido, neste caso específico da ordem de dez vezes. Logo, de maneira análoga, o valor da tensão do barramento CC do filtro híbrido sendo 70 V, o mínimo nível de tensão das chaves precisa ser 93 V. Com isso, para efeitos de pesquisa de custo, foram cotados MOSFETs de 100 V, que produzem uma queda de tensão de 0,1 a 0,2 V na sua faixa de operação.

Tabela 3.6: Comparação proporcional dos custos das chaves semicondutoras.

Componente	Quantidade	Proporção
MOSFET – 100 V	6	X
IGBT – 1200 V	6	7,5 X

A Tabela 3.6 apresenta a comparação proporcional dos custos das chaves semicondutoras que compõem o inversor das duas topologias discutidas.

3.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um estudo do filtro híbrido. Inicialmente foi realizada uma breve explanação do filtro híbrido com transformador em série com a rede elétrica e posteriormente de maneira mais detalhada foi explorado o filtro híbrido sem transformador.

Ao detalhar esta topologia foi apresentado um modo de calcular os componentes do filtro passivo LC que compõe o sistema. Além disto, foi apresentado como obter a referência de corrente e a estratégia de controle da corrente e da tensão do barramento CC.

A partir de resultados de simulações utilizando o *Simulink* do MATLAB®, foi possível comparar os resultados com e sem ação da compensação *feedforward*. Tais resultados demonstraram que a estratégia de controle que utiliza a ação *feedforward* se mostrou eficaz para compensar os harmônicos da corrente da carga, que aliada a não necessidade de conexão de um transformador a rede elétrica e a ausência de uma fonte de energia externa contribuem para simplificar o circuito de potência. Além disso, o sistema estudado consegue obter reduções de custo, tamanho e peso em relação ao filtro ativo convencional, já que verificou-se, como esperado, que as chaves semicondutoras utilizadas no filtro ativo, devido ao elevado nível de tensão possuem um custo de aquisição 7,5 vezes maior que aquelas empregadas no filtro híbrido.

4 | Resultados Experimentais

Neste capítulo é abordado o experimento do filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica com o propósito de se obter resultados que possibilitem uma validação daqueles obtidos nas simulações com o *Simulink* do MATLAB® e apresentados no capítulo anterior.

4.1 Configuração e Parâmetros do Sistema

A Figura 4.1 representa o diagrama de blocos da configuração do sistema utilizado para o experimento do filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica. O controle do filtro híbrido sem transformador conectado à rede da Figura 4.1 foi implementado no protótipo de 8,0 kVA apresentado no Capítulo 3, utilizando a frequência de comutação de 20 kHz e com a frequência de amostragem de 10 kHz.

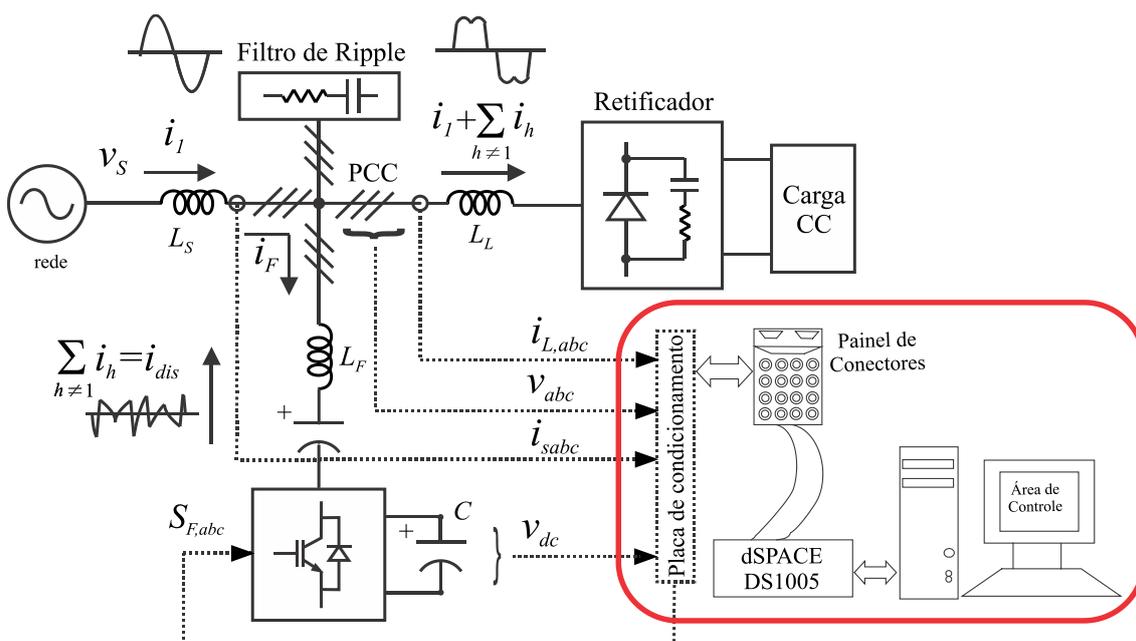


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do filtro híbrido utilizado no experimento.

A Figura 4.1 representa o diagrama de blocos da configuração do sistema utilizado para o experimento do filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica. O controle do filtro híbrido sem transformador conectado à rede da Figura 4.1 foi implementado no protótipo de 8,0 kVA apresentado no Capítulo 3, utilizando a frequência de comutação de 20 kHz e com a frequência de amostragem de 10 kHz.

O *hardware* de controle destacado na Figura 4.1 é uma implementação baseada em uma ferramenta de desenvolvimento de controle de processos chamada *dSPACE DS1005*. Uma fotografia com a visão geral do experimento é mostrada na Figura 4.2. As grandezas extraídas (medidas) a partir do sistema são: as correntes de carga, i_{Labc} , as correntes da fonte, i_{sabc} , as tensões de linha, v_{abc} , do PCC e a tensão do barramento CC, v_{dc} . Na Tabela 4.1 são mostrados os parâmetros que foram utilizados no projeto do filtro híbrido experimental.

4.2 Resultados Experimentais

Os testes foram executados tendo como carga um retificador a diodos de 8 kVA com uma carga resistiva de 33 Ω . A corrente da carga, i_{La} , e a corrente da fonte, i_{sa} , ambas da fase a , são extraídas de um osciloscópio e mostradas na Figura 4.3.



Figura 4.2 – Visão geral do experimento.

Tabela 4.1: Parâmetros do experimento.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência do Retificador a diodo	8	kVA
Tensão de Linha, v_s	350	V
Frequência da Rede, f	60	Hz
Frequência de Chaveamento, f_s	20	kHz
Indutor da Rede, L_s	2,18	mH
Indutor do Filtro, L_F	4,22	mH
Capacitor do Filtro, C_F	34,5	μF
Frequência de Ressonância, f_0	420	Hz
Capacitor do Barramento CC, C_{dc}	2350	μF
Tensão do Barramento CC, V_{Cdc}	70	V
Resistência do lado CC do retificador	33	Ω

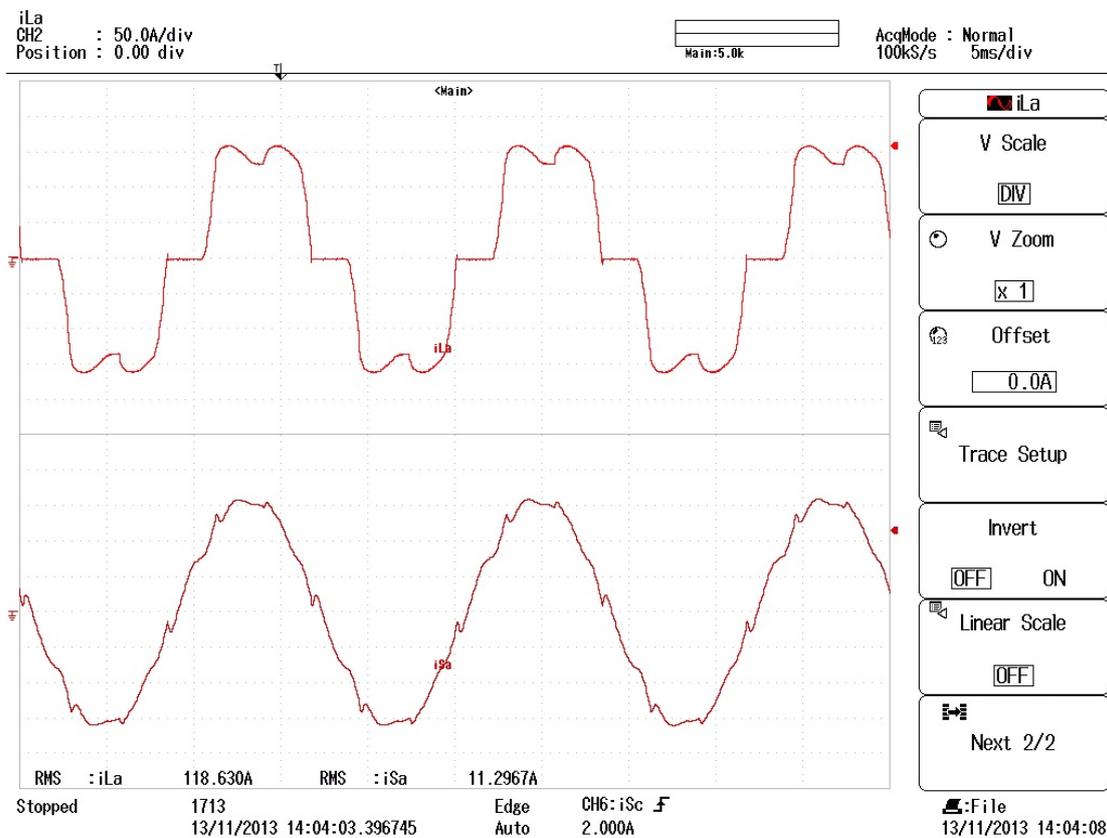


Figura 4.3 – Correntes medidas da carga (i_{La}) e da rede (i_{sa}) da fase a com $f_s = 20$ kHz.

A Figura 4.4 mostra uma tabela de valores percentuais dos harmônicos em razão da corrente fundamental da carga e da rede (fase *a*), constituídas por dados de um *Power Meter Quality* (Qualímetro) que executava as medições no decorrer dos testes.

A Tabela 4.2 resume as informações da Figura 4.4, mostrando a THD de corrente da carga e da rede, além da razão de cada harmônico pela fundamental de corrente. A THD de corrente da rede da fase *a* é reduzida para 4,0 %. O quinto harmônico de corrente da rede é reduzido para 0,9 %, confirmando o funcionamento da ação feedforward.

Na Figura 4.5 são mostradas as correntes medidas da carga (i_L) e da rede (i_s) com os mesmos parâmetros da Tabela 4.1, exceto a frequência de chaveamento, f_s , que para este caso específico foi configurada para 10 kHz.

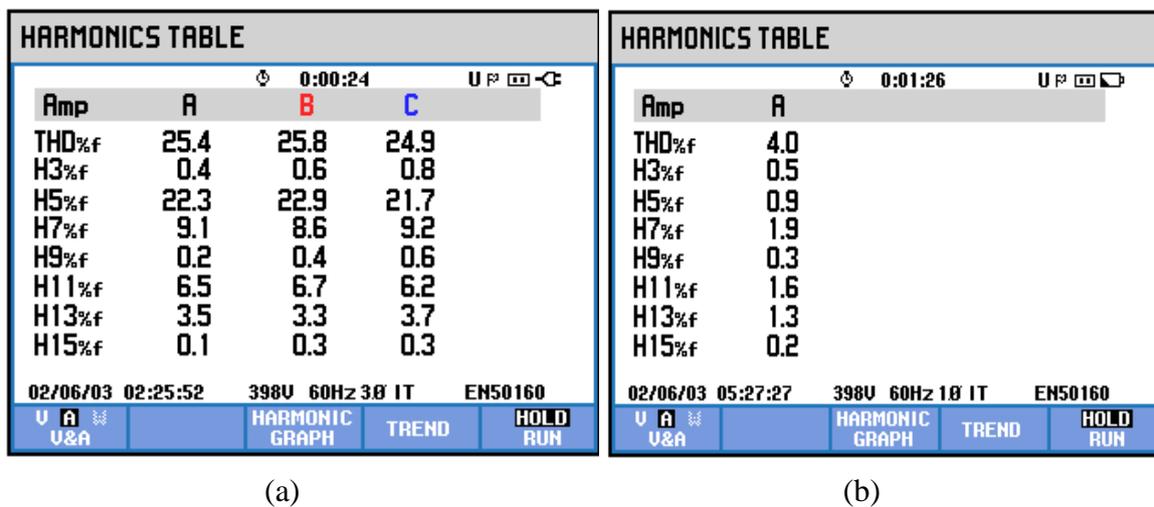


Figura 4.4 – Valores percentuais dos harmônicos de corrente medidos em razão da frequência fundamental com $f_s=20$ kHz: (a) carga e (b) rede.

Tabela 4.2: Comparação de harmônicos entre as correntes de carga e rede.

	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	THD
i_{La}	0,4	22,3	9,1	0,2	6,5	3,5	0,1	25,4
i_{sa}	0,5	0,9	1,9	0,6	1,6	1,2	0,2	4,0

Foram executadas medições de valores de harmônicos percentuais em razão da corrente fundamental, assim como no caso onde $f_s = 20$ kHz. Tais medições estão relacionadas na Figura 4.6. A Tabela 4.3 resume as informações das Figuras 4.4 e 4.6, comparando os valores de cada harmônico em razão da corrente fundamental para a corrente da rede com frequências de chaveamento de 10 kHz e 20 kHz. Pode-se concluir que ao reduzir a frequência de chaveamento, a compensação não é tão efetiva fazendo com que os resultados obtidos para a distorção harmônica sejam piores.

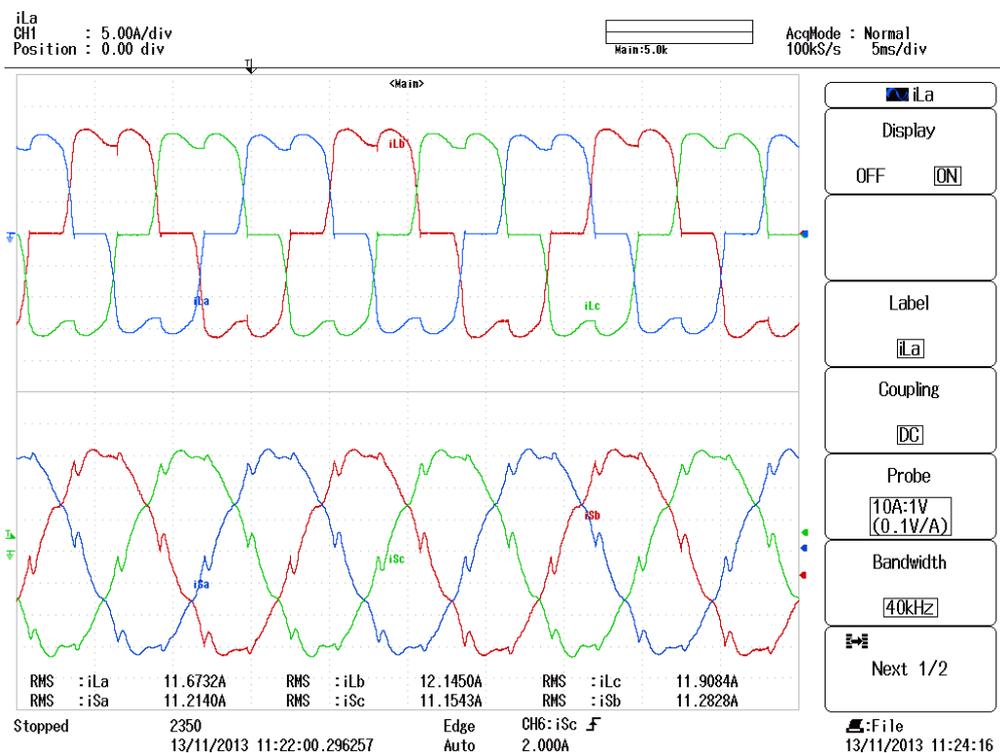


Figura 4.5 – Correntes medidas da carga (i_L) e da rede (i_s) com $f_s = 10$ kHz.

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD%f	6.6	6.5	6.6
H3%f	0.5	0.6	0.4
H5%f	1.1	1.1	1.2
H7%f	2.7	2.8	2.5
H9%f	0.4	0.2	0.2
H11%f	3.5	3.1	3.3
H13%f	2.4	2.8	2.8
H15%f	0.4	0.4	0.1

Figura 4.6 – Valores percentuais dos harmônicos de corrente com $f_s = 10$ kHz.

Tabela 4.3: Comparação de harmônicos para correntes da rede com $f_s=10$ kHz e 20 kHz.

	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	THD
i_{sa10}	0,5	1,1	2,7	0,4	3,5	2,4	0,4	6,6
i_{sa20}	0,5	0,9	1,9	0,6	1,6	1,2	0,2	4,0

4.3 Conclusão

Resultados experimentais do filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica foram apresentados neste capítulo, validando os resultados das simulações do Capítulo 3.

Com os resultados apresentados, pode-se verificar efetivamente a ação da compensação *feedforward*, ou seja, a diminuição da distorção no quinto harmônico de corrente da rede. Além disso, ao reduzir a frequência de chaveamento de 20 kHz para 10 kHz tem-se como consequência um maior conteúdo harmônico na corrente da rede.

5 | Conclusões e trabalhos futuros

5.1 Conclusões Gerais

Esta dissertação teve como objetivo realizar uma abordagem comparativa entre o filtro ativo paralelo tradicional e o filtro híbrido de menor custo para compensação de harmônicos de corrente.

Foram apresentados inicialmente os conceitos básicos de qualidade de energia, harmônicos e filtros, sendo que estes dois últimos foram desenvolvidos de uma maneira mais detalhada.

A partir de: um breve histórico da utilização do filtro ativo, classificação quanto ao tipo do inversor, princípio de funcionamento, transformações matemáticas que permitem a sua implementação, foram detalhadas a escolha da referência de corrente e estratégia de controle que propiciou efetuar simulações utilizando o *Simulink* do MATLAB®. Estas simulações demonstraram que a estratégia de controle de corrente baseada na compensação seletiva dos harmônicos, *PI-MRI*, é mais eficiente que a estratégia clássica *PI-SRF*. A estratégia *PI-MRI* se mostrou eficaz para compensar os harmônicos da corrente da carga. Apesar da complexidade dos algoritmos de controle tender a crescer à medida que mais harmônicos são compensados, o controlador *PI-MRI* é o mais atraente, já que usa apenas estruturas com transformação rotacional e integradores, que podem ser obtidas em microcontroladores e processadores de sinais digitais.

Ainda neste trabalho foi apresentado um estudo do filtro híbrido. Inicialmente foi realizada uma breve explanação do filtro híbrido com transformador em série com a

rede elétrica e posteriormente de maneira mais detalhada foi explorado o filtro híbrido sem transformador.

Ao detalhar esta topologia foi apresentado um modo de calcular o filtro passivo LC que compõe o sistema, bem como a escolha dos seus componentes. De maneira análoga ao filtro ativo, foi também apresentada como obter a referência de corrente e a estratégia de controle da corrente da fonte e da carga e da tensão do barramento CC.

A partir de resultados de simulações utilizando o *Simulink* do MATLAB®, demonstrou-se que a estratégia de controle que utiliza a ação *feedforward* é eficaz para compensar os harmônicos da corrente da carga, que aliada a não necessidade de conexão de um transformador a rede elétrica, a ausência de uma fonte de energia externa contribuem para simplificar tanto para reduzir custo, tamanho e peso do sistema.

Resultados experimentais do filtro híbrido sem transformador conectado à rede elétrica foram apresentados neste trabalho, comparando e validando com os resultados das simulações. Ocorreu um detalhamento dos diagramas em blocos e parâmetros do sistemas montados no protótipo, bem como uma fotografia que representa uma visão geral do experimento.

Em posse destes fatos verificou-se efetivamente a ação da compensação *feedforward*, ou seja, a diminuição da *THD%* no quinto harmônico de corrente da fonte e ainda também ao reduzir a frequência de chaveamento, f_s , de 20 kHz para 10 kHz tem-se como consequência uma produção maior de conteúdo harmônico de corrente da fonte.

Por fim, na seção dedicada a custos, verificou-se, como já esperado que as chaves semicondutoras utilizadas no filtro ativo, devido ao elevado nível de tensão possuem um custo de aquisição 7,5 vezes maior que aquelas empregadas no filtro híbrido sem transformador conectado à rede.

5.2 Sugestões de trabalhos futuros

Nesta seção são apresentadas sugestões para trabalhos futuros:

- realizar uma avaliação de custos mais detalhada, que envolva todos os componentes que compõem os filtros ativo e híbrido;
- realizar uma com potência e nível de tensão maiores, com isto se espera que a diferença de custo entre o filtro ativo e o híbrido aumente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality", 2ed, *McGraw-Hill*, 2002.
- [2] Tese Doutorado Candela.
- [3] J. Arrillaga, N. R. Watson, "Power System Harmonics", *Wiley*, 2003.
- [4] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", *IEEE Std 519-1992*, 1992.
- [5] J. B. J. Fourier, "Theorie analytique de la chaleur", 1822, Paris.
- [6] S. Bhattacharya, D. Divan, "Active filter solutions for utility interface", *Conf. Rec. IEEE Power Electron. Drives and Energy Systems for Ind. Growth*, 1995, pp. 53-63.
- [7] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, B. Banerjee, "Active filter system implementation", *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, no. 5, pp. 47-63, 1998.
- [8] H. Akagi, "Active and Hybrid Filters for Power Conditioning", *Conf. Rec. IEEE ISIE*, pp. TU26-TU36, 2000.
- [9] S. Srianthumrong, H. Akagi, "A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 874-882, 2003.
- [10] H. Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioners", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 3, 1994.
- [11] P. Krause, O. Wasinczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 1 ed. Mc. Graw-Hill Book Company, 2002.
- [12] G. M. S. Azevedo, "Sistema de Conversação de Energia Fotovoltaica com Compensação Baseada em Corrente e Tensão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, 2007.

- [13] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg and S. Hansen, "Detection is Key – Harmonic Detection methods for active power filter applications," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 13, pp. 22-23, July 2007.
- [14] K.Vardar, E. Akpinar and T. Surgevil, "Evaluation of reference current extraction methods for DSP implementation in active power filters," *Electric Power System Research*, 2009.
- [15] A. Massound, S. Finney and B. Williams, "Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter," *Harmonic and Quality of Power, 2004. 11th International Conference*, 2004.
- [16] A. C. Santos, "Inversor multinível com função de filtro ativo paralelo para sistemas conectados à rede elétrica," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, 2011.
- [17] Z. Salam, T. P. Cheng and A. Jusoh, "Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review," VOL.8, No.2,2006, 17-26, ELEKTRIKA.
- [18] L. R. Limongi, R. Bojoi, C. Pica, F. Profumo, and A. Tenconi, "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications", Conf. Rec. IEEE PCC, pp. 674_681, 2007.
- [19] L. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi, "Comparing the Performance of Digital Signal Processor-Based Current Controllers for Three-Phase Active Power Filters," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 20–31, March 2009.
- [20] R. Bojoi, L. R. Limongi, D. Ruiu, and A. Tenconi, "Frequency-Domain Analysis of Resonant Current Controllers for Active Power Conditioners," *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 3141–3148, January 2008.
- [21] R. Bojoi, G. Griva, L. Limongi, C. Pica, and A. Tenconi, "Performance Comparison of Frequency Selective Current Controllers for three-phase Active Power Filters,"

- Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, pp. 1845–1850, March 2007.
- [22] L. Limongi, “Filtros Ativos de Potência para Compensação de Harmônicos de Corrente e Potência Reativa,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, 2006.
- [23] L. R. Limongi, “Control Strategies for Power Quality Improvement and Active Power Generation in Grid Connected Applications,” Ph.D. dissertation, Politecnico Di Torino, 2009.
- [24] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1 ed. John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [25] H. Fujita and H. Akagi, “A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-Series Connection of Passive and Active Filters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, 1991.
- [26] Watanabe, E.H., Aredes, M.. “Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS” COPPE/EE/UFRJ
- [27] Peng, F.Z., Akagi, H. e Nabae, A. (1988). "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems," *Proceedings of the IEEE/IAS Ann. Meeting Conf.*, pp. 874-880.
- [28] Brito, M. E. C., Cavalcanti, M. C., Limongi, L.R., Neves F.A.S.(2012) “Low Cost Dynamic Voltage Restorer”, ICREPQ’12.
- [29] SindoPower GmbH "A Design Guideline for Dynamic Voltage Restorers.", SindoPower. 2010, <http://www.sindopower.com.br> (acesso em 30 de novembro de 2013).