

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 960

**ESTUDO E PROJETO DE UM COMPENSADOR PARA INSERÇÃO DE  
IMPEDÂNCIAS ATIVAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE BAIXA TENSÃO**

**Fernando Venancio Amaral**

DATA DA DEFESA: 21/12/2016



**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**ESTUDO E PROJETO DE UM COMPENSADOR PARA  
INSERÇÃO DE IMPEDÂNCIAS ATIVAS EM SISTEMAS  
ELÉTRICOS DE BAIXA TENSÃO**

Fernando Venancio Amaral

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Sidelmo Magalhães Silva

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2016

A485e

Amaral, Fernando Venâncio.

Estudo e projeto de um compensador para inserção de impedâncias ativas em sistemas elétricos de baixa tensão [manuscrito] / Fernando Venâncio Amaral. – 2016.  
xviii, 137 f., enc.: il.

Orientador: Sidelmo Magalhães Silva.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 133-137.

Bibliografia: f. 123-132.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Distorção elétrica - Teses. 3. Filtros elétricos ativos - Teses. 4. Impedância (Eletricidade) - Teses. I. Silva, Sidelmo Magalhães. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Estudo e Projeto de um Compensador para Inserção de Impedâncias Ativas em Sistemas Elétricos de Baixa Tensão"**

**Fernando Venancio Amaral**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 21 de dezembro de 2016.

Por:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva  
DEE/UFMG

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Igor Amariz Pires  
DELT/UFMG

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Wallace do Couto Boaventura  
DEE/UFMG

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho  
DEE/UFMG



*Aos meus pais, Maria Zilda e Vicente.*





## Agradecimentos

É chegada a hora de concluir mais uma etapa importante da vida. Neste momento, é interessante parar para refletir e fazer os devidos agradecimentos, na certeza de que a conclusão desta empreitada não é resultado apenas do meu esforço pessoal. É com muito prazer que escrevo estas palavras.

Por ter me concedido saúde, por ter guiado meu caminho e por abençoar as boas escolhas que me trouxeram até aqui, agradeço a Deus.

À minha mãe, Maria Zilda, minha gratidão pelo carinho e apoio. Ao meu pai, Vicente, agradeço pela paciência e pelo exemplo de caráter que carrego comigo desde criança. Agradeço também à minha irmã, Lucimar, pela preocupação e companheirismo. À minha avó M<sup>a</sup> da Piedade (*in memoriam*), sou grato pela fé inabalável, expressa em oração diária. Ao meu avô Raimundo (*in memoriam*), com quem passei bons Domingos, agradeço pelo exemplo de simplicidade. Às minhas tias Inez e Anna Maria, pelo apoio que recebi nos últimos anos.

À minha querida namorada, Juliana, agradeço por ter entendido a minha ausência e por ter me incentivado a seguir em frente, mesmo não sendo esta a opção mais agradável.

Aos meus amigos de Divinópolis, em especial Rafael Prudêncio, agradeço por terem mantido contato. A todos os meus amigos de Belo Horizonte, pelas cervejas e pelas peladas (futebol).

Aos colegas do grupo Tesla: Gideon Lobato, Abraão Guia, Pedro Ottoni, Alysson Machado, Nicole Foureaux, Rodrigo Bastos, Thiago Parreiras, Claudio Conceição, Armando Guedes, Rodrigo Machado, Victor Nazareth, Hélio Marcos, Reginaldo Ferreira, Thiago Germano, Arlete Vidal, Filipe Dias, Adriano Felício, Thales Maia, Anderson Rocha, Leonardo Adolpho, Thales Maciel e Thiago Marques, pelo companheirismo, pelos cafés e pelos momentos de descontração. Acredito ter ganhado bons amigos durante o tempo em que permaneci no laboratório.

Agradeço também ao Cefet-MG, instituição à qual devo minha formação básica, do curso técnico à graduação, e ao PPGEE/UFMG e à CAPES, por terem viabilizado esta dissertação de mestrado. Aos professores Alberto de Conti, José Osvaldo, Porfírio Cabaleiro, Selênio Rocha (*in memoriam*) e Clever Sebastião, pelas brilhantes aulas.

Faço aqui um agradecimento especial ao prof. Sidelmo M. Silva. No meio acadêmico, principalmente em nível de pós-graduação, é de praxe que orientador e orientando sejam chamados, no sentido metafórico, de pai e filho. No meu caso, não há palavras mais

apropriadas do que estas. Devo grande parte da minha formação ao Sidelmo, com quem tive a honra de trabalhar ao longo dos últimos 8 anos e com quem muito aprendi sobre as qualidades de um bom engenheiro. Além do exemplo profissional e de todo o conhecimento compartilhado, devo dizer que fui privilegiado em termos de orientação, que, por diversas vezes, foi além do escopo técnico. Registro meu agradecimento pela confiança, pelas oportunidades de trabalho e pela disponibilidade de sempre. Pela amizade, que certamente permanecerá.

Ao prof. Braz Cardoso, agradeço pelas oportunidades, pelo apoio nesta dissertação e principalmente pelas esclarecedoras conversas sobre a vida. Aos profs. Igor Amariz e Wallace Boaventura, pela disponibilidade.

Aos engenheiros Leandro Cunha e Geraldo Gontijo, da Cemig, e Marcos Tavares, da Vale, pelas preciosas oportunidades a mim concedidas no passado, que me permitiram grande crescimento profissional e pessoal.

À Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia (Coelba), por ter disponibilizado parte dos recursos para a execução deste trabalho e pelas demais oportunidades a mim concedidas.

Ao Banco do Brasil, na pessoa do Eng. Rogério Azevedo Diniz, pelas contribuições na execução deste trabalho e pelo exemplo profissional.

Na certeza de que a memória falha neste momento, deixo minhas escusas às pessoas que não foram mencionadas e faço um agradecimento igualmente sincero a todos aqueles que pensaram positivo e me desejaram sucesso.

A todos vocês, muito obrigado!

## Resumo

Distorções harmônicas de tensão e corrente são responsáveis por diversos inconvenientes em instalações elétricas comerciais e industriais, por exemplo, redução da vida útil de componentes e atuação indevida de dispositivos de proteção. As soluções normalmente aplicadas para supressão harmônica são de alta potência, sendo destinadas a barramentos contendo grandes agrupamentos de carga. Por outro lado, ainda que existam alternativas que possam ser embutidas nas cargas não lineares pelos seus fabricantes, os custos associados e a falta de regulamentação específica são entraves ao emprego destes recursos. Com isso, torna-se interessante a consolidação de uma tecnologia intermediária e de baixo custo. Neste trabalho, é realizado um estudo e proposição de uma metodologia para dimensionamento de um compensador para inserção de impedâncias ativas em sistemas elétricos de baixa tensão. Essa tecnologia consiste na síntese de componentes harmônicas de tensão defasadas de  $90^\circ$  das respectivas componentes harmônicas de corrente no ponto de instalação. O estudo contempla critérios de projeto para os elementos básicos do compensador e seu sistema de controle, e o projeto de um protótipo é apresentado com base em um estudo de caso de uma instalação comercial real. Finalmente, a efetividade do compensador no desvio do fluxo de componentes harmônicas de corrente por caminhos indesejados é demonstrada por meio de simulações computacionais de um sistema de testes simplificado.

**Palavras-chave:** Impedância ativa, Distorção harmônica, Filtro ativo série.



## ***Abstract***

*Voltage and current harmonic distortion are responsible for many problems in commercial and industrial electric power facilities, such as lifetime reduction of their components and improper protective device tripping. The solutions normally applied for harmonic suppression have, in general, high power rating and are devoted to buses with a huge group of loads. Even though there are alternatives that can be built inside the nonlinear loads by their manufacturers, the associated costs and the lack of a specific regulation are barriers to the application of this kind of resource. In this scenario, it is interesting the consolidation of an intermediate, low-cost technology. In this work, it is performed a study and proposition of a design methodology for a compensator that inserts active impedances in low-voltage electric power systems. The active impedance technique consists in the synthesis of harmonic voltage components in quadrature with the respective harmonic current components measured at the point of compensator deployment. The study includes design criteria for the basic building blocks of the compensator and its control system, and the design of a prototype is presented based on a case study of a real commercial facility. As a final point, the compensator effectiveness in harmonic flow deviation from undesired paths is demonstrated by means of computational simulation results of a simplified test setup.*

***Keywords: Active impedance, Harmonic distortion, Series active filter.***



## Lista de Figuras

### Capítulo 2

2.1. (a) Alimentação de uma carga c.c. através de um retificador monofásico. (b) Circuito equivalente do estado 1. (c) Estado 2. (d) Estado 3. Adaptado de [17] .....	9
2.2. Circuito equivalente da Figura 2.1 .....	10
2.3. Formas de onda do circuito da Figura 2.1 .....	11
2.4. (a) Aproximação de ordem 13 da tensão $v_B(t)$ da Figura 2.3. (b) Comparativo entre a aproximação e a forma de onda original .....	13
2.5. Circuito equivalente da Figura 2.1 após a decomposição das tensões $v_{Th}$ e $v_B$ em componentes harmônicas .....	13
2.6. Circuito equivalente da Figura 2.5: (a) na fundamental; e (b) na componente harmônica $h$ ( $h > 1$ ).....	14
2.7. Diagrama unifilar representativo de uma instalação comercial típica .....	18
2.8. Diagrama simplificado de um sistema elétrico com elementos típicos .....	19
2.9. Circuito equivalente do sistema da Figura 2.8 para o harmônico $h$ .....	19
2.10. Comparativo entre os limites de distorção harmônica dos padrões para instalações de média tensão (1 kV a 36,2 kV) .....	23
2.11. Comparativo entre os limites de distorção harmônica dos padrões para instalações de baixa tensão (até 1 kV) .....	24
2.12. Alocação de indutor em um retificador monofásico .....	26
2.13. Efeito do indutor $L_D$ quando instalado no lado c.c. de um retificador monofásico: (a) na fundamental; e (b) na componente harmônica $h$ ( $h > 1$ ) .....	26
2.14. Alocação de indutor em um retificador monofásico .....	26
2.15. Alocação de conversor <i>boost</i> em um retificador monofásico .....	27
2.16. Retificador ativo a IGBTs .....	28
2.17. Porcentagem da carga instalada para a qual são destinadas soluções sistêmicas para mitigação harmônica, por tipo de segmento. Adaptado de [1] .....	29
2.18. Aplicação de filtros passivos ao sistema da Figura 2.7 .....	29
2.19. Circuito equivalente do sistema da Figura 2.18 .....	29
2.20. Diagrama mostrando o efeito da aplicação de reator de dessintonia em um sistema com banco de capacitores e carga não linear .....	30

2.21. Diagrama mostrando o efeito da aplicação de transformador zig-zag na redução de correntes harmônicas pelo condutor neutro .....	31
2.22. Circuito equivalente do sistema com (a) filtro ativo paralelo e (b) filtro ativo série. Adaptado de [60] .....	32
2.23. Circuito equivalente com filtro ativo paralelo controlado como condutância harmônica. Adaptado de [67] .....	33
2.24. Síntese de tensão para o controle do fluxo de potência em redes elétricas na frequência fundamental .....	34
2.25. Diagrama esquemático simplificado do compensador proposto em [68] .....	35

### Capítulo 3

3.1. Corrente $i_s$ e síntese de tensão $v'_o$ em um ramo de um sistema elétrico .....	37
3.2. Circuito equivalente do sistema com retificador da Figura 2.1, com inserção do compensador. (a) na fundamental; e (b) nos harmônicos .....	38
3.3. Topologia básica do compensador proposto neste trabalho .....	39
3.4. Esboço construtivo de um transformador coaxial .....	41
3.5. Modelo equivalente de um transformador coaxial .....	41
3.6. Curvas de histerese (a) na frequência fundamental e (b) fundamental com 5º harmônico superposto .....	44
3.7. Tensão e densidade de fluxo resultante, para as componentes harmônicas da Tabela 3.2 .....	46
3.8. Determinação do “joelho” da curva de histerese .....	47
3.9. Fluxo magnético variante no tempo e corrente parasita induzida em uma lâmina .....	49
3.10. Perdas magnéticas em função do fator de forma da tensão aplicada .....	50
3.11. Efeitos (a) pelicular e (b) proximidade em condutores elétricos em corrente alternada.....	51
3.12. Profundidade de penetração $\delta$ de um condutor maciço de raio $r$ .....	52
3.13. Enrolamento primário típico do transformador coaxial da Figura 3.4 .....	52
3.14. Variação da resistência de um enrolamento de $p$ camadas em função da ordem harmônica $h$ .....	53
3.15. Resistência efetiva do enrolamento primário do transformador da Figura 3.4 em função do diâmetro $D$ do condutor e do número $p$ de camadas .....	54
3.16. Caminhos de circulação da corrente de falta no compensador (para $i'_{s,cc}(t) > 0$ ) .....	62



3.17. (a) Corrente de falta refletida no secundário do transformador de acoplamento; (b) Integral de Joule .....	63
3.18. Diagrama equivalente do compensador, para demonstração do <i>start up</i> .....	64
3.19. Formas de onda das correntes e tensões no compensador durante o <i>start up</i> .....	65
3.20. Formas de onda da corrente e tensão no barramento c.c. durante o <i>start up</i> .....	65
3.21. Modelo térmico equivalente de um módulo em ponte H e dissipador de calor .....	67
3.22. Modelo simplificado para simulação das perdas no conversor c.c./c.a. ....	68
3.23. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída em diferentes frequências. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 15,47 W .....	70
3.24. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no 1°/3°/5° e no 1°/3°/7° harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 14,73 W .....	71
3.25. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no 1°/3°/7° e no 1°/5°/7° harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 14,73 W .....	72
3.26. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no 1°/3°/5° e no 1°/5°/7° harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo .....	73
3.27. Correntes e tensões nos elementos do filtro de saída .....	75
3.28. Curvas de rigidez dinâmica do filtro de saída para várias combinações de $L_f$ e $C_f$ .....	76
3.29. Reatância harmônica equivalente e sentido das correntes e tensões no transformador de acoplamento .....	76
3.30. Diagrama fasorial das tensões e correntes no compensador .....	77
3.31. Variação da carga no barramento c.c. para tensão estabelecida em frequência única ...	80
3.32. Inclusão de enrolamento terciário, retificador, carregador linear e banco de baterias para alimentação do sistema de controle .....	82
3.33. Operação do compensador sob curto-circuito a jusante, sem a operação da chave de <i>bypass</i> .....	83
3.34. Circuito de retaguarda para disparo dos tiristores .....	83
<b>Capítulo 4</b>	
4.1. Diagrama esquemático mostrando a topologia básica do compensador .....	85

4.2. Modelo básico do inversor com filtro de saída .....	86
4.3. Representação do inversor/filtro em diagrama de blocos .....	86
4.4. Controle clássico da tensão de saída do inversor .....	87
4.5. Representação do sistema com compensação das realimentações internas .....	88
4.6. Representação simplificada com compensação das realimentações internas .....	88
4.7. Curvas de (a) rigidez dinâmica e (b) resposta em frequência da malha de corrente para vários valores de $K_{pi}$ .....	89
4.8. Modelo em diagrama de blocos do controlador repetitivo para harmônicos ímpares .....	90
4.9. Curvas de resposta em frequência do controlador repetitivo para harmônicos ímpares ...	91
4.10. Modelo em diagrama de blocos do controlador de tensão $G_{cv}$ .....	92
4.11. Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão de saída .....	92
4.12. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão (proporcional-integral somente) .....	94
4.13. Curvas de resposta em frequência do filtro de realimentação do controlador repetitivo para vários valores de avanço de fase .....	95
4.14. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão, incluindo o controlador repetitivo .....	96
4.15. Modelo em diagrama de blocos para geração da tensão de referência na frequência fundamental. Adaptado de [7] .....	97
4.16. Correntes de carga e descarga do barramento c.c. ....	98
4.17. Malha de controle de tensão do barramento c.c. ....	98
4.18. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão do barramento c.c. para vários valores de ganho do controlador .....	99
4.19. Modelo em diagrama de blocos para geração da tensão de referência harmônica .....	100
4.20. Modelo em diagrama de blocos mostrando a geração de tensão de referência contendo fundamental e 3° e 5° harmônicos .....	100
4.21. Diagrama de blocos do FB-PLL .....	101
4.22. Blocos constituintes do FB-PLL: (a) Detector de Fase (DF); (b) Análise Discreta de Fourier (ADF); e (c) Reconstrução do Sinal Original (RSO) .....	102

## Capítulo 5

5.1. Diagrama esquemático do sistema para demonstração da operação do compensador ...	105
5.2. Rampa, referência de tensão de saída e tensão do barramento c.c. para compensação com $L_3^* = 253 \mu H$ .....	107

5.3. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com $L_3^* = 253 \mu H$ .....	107
5.4. Decomposição espectral das correntes da Figura 5.1, para $L_3^* = 253 \mu H$ .....	108
5.5. Rampa, referência de tensão e tensão de saída, e tensão do barramento c.c. para compensação com $L_5^* = 253 \mu H$ .....	109
5.6. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com $L_5^* = 253 \mu H$ .....	109
5.7. Decomposição espectral das correntes do sistema da Figura 5.1, para $L_5^* = 253 \mu H$ ...	110
5.8. Rampa, referência de tensão e tensão de saída, e tensão do barramento c.c. para compensação com $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .....	110
5.9. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .....	111
5.10. Decomposição espectral das correntes do sistema da Figura 5.1, para $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .....	111
5.11. Referência de tensão e tensão de saída e tensão do barramento c.c. frente a um distúrbio de carga, para compensação com $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .....	112
5.12. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, com distúrbio de carga em $t = 0,12$ s e compensação com $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .....	112
5.13. Curvas resultantes das equações (3.76) para determinação do número de espiras do indutor .....	114
5.14. Modelo 3D do protótipo construído .....	115
5.15. Fotografias do protótipo construído .....	116
<b>Apêndice A</b>	
A.1. Arranjo para ensaio do núcleo magnético: (a) instrumentos utilizados; (b) detalhe das conexões com os enrolamentos de cobre .....	133
A.2. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas na frequência fundamental .....	136
A.3. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 3º harmônico .....	136
A.4. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 5º harmônico .....	137
A.5. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 7º harmônico .....	137
A.6. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 9º harmônico .....	137



## Lista de Tabelas

### Capítulo 2

2.1. Parâmetros de simulação do circuito da Figura 2.1 .....	11
2.2. Coeficientes das componentes espectrais de $v_B(t)$ da Figura 2.3 .....	12
2.3. Coeficientes das componentes espectrais de $i_s(t)$ da Figura 2.3 .....	14
2.4. Principais cargas não lineares encontradas em instalações comerciais e industriais .....	17
2.5. Filtros ativos paralelos disponíveis no mercado. Adaptado de [7] .....	32

### Capítulo 3

3.1. Parâmetros do arranjo da Figura 3.4 .....	45
3.2. Composição harmônica da tensão de excitação $v_1$ da Figura 3.5 .....	46
3.3. Valores das principais características de alguns aços-silício de grão orientado comerciais. Adaptado de [86] .....	48
3.4. Profundidades de penetração para o aço-silício nas frequências de operação do compensador .....	48
3.5. Parâmetros do arranjo da Figura 3.4 .....	52
3.6. Profundidade de penetração para um condutor de cobre a 20°C, na faixa de frequências de interesse para o compensador .....	58
3.7. Parâmetros de alguns condutores de cobre disponíveis no mercado. Adaptado de [96] ..	59
3.8. Corrente percentual no capacitor para várias combinações de $L_f$ e $C_f$ .....	75
3.9. Principais componentes da corrente no barramento c.c. com tensão de saída de 1 pu em diferentes frequências .....	80
3.10. Fatores de correção de corrente de <i>ripple</i> do capacitor pré-selecionado .....	80

### Capítulo 5

5.1. Parâmetros dos elementos do sistema de testes do compensador .....	106
---	-----

### Apêndice A

A.1. Parâmetros construtivos do arranjo da Figura 3.4 .....	133
---	-----



## Glossário

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADF	Análise Discreta de Fourier
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CENELEC	<i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i>
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
DDT	Distorção de Demanda Total
DF	Detector de Fase
DHT	Distorção Harmônica Total
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
FB-PLL	<i>Fourier-Based Phase-Locked Loop</i>
FPB	Filtro Passa Baixas
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RSO	Reconstrução do Sinal Original
TDF	Transformada Discreta de Fourier





## Sumário

<b>Prefácio .....</b>	<b>1</b>
<b>1. Introdução .....</b>	<b>3</b>
1.1. Relevância .....	3
1.2. Objetivos .....	4
1.3. Contribuições .....	4
1.4. Metodologia .....	5
1.5. Organização do Texto .....	5
<b>2. Aplicabilidade de Impedâncias Ativas na Mitigação de Distorções Harmônicas .....</b>	<b>7</b>
2.1. Distorções Harmônicas em Sistemas Elétricos .....	8
2.2. Padrões .....	21
2.3. Soluções Convencionais para Distorções Harmônicas .....	25
2.3.1. Soluções Embutidas nas Cargas Não Lineares .....	25
2.3.2. Soluções Sistêmicas .....	28
2.3.3. Soluções Distribuídas .....	33
2.4. Aplicação de Impedâncias Ativas na Mitigação de Distorções Harmônicas .....	34
2.5. Conclusão .....	36
<b>3. Dimensionamento do Compensador .....</b>	<b>37</b>
3.1. Transformador de Acoplamento .....	40
3.1.1. Perdas no Núcleo .....	41
3.1.2. Perdas nos Enrolamentos .....	50
3.1.3. Determinação dos Parâmetros .....	59
3.2. Chave de <i>Bypass</i> .....	61
3.2.1. Operação sob Curto-Circuito no Sistema .....	61
3.2.2. Operação na Partida do Compensador .....	64
3.3. Conversor c.c./c.a. ....	65
3.3.1. Perdas no Conversor em Função da Composição da Tensão Harmônica ..	66
3.4. Filtro de Saída .....	74
3.5. Barramento c.c. ....	78
3.6. Robustez frente a Interrupções e Faltas no Sistema Elétrico .....	81
3.7. Conclusão .....	83
<b>4. Controle do Compensador .....</b>	<b>85</b>

4.1. Modelagem do Compensador e Malhas de Controle .....	86
4.2. Cálculo da Tensão de Referência .....	97
4.3. Detecção Seletiva de Componentes Harmônicas de Corrente .....	101
4.4. Conclusão .....	103
<b>5. Resultados .....</b>	<b>105</b>
5.1. Resultados de Simulação .....	106
5.2. Protótipo Construído .....	113
5.2.1. Protótipo .....	113
5.2.1.1. Transformador de Acoplamento .....	113
5.2.1.2. Chave de <i>Bypass</i> .....	113
5.2.1.3. Conversor c.c./c.a. ....	113
5.2.1.4. Filtro .....	114
5.2.1.5. Barramento c.c. ....	115
5.2.2. Arranjo para Execução de Ensaios .....	115
5.3. Conclusão .....	116
<b>6. Conclusões e Propostas de Continuidade .....</b>	<b>117</b>
6.1. Conclusões .....	117
6.2. Propostas de Continuidade .....	119
6.2.1. Compensador .....	119
6.2.1.1. Gerenciamento de Potência .....	119
6.2.1.2. Influência da Defasagem Angular entre Componentes Harmônicas .....	119
6.2.2. Aplicações no Sistema Elétrico .....	120
6.2.2.1. Inserção de Impedâncias .....	120
6.2.2.2. Inserção de Tensões .....	120
<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>123</b>
<b>Apêndice A. Determinação Experimental das Características Magnéticas do Núcleo     Utilizado .....</b>	<b>133</b>

## **Prefácio**

Esta é uma continuidade de uma série de trabalhos anteriormente desenvolvidos pelo grupo de pesquisas e desenvolvimento Tesla Engenharia de Potência, da Escola de Engenharia da UFMG, nos quais o tema “Impedâncias Ativas” foi estudado. Em particular, a tese de doutorado intitulada “Desenvolvimento de Compensador Série para Mitigação Harmônica Série-shunt Distribuída e Correção Dinâmica de Fator de Potência”, de Gleisson Jardim França, e a dissertação de mestrado “Compensação Distribuída Série na Mitigação Harmônica em Instalações Comerciais”, de Rogério Azevedo Diniz, são os principais precursores desta dissertação, além do um depósito de pedido nacional de patente intitulado “Método e Equipamento para Mitigação Seletiva de Harmônicos e Uso”, nº BR1020130257079A2.

Nesses trabalhos, o assunto foi estudado com foco em aplicações específicas, embora se tenha avançado consideravelmente na proposição da solução em si. Nesta dissertação, o objetivo é apresentar um estudo para complementação das técnicas de projeto, controle e operação de um compensador para inserção de impedâncias ativas em sistemas elétricos de baixa tensão, como forma de continuidade da pesquisa e de provimento de um protótipo para futura instalação e avaliação em campo, o que será viabilizado por meio de parceria firmada entre o grupo Tesla e o Banco do Brasil.

---



# Capítulo 1

## Introdução

*Neste capítulo, apresenta-se uma descrição sucinta sobre a dissertação. São elencadas sua relevância e motivações, seu escopo e os objetivos que se desejam alcançar, as contribuições e a metodologia adotada para a execução do trabalho. Por fim, é feita uma breve apresentação do conteúdo do texto e a sua estruturação.*

### 1.1. Relevância

A principal motivação para a solução de problemas relativos à qualidade da energia elétrica são os prejuízos associados a estes inconvenientes, em especial quando há impactos financeiros para os clientes e para as concessionárias [1]-[3]. Em se tratando de problemas ocasionados por correntes harmônicas e ressonâncias em sistemas elétricos de baixa tensão, podem-se citar [4]-[6]:

- redução da vida útil de capacitores, transformadores e motores;
- comprometimento da capacidade do sistema;
- imprecisão nas medições de energia para fins de tarifação;
- atuação indevida de dispositivos de proteção.

As soluções disponíveis no mercado para supressão harmônica em sistemas elétricos de distribuição são normalmente de elevada potência nominal [7], de forma que sua alocação é frequentemente direcionada a barramentos localizados à montante da instalação, ou seja, a grandes grupos de carga. Apesar de bastante tradicional, essa abordagem tem o inconveniente de não resolver possíveis interações internas aos grupos de carga, ou seja, não há controle sobre o caminho de circulação de correntes harmônicas. Desta forma, problemas como ressonâncias e correntes excessivas em cabos e transformadores (em especial no condutor neutro) podem ocorrer, mesmo que investimentos tenham sido aportados para instalação de equipamentos mitigadores.

Nesse cenário, soluções que possibilitem mitigação distribuída de distorções harmônicas são atrativas do ponto de vista técnico, agregando também maior confiabilidade e versatilidade em comparação com as soluções clássicas. Todavia, sua consolidação depende do desenvolvimento de tecnologia com níveis de potência nominal adequados à alocação em

---

instalações elétricas comerciais e industriais de baixa tensão e cujo custo seja competitivo frente às soluções existentes no mercado.

## 1.2. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo fundamental a demonstração da aplicabilidade de impedâncias ativas na solução de problemas de qualidade da energia característicos de instalações elétricas comerciais e industriais, especificamente aqueles relacionados a distorções harmônicas. A tecnologia das impedâncias ativas consiste na síntese de componentes harmônicas de tensão controladas, por exemplo, em quadratura com as componentes harmônicas de corrente presentes na instalação, inserindo, neste caso, reatâncias nas frequências de interesse. Para isso, utiliza-se um compensador baseado em conversor estático de potência, cujo acoplamento com o sistema elétrico é feito magneticamente.

Também são propostos os seguintes objetivos específicos:

- apresentação da topologia de um compensador para inserção de impedâncias ativas em redes elétricas de baixa tensão;
- definição de procedimento de dimensionamento do compensador, com atenção especial ao transformador de acoplamento;
- definição das técnicas de controle para o compensador, com foco nas estratégias de detecção dos distúrbios que se pretende tratar;
- projeto e construção de um protótipo com base em um estudo de caso de uma instalação elétrica comercial real.

## 1.3. Contribuições

A teoria da inserção de impedâncias ativas em redes elétricas foi originalmente concebida com vistas ao controle do fluxo de potência de linhas de transmissão de alta tensão [8]. Desde então, alguns trabalhos foram desenvolvidos para que a aplicabilidade da tecnologia fosse estendida para a solução de problemas de qualidade da energia em redes elétricas de baixa tensão, como, por exemplo, a mitigação harmônica em sistemas elétricos comerciais e industriais [9], [10]. Contudo, a tratativa destes trabalhos foi feita sob o ponto de vista do sistema, de forma que não houve um estudo aprofundado sobre o dimensionamento do compensador.

Este trabalho tem a pretensão de contribuir para o preenchimento dessa lacuna, apresentando um breve estudo dos problemas de qualidade da energia elétrica para os quais a

---

---

inserção de impedâncias harmônicas é indicada, porém, sob a perspectiva de projeto e construção do compensador.

#### **1.4. Metodologia**

O trabalho inicia-se com uma revisão bibliográfica sobre o impacto de distorções harmônicas em sistemas elétricos, incluindo causas e efeitos, indicadores definidos por padrões internacionalmente adotados para quantificação e apresentação das soluções clássicas para o problema. O impacto das correntes harmônicas é exemplificado através das formas de onda de um retificador a diodos, convencionalmente empregado em fontes de alimentação de diversas cargas comerciais e industriais. Em seguida, uma análise é feita sobre as particularidades existentes no projeto do compensador proposto neste trabalho, gerando diretrizes a serem adotadas para o seu dimensionamento. Essas partes compõem o embasamento teórico do trabalho.

A demonstração da operação do compensador, incluindo a teoria de controle adotada, é feita através de simulações utilizando a ferramenta MATLAB/Simulink®. Além disso, um protótipo em escala real foi projetado e construído no âmbito deste trabalho, com vistas à execução futura de testes experimentais para validação da tecnologia de impedâncias ativas na mitigação harmônica. O sistema de controle adotado, baseado no microcontrolador TMS320F28027, da Texas Instruments®, permite geração automática de código a partir das simulações em Simulink®, reduzindo significativamente o tempo de desenvolvimento. O sistema de execução de testes é composto, além do próprio protótipo, por uma fonte programável modelo 345-ASX, da Pacific Power Source™, e retificador monofásico em ponte completa.

#### **1.5. Organização do Texto**

O texto foi estruturado em seis capítulos, incluindo este capítulo introdutório. O Capítulo 2 é destinado à revisão bibliográfica sobre o tema, fazendo uma apresentação dos problemas de qualidade de energia que podem ser mitigados através da inserção de impedâncias ativas em instalações elétricas comerciais e industriais e também uma apresentação sobre os trabalhos anteriormente desenvolvidos sobre este assunto. Tendo em vista a vasta gama de aplicações possíveis para o compensador tratado neste trabalho, apresentam-se, a título de contextualização, casos específicos de problemas de qualidade da energia elétrica discutidos em estudos anteriores para os quais é apontada a mitigação através

---

de impedâncias ativas. Por fim, são indicados os ganhos obtidos com a aplicação da tecnologia proposta neste trabalho em relação às soluções convencionalmente adotadas.

No Capítulo 3, a topologia do compensador proposto neste trabalho é apresentada, bem como as diretrizes para seu dimensionamento e realização. Nesse capítulo, atenção especial é dada ao desenvolvimento de uma metodologia que possibilite o cálculo para especificação do transformador de acoplamento com o sistema elétrico, elemento crítico da tecnologia de impedâncias ativas.

No Capítulo 4, a modelagem do compensador e os requisitos para o controle são estabelecidos com base em curvas de resposta em frequência e rigidez dinâmica. Uma discussão sobre a aplicabilidade das principais técnicas encontradas na literatura para a detecção e compensação de distorções harmônicas é apresentada.

No Capítulo 5, são apresentados resultados obtidos a partir de simulações computacionais que foram executadas de forma a comprovar as técnicas de controle apresentadas no Capítulo 4, com foco no emprego do compensador para mitigação do fluxo de carga harmônico em sistemas contendo cargas com circuito de entrada baseado em retificador passivo. Também se apresenta um protótipo construído com base em um estudo de caso de uma instalação elétrica comercial real.

Finalmente, apresentam-se, no Capítulo 6, as conclusões obtidas com este trabalho e as propostas para sua continuidade em oportunidades futuras.

---



## Capítulo 2

# Aplicabilidade de Impedâncias Ativas na Mitigação de Distorções Harmônicas

*Neste capítulo, tem-se como objetivo apresentar ao leitor a questão das distorções harmônicas em sistemas elétricos: causas, consequências, quantificação e limites estabelecidos por padrões. Uma breve revisão bibliográfica sobre as soluções tradicionalmente empregadas na mitigação harmônica é feita e, finalmente, indica-se como as impedâncias ativas podem ser aplicadas como solução alternativa.*

O objetivo fundamental de um sistema elétrico é suprir energia para seus consumidores, de forma segura, confiável e com baixos custos iniciais e de operação. Apesar dos investimentos das companhias elétricas na melhoria do serviço oferecido aos seus clientes, o tema “qualidade da energia” é relativamente novo, tendo se tornado, nas últimas décadas, um importante tópico de discussão e trabalho sobre os sistemas elétricos de potência [11], [12]. O interesse dos agentes envolvidos na geração, transmissão, distribuição e consumo de energia elétrica neste assunto pode ser justificado basicamente por duas razões. Em primeiro lugar, está o fato dos equipamentos elétricos estarem cada vez mais sensíveis aos distúrbios presentes na tensão que os alimenta [13]. Apesar de mais eficientes, baratos e compactos, essa nova geração de equipamentos é baseada em dispositivos microprocessados e eletrônica de potência e é projetada de forma tal que seu bom funcionamento depende do provimento de tensão de alimentação que satisfaça a requisitos mínimos. Em segundo lugar, encontra-se o fato de estes mesmos equipamentos poderem provocar distúrbios na rede de distribuição, como, por exemplo, distorções harmônicas e interferência eletromagnética. Esses distúrbios podem contribuir para o comprometimento da qualidade da tensão fornecida a outros consumidores e, por consequência, a operação adequada dos equipamentos existentes nas suas instalações.

Aliado a estes dois fatores, o crescente acesso à informação por parte dos consumidores e a consequente exigência cada vez maior por produtos de qualidade têm fomentado a busca pelo atendimento a requisitos mínimos estabelecidos por padrões internacionais e referências normativas [14]. A consolidação de normatização tem conduzido, ainda, à definição de

---

responsabilidades e penalidades, de forma que não só as concessionárias de energia elétrica, mas também os consumidores e fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos têm imputações diretas diante de problemas de qualidade da energia elétrica.

Um problema de qualidade da energia pode ser definido como um “desvio na tensão, corrente ou frequência que pode vir a causar subsequente falha, desgaste prematuro ou má operação de um equipamento, além de perdas adicionais nos sistemas elétricos” [15]. Em suma, pode-se dizer que esses problemas resultam em prejuízos financeiros para os consumidores e para as distribuidoras. Um estudo publicado no ano de 2008 [1] sobre o impacto econômico causado por problemas de qualidade da energia em instalações industriais e comerciais apontou que, só nos então 25 países da União Europeia, esses prejuízos financeiros atingiram a casa dos € 150 bilhões por ano. Deste montante, cerca de € 200 milhões são referentes a problemas causados por distorções harmônicas em sistemas industriais e € 1,1 bilhão em sistemas comerciais [1], [14]. Dada a relevância deste assunto e tendo em vista que se propõe, neste trabalho, o estudo e projeto de uma solução alternativa para as distorções harmônicas, este capítulo tem o intuito de prover a estrutura necessária para que esse objetivo seja alcançado.

A Seção 2.1 é dedicada à caracterização desses distúrbios, avaliação de suas consequências nos sistemas elétricos, quantificação e apresentação dos limites definidos por padrões. Na Seção 2.2, uma revisão sobre as principais soluções empregadas na mitigação harmônica é realizada. Por fim, define-se, na Seção 2.3, o conceito de impedância ativa e apresenta-se uma revisão sobre os trabalhos já desenvolvidos nesta linha, demonstrando sua aplicabilidade em sistemas elétricos industriais e comerciais.

## **2.1. Distorções Harmônicas em Sistemas Elétricos**

Os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica foram historicamente concebidos para operar com valores de tensão e frequência bem definidos. A demanda global por eficiência energética e os avanços da Eletrônica de Potência culminaram com o surgimento de um novo perfil de consumo, no qual os equipamentos operam com valores de tensão e frequência próprios [16]. Para que seja possível a alimentação destes equipamentos a partir das redes de distribuição existentes, utilizam-se mecanismos de conversão de energia que, em sua maioria, contêm circuito de entrada composto por retificador a diodos. A operação é baseada na polarização desses dispositivos pela tensão da rede, de forma que o circuito assume vários estados durante o intervalo de tempo referente a

---

um ciclo. Devido a essa transição de estados, a corrente resultante tem forma de onda distorcida.

Seja, por exemplo, a utilização de um retificador monofásico para alimentação de uma carga  $R_L$ , como mostra a Figura 2.1(a). Assumindo-se que a capacitância  $C$  é suficientemente alta, pode-se considerar que a tensão  $v_D(t)$  do barramento c.c. é constante e vale  $V_D$ . A resistência série equivalente do capacitor vale  $R_C$ . Os diodos serão considerados resistores de baixo valor ( $R_{D_{on}}$ ) quando ligados e chaves abertas quando desligados. Com isso, há três possíveis estados para os diodos, dependendo do valor da tensão  $v_s(t)$  da rede:

- estado 1: se  $|v_s(t)| > v_D(t)$  e  $v_s(t) > 0$ , os diodos  $D_1$  e  $D_2$  entram em condução;
- estado 2: se  $|v_s(t)| > v_D(t)$  e  $v_s(t) < 0$ , os diodos  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução;
- estado 3: se  $|v_s(t)| < v_D(t)$  e  $i_D(t) = 0$ , todos os diodos entram em bloqueio.

Tem-se, nas figuras 2.1(b), 2.1(c) e 2.1(d), as três possíveis configurações para o circuito da Figura 2.1(a), referentes aos estados 1, 2 e 3, respectivamente. A indutância e a resistência equivalentes da rede no ponto de conexão valem  $L_S$  e  $R_S$ , respectivamente.

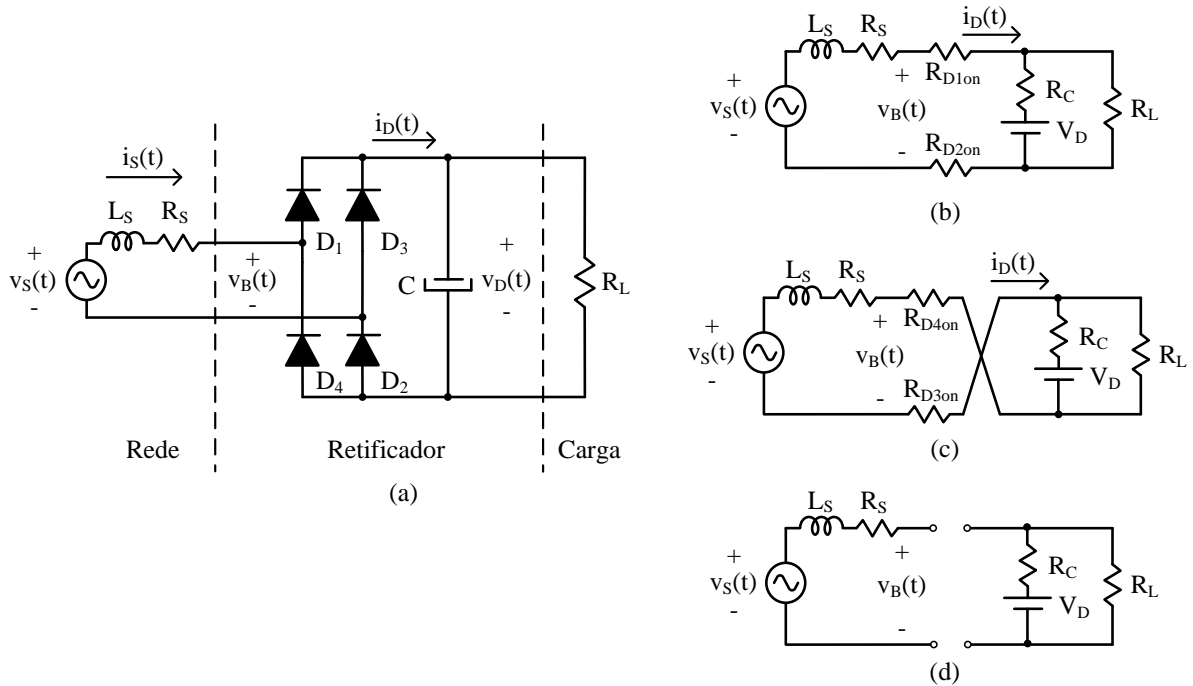


Figura 2.1. (a) Alimentação de uma carga c.c. através de um retificador monofásico. (b) Circuito equivalente do estado 1. (c) Estado 2. (d) Estado 3. Adaptado de [17].

Do ponto de vista da rede de alimentação, o retificador e a carga podem ser substituídos pelo equivalente de Thévenin mostrado na Figura 2.2. Para o estado 1,

$$R_{Th,1} = R_{D1on} + R_{D2on} + \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (2.1a)$$

$$V_{Th,1} = \frac{R_L}{R_C + R_L} \cdot V_D \quad (2.1b)$$

Para o estado 2,

$$R_{Th,2} = R_{Th,1} \quad (2.2a)$$

$$V_{Th,2} = -V_{Th,1} \quad (2.2b)$$

E para o estado 3,

$$R_{Th,3} = \infty \quad (2.3a)$$

$$V_{Th,3} = V_{Th,1} \quad (2.3b)$$

A Figura 2.2 mostra um circuito equivalente para o retificador. Para que esse circuito possa ser empregado, é necessário adaptar a equação (2.3) de forma que o valor de  $R_{Th,3}$  seja igual a  $R_{Th,1}$ . Tendo em vista que a corrente no circuito é nula durante este intervalo, pode-se fazer:

$$R_{Th,3} = R_{Th,1} \quad (2.4a)$$

$$v_{Th,3} = v_s(t) \quad (2.4b)$$

Com isso,

$$R_{Th} = R_{D1on} + R_{D2on} + \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (2.5a)$$

$$v_{Th}(t) = \begin{cases} \frac{R_L}{R_C + R_L} \cdot V_D, & \text{estado 1} \\ -\frac{R_L}{R_C + R_L} \cdot V_D, & \text{estado 2} \\ v_s(t), & \text{estado 3} \end{cases} \quad (2.5b)$$

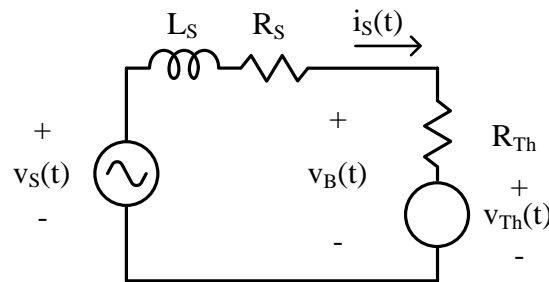


Figura 2.2. Circuito equivalente da Figura 2.1.

A tensão  $v_s(t)$ , em que  $V_s$  é o valor eficaz e  $\omega$  é a frequência angular, vale:

$$v_s(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.6)$$

Os instantes de comutação dos diodos e o valor de  $V_D$  da equação (2.5b) são altamente dependentes dos parâmetros dos elementos do retificador. A solução literal, que pode ser

encontrada em [18], é de pouco valor para a análise que aqui será feita. Ao invés disso, a operação do circuito será demonstrada através de simulação computacional, em que os valores da Tabela 2.1 serão adotados para os parâmetros.

Tabela. 2.1. Parâmetros de simulação do circuito da Figura 2.1.

Parâmetro	$V_S$	$L_S$	$R_S$	$C$	$R_C$	$R_L$	$R_{Don}$
Valor	127V, 60Hz	1 mH	1 m $\Omega$	10 mF	1 m $\Omega$	20 $\Omega$	1 m $\Omega$

A Figura 2.3 mostra as formas de onda obtidas para  $v_S(t)$ ,  $v_B(t)$  e  $i_S(t)$ . É possível notar a acentuada não linearidade na tensão  $v_B(t)$ , que é composta pela tensão  $v_{Th}(t)$  da equação (2.5) acrescida da queda de tensão em  $R_{Th}$ . O formato de  $v_B(t)$  retrata de maneira clara os três estados do circuito da Figura 2.1, sendo tensão  $v_{Th}$  positiva constante (para  $C$  suficientemente alto) no estado 1, tensão  $v_{Th}$  negativa constante no estado 2 e tensão  $v_{Th}$  igual à tensão da rede no estado 3, exatamente conforme a equação (2.5).

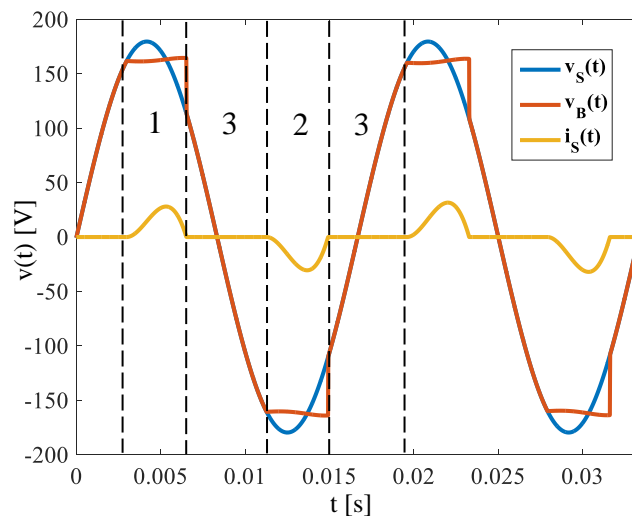


Figura 2.3. Formas de onda do circuito da Figura 2.1.

As tensões e correntes do circuito da Figura 2.1 e do equivalente da Figura 2.2 são contínuas e periódicas, e com isso podem ser desmembradas em componentes de frequência usando as séries de Fourier, [19]. Uma função  $m(t)$  que atenda a esses requisitos pode ser representada pela soma de componentes da equação (2.7), sendo os coeficientes  $a_0$  (valor médio),  $A_h$  (valor eficaz da componente de ordem  $h$ ) e  $\alpha_h$  (ângulo de fase da componente de ordem  $h$ ) calculados através das equações (2.8). A frequência angular fundamental vale  $\omega$ .

$$m(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}A_h \cdot \text{sen}(h\omega t + \alpha_h) \quad (2.7)$$

$$A_h = \sqrt{\frac{a_h^2 + b_h^2}{2}} \quad (2.8a)$$

$$\alpha_h = \tan^{-1}\left(\frac{a_h}{b_h}\right) \quad (2.8b)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} m(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.8c)$$

onde:

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} m(\omega t) \cdot \cos(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.9a)$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} m(\omega t) \cdot \sin(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.9b)$$

Em geral, a representação por aproximações de Fourier é demandada para tensões e correntes oriundas de medições feitas em campo ou de simulações computacionais, que por sua vez são discretas no tempo. Nesse caso, utiliza-se a Transformada Discreta de Fourier (TDF) na decomposição em componentes de frequência. A aplicação da TDF à tensão  $v_B(t)$  da Figura 2.3 resulta na aproximação dada pela equação (2.10), em que foram considerados os termos até a ordem 13. Os coeficientes calculados são mostrados na Tabela 2.2.

$$\tilde{v}_B(t) = \sum_{h=1}^{13} \sqrt{2}V_{Bh} \cdot \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (2.10)$$

Tabela 2.2. Coeficientes das componentes espectrais de  $v_B(t)$  da Figura 2.3.

<b>h</b>	1	3	5	7	9	11	13
<b><math>V_{Bh}</math></b>	125.7	8.812	7.115	3.055	3.042	2.288	1.823
<b><math>\theta_h</math> [rad]</b>	-0.031	0.461	2.721	4.335	-0.866	0.768	1.850

A forma de onda de  $v_B(t)$  é simétrica em relação ao eixo  $t$ , isto é, para  $\gamma$  qualquer,  $v_B(\gamma + \pi) = -v_B(\gamma)$ . Essa propriedade é comumente verificada nas formas de onda de tensão e corrente de sistemas elétricos, e dela resulta  $a_0 = 0$  e  $A_h = 0$  para  $h$  par na equação (2.7).

A Figura 2.4(a) mostra as formas de onda das componentes de Fourier da equação (2.10) e a forma de onda da aproximação resultante,  $\tilde{v}_B(t)$ . A Figura 2.4(b) mostra a forma de onda original e a aproximação, no mesmo sistema de eixos.

A decomposição de  $v_{Th}(t)$  ou  $v_B(t)$  permite que o circuito equivalente da Figura 2.2 seja redesenhado em uma das duas formas mostradas na Figura 2.5. Pode-se substituir o equivalente de Thévenin do conjunto retificador/carga ou a tensão terminal por um conjunto de fontes senoidais conectadas em cascata, em que cada fonte representa uma componente de

frequência da equação (2.7). O circuito resultante é linear e pode ser resolvido para cada frequência utilizando-se a teoria clássica dos circuitos elétricos em regime permanente senoidal. A partir das soluções particulares, pode-se aplicar então o Teorema da Superposição para obtenção da solução total.

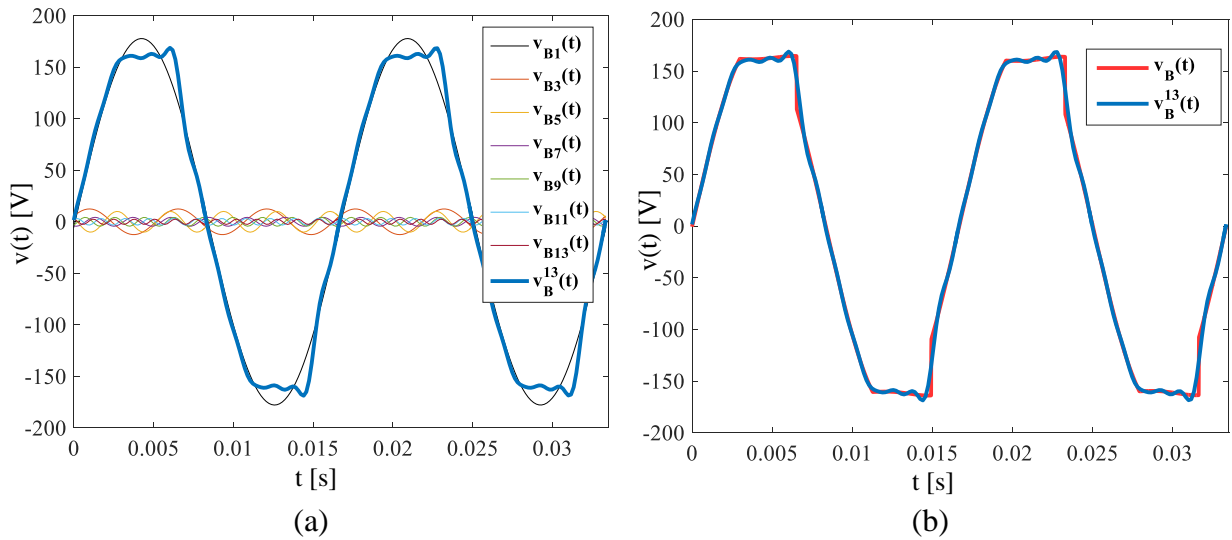


Figura 2.4. (a) Aproximação de ordem 13 da tensão  $v_B(t)$  da Figura 2.3. (b) Comparativo entre a aproximação e a forma de onda original.

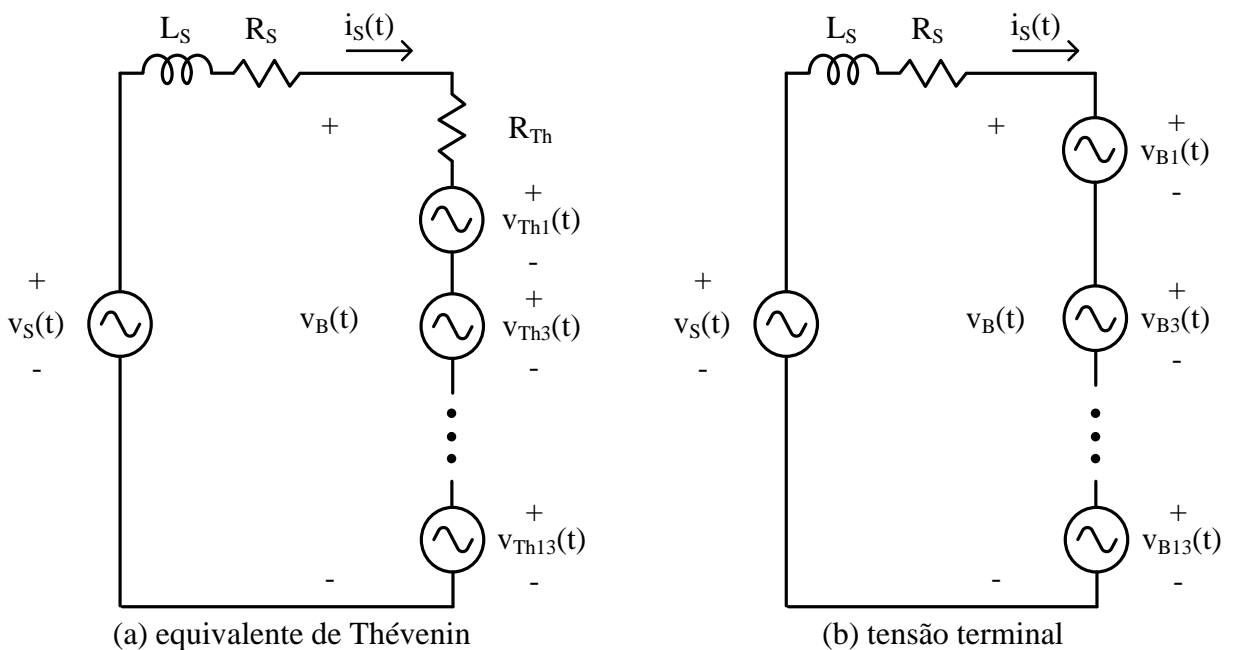


Figura 2.5. Circuito equivalente da Figura 2.1 após a decomposição das tensões  $v_{Th}$  e  $v_B$  em componentes harmônicas.

Para a frequência fundamental, tem-se o circuito da Figura 2.6(a) e a solução dada pela equação (2.11a). Para qualquer uma das demais componentes, tem-se o circuito da Figura 2.6(b) e a solução dada pela equação (2.11b).

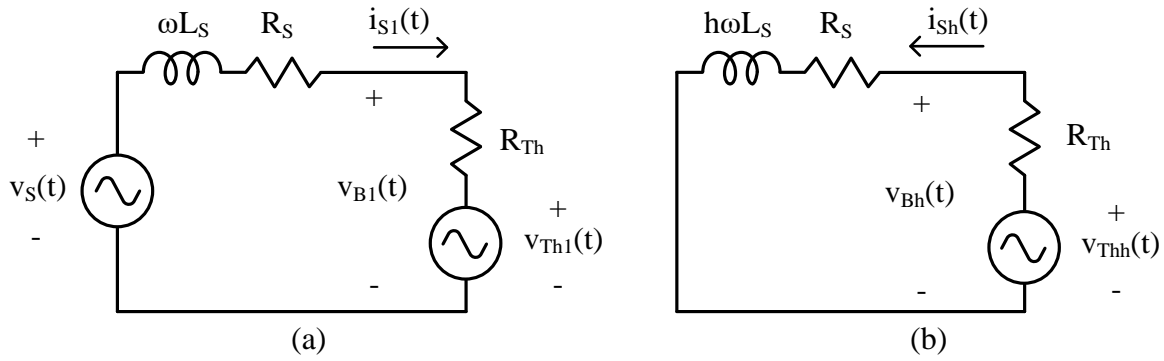


Figura 2.6. Circuito equivalente da Figura 2.5: (a) na fundamental; e (b) na componente harmônica  $h$  ( $h > 1$ ).

$$i_{S1}(t) = \sqrt{2}I_{S1} \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_1) = \frac{v_s(t) - v_{B1}(t)}{R_S + j\omega L_S} = \frac{v_s(t) - v_{Th1}(t)}{R_S + R_{Th} + j\omega L_S} \quad (2.11a)$$

$$i_{Sh}(t) = \sqrt{2}I_{Sh} \cdot \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) = \frac{v_{Bh}(t)}{R_S + jh\omega L_S} = \frac{v_{Thh}(t)}{R_S + R_{Th} + jh\omega L_S} \quad (2.11b)$$

A aplicação da TDF ao sinal  $i_s(t)$  da Figura 2.3 resulta na aproximação dada pela equação (2.12), em que foram considerados os termos até a ordem 13. Os coeficientes calculados são mostrados na Tabela 2.3.

$$\tilde{i}_s(t) = \sum_{h=1}^{13} \sqrt{2}I_{Sh} \cdot \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) \quad (2.12)$$

Tabela 2.3. Coeficientes das componentes espectrais de  $i_s(t)$  da Figura 2.3.

<b>h</b>	1	3	5	7	9	11	13
<b><math>I_{Sh}</math></b>	10.92	7.89	3.80	1.16	0.91	0.56	0.38
<b><math>\varphi_h</math> [rad]</b>	-0.361	2.033	4.299	-0.361	0.717	2.360	3.445

Em um circuito no qual as correntes e tensões contêm múltiplas componentes de frequência, a potência ativa  $P$  em um elemento pode ser escrita conforme a equação (2.13):

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cdot \cos(\theta_h - \varphi_h) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h \quad (2.13)$$

onde  $P_h$  é a potência ativa relativa à componente harmônica de ordem  $h$ .

Como a tensão da rede,  $v_s$ , contém apenas a componente fundamental, de acordo com a equação (2.6), então a potência  $P_S$  fornecida pelo gerador equivalente da rede é dada por:

$$P_S = V_S \cdot I_{S1} \cdot \cos(-\varphi_1) \quad (2.14)$$

A potência  $P_{R1}$  dissipada na resistência equivalente da rede,  $R_S$ , devido à circulação da componente fundamental de corrente,  $i_{S1}$ , vale:

$$P_{R1} = R_S \cdot I_{S1}^2 \quad (2.15)$$



A potência drenada pelo conjunto retificador/carga,  $P_{B1}$ , vale:

$$P_{B1} = V_{B1} \cdot I_{S1} \cdot \cos(\theta_1 - \varphi_1) \quad (2.16)$$

Aplicando-se a Lei da Conservação da Energia ao circuito da Figura 2.6(a), tem-se que:

$$P_S = P_{R1} + P_{B1} \quad (2.17)$$

Da potência ativa  $P_{B1}$  absorvida pelo conjunto retificador/carga, parte é convertida em perdas na resistência equivalente da rede, conforme a equação (2.18):

$$P_{Rh} = \sum_{h=2}^{\infty} V_{Bh} I_{Sh} \cdot \cos(\theta_h - \varphi_h) = \sum_{h=2}^{\infty} R_S \cdot I_{Sh}^2 \quad (2.18)$$

O fluxo de potência na frequência fundamental ocorre da rede ( $P_S$ ) para o retificador ( $P_{B1}$ ), sendo que uma pequena parcela é dissipada na resistência equivalente  $R_S$  ( $P_{R1}$ ). Nas frequências de ordem superior ( $h > 1$ ), a potência flui do retificador para a rede, como mostra o circuito da Figura 2.6(b). Pode-se concluir, então, que parte da energia absorvida pelo retificador na frequência fundamental é convertida em perdas na rede em frequências superiores ( $P_{Rh}$ ).

Já a potência reativa em um elemento de um circuito com múltiplas componentes de frequência é definida de várias formas na literatura. A variedade de definições é decorrente do fato de que, em um sistema contendo harmônicos, a parcela da potência que não produz trabalho é devida não só à defasagem entre tensão e corrente em cada frequência, mas também à interação entre tensões e correntes de frequências diferentes.

A definição dada por Fryze, por exemplo, considera que a potência reativa  $Q$  é toda potência que não produz trabalho, conforme a equação (2.19) [16]:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.19)$$

onde  $P$  é a potência ativa,

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (2.20)$$

é a potência aparente e

$$M_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} M_h^2} \quad (2.21)$$

é o valor eficaz da variável genérica  $M$  (tensão  $V$  ou corrente  $I$ ).

A definição mais aceita pela comunidade científica, entretanto, é a de Budeanu, que preserva o significado tradicional de  $Q$ , conforme a equação (2.22) [16], e implanta uma nova variável para a potência pulsante resultante da interação entre correntes e tensões de diferentes

frequências. Essa nova variável é chamada potência de distorção,  $D$ , e é calculada como mostra a equação (2.23).

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cdot \text{sen}(\theta_h - \varphi_h) \quad (2.22)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.23)$$

A incorporação das componentes harmônicas de potência ativa e reativa e da potência de distorção faz com que o fator de potência,  $\text{fp}$ , dependa diretamente do conteúdo harmônico das correntes e tensões. Além disso, o fator de potência de deslocamento,  $\text{fp}_d$ , que é calculado com base apenas nas componentes fundamentais da tensão e da corrente, não pode ser utilizado neste caso, conforme mostra a equação (2.24).

$$\text{fp} = \frac{P}{S} \neq \text{fp}_d = \cos(\theta_1 - \varphi_1) \quad (2.24)$$

Em sistemas nos quais a tensão pode ser considerada livre de harmônicos, ou seja,  $V_{rms} = V_1$ , a relação entre fator de potência  $\text{fp}$  e o fator de potência de deslocamento  $\text{fp}_d$  pode ser escrita como:

$$\text{fp} = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos(\theta_1 - \varphi_1)}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1}{I_{rms}} \cdot \text{fp}_d \quad (2.25)$$

e o termo  $I_1/I_{rms}$  é denominado fator de potência de distorção.

Além do fator de potência, utiliza-se também a Distorção Harmônica Total ( $DHT$ ) na quantificação de distorções harmônicas em sistemas elétricos. A  $DHT$  relaciona o valor eficaz das componentes harmônicas ao valor eficaz da componente fundamental [20]. Por definição,

$$DHT_m = \frac{1}{M_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} M_h^2} \quad (2.26)$$

é a  $DHT$  da variável genérica  $M$  (tensão  $V$  ou corrente  $I$ ).

A  $DHT$  é um indicador utilizado frequentemente para a tensão, tendo em vista que o valor da componente fundamental,  $V_1$ , varia pouco em um sistema com determinada tensão nominal [13]. Para a corrente, entretanto, a equação (2.26) pode resultar em altos valores de  $DHT$  em situações em que a componente fundamental é pequena (baixo carregamento de um equipamento, por exemplo). Neste caso, o valor das correntes harmônicas pode não ser preocupante, apesar de o fator de distorção indicar o contrário. Por esta razão, é mais comum a utilização da Distorção de Demanda Total ( $DDT$ ), calculada conforme a equação (2.27) [21]. A única diferença em relação à equação (2.26) é a substituição do termo  $I_1$  por  $I_{nom}$ , que

pode representar um valor de demanda, no caso de um grupo de cargas, ou simplesmente a corrente nominal no caso de um equipamento (por exemplo, a corrente nominal do retificador da Figura 2.1), dependendo do ponto de interesse no sistema elétrico.

$$DDT_i = \frac{1}{I_{nom}} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.27)$$

Até aqui, a questão das distorções harmônicas foi apresentada a partir do exemplo de um retificador monofásico. Foi mostrado um circuito equivalente, as formas de onda e a utilidade da decomposição espectral para o cálculo dos principais índices numéricos aplicados na quantificação dessas distorções. O retificador a diodos foi escolhido por ser um dos elementos mais presentes nas cargas encontradas em instalações elétricas comerciais e industriais. A Tabela 2.4 mostra alguns exemplos tradicionais [22]-[25].

Tabela 2.4. Principais cargas não lineares encontradas em instalações comerciais e industriais.

<b>Carga</b>	<b>Tipo</b>	<b>Predominância</b>
Microcomputador	Monofásica	Comercial e industrial
Sistema de energia ininterrupta	Monofásica ou trifásica	Comercial e industrial
Ar condicionado	Monofásica ou trifásica	Comercial
Sistema de iluminação	Monofásica	Comercial e industrial
Acionamento elétrico	Trifásica	Industrial
Máquina de solda	Trifásica	Industrial
Sistema de aquecimento	Trifásica	Industrial

Conforme foi mostrado na Figura 2.3, as correntes drenadas por um retificador a diodos têm forma de onda distorcida quando estes são alimentados pelas tensões senoidais da rede de distribuição. Do ponto de vista sistêmico, a circulação das componentes harmônicas por cabos e transformadores resulta em aumento das perdas por efeito Joule nestes componentes [26], [27] e distorções harmônicas de tensão no ponto de acoplamento comum, ou seja, a eficiência do sistema é reduzida e há possibilidade de mau funcionamento de outros equipamentos conectados em barramentos próximos à carga não linear [28], [29].

A Figura 2.7 ilustra o diagrama unifilar de uma instalação comercial típica, alimentada pela rede de distribuição de média tensão da concessionária (barramento A). Dois transformadores operando em paralelo alimentam o barramento B, que contém cargas lineares e não lineares e banco de capacitores para correção do fator de potência. O barramento C representa um quadro de distribuição de circuitos com cargas monofásicas.

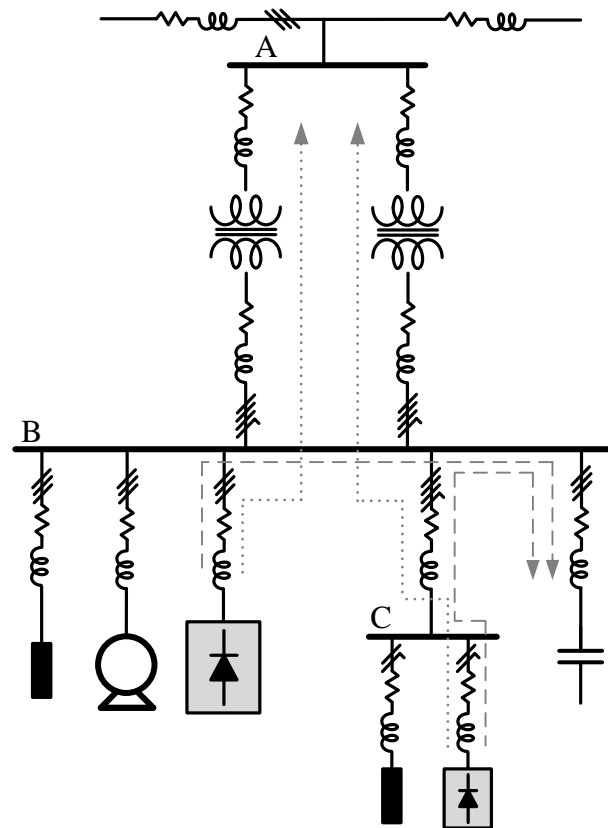


Figura 2.7. Diagrama unifilar representativo de uma instalação comercial típica.

As componentes harmônicas de corrente de uma carga não linear circulam pelas impedâncias do sistema, conforme foi mostrado na Figura 2.6(b). Em uma instalação como a da Figura 2.7, essa impedância é composta por cabos, transformadores e bancos de capacitores, podendo haver mais de um caminho para circulação das correntes harmônicas de uma carga não linear, sendo preferencial o que oferecer menor impedância total.

No caso dos retificadores mostrados na Figura 2.7, um dos possíveis caminhos é em direção à rede de distribuição, conforme indicado pelas linhas pontilhadas na figura. Neste caso, a circulação das correntes harmônicas resulta em dissipação de calor adicional nas resistências dos cabos e transformadores e consequente sobreaquecimento indesejado. Além disso, são produzidas tensões harmônicas nos barramentos devido à circulação das correntes harmônicas pelas impedâncias destes elementos.

Outro possível caminho para as correntes harmônicas da Figura 2.7 é pelo banco de capacitores de correção do fator de potência, como indicam as linhas tracejadas. Neste caso, pode-se dar origem ao fenômeno conhecido como ressonância, que é relacionado basicamente à excitação de indutâncias e capacitâncias em frequências harmônicas [30], [31]. Seja o subsistema da Figura 2.7 composto pela impedância equivalente da rede ao barramento B ( $Z_S$ ), o retificador trifásico, a carga linear trifásica (impedância  $Z_l$ ) e o banco de capacitores

(reatância  $X_c$ ), como mostra a Figura 2.8. Para efeito de simplificação da análise, as impedâncias dos cabos da carga linear e do retificador foram desprezadas.

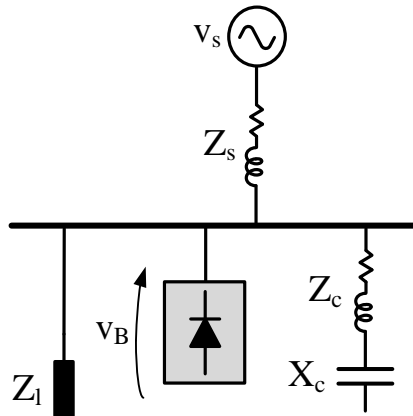


Figura 2.8. Diagrama simplificado de um sistema elétrico com elementos típicos.

Conforme ilustrado na Figura 2.3, a forma de onda de tensão  $v_B$  nos terminais do retificador é distorcida, podendo ser representada pelas suas componentes harmônicas através da série de Fourier. Para uma componente harmônica  $h$  qualquer da tensão  $v_B$ , tem-se o circuito equivalente mostrado na Figura 2.9, em que há dois caminhos para circulação da corrente  $i_{sh}$ : a própria rede elétrica (corrente  $i_{sh,r}$ ) e o banco de capacitores ( $i_{sh,c}$ ). Nas frequências harmônicas, a impedância da carga é normalmente muito maior do que a dos cabos e do banco de capacitores, podendo ser desprezada na análise.

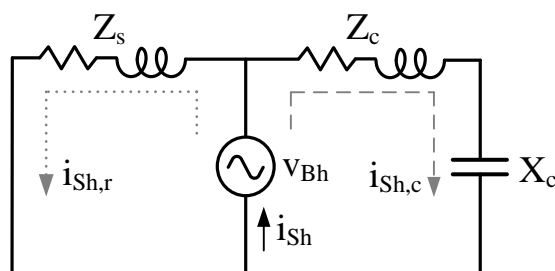


Figura 2.9. Circuito equivalente do sistema da Figura 2.8 para o harmônico  $h$ .

Na frequência de ressonância entre o cabo e o banco de capacitores, o caminho percorrido pela corrente  $i_{sh,c}$  pode se tornar o de menor impedância, uma vez que a reatância do cabo é anulada pela reatância do banco de capacitores, restando apenas a resistência do cabo. Caso essa resistência seja menor do que  $Z_s$ , o caminho preferencial de circulação da

corrente harmônica será, na frequência  $f_{rs}$ , pelo banco de capacitores. Esta situação é chamada ressonância série, e a frequência de ressonância é dada por:

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_c C}} \quad (2.28)$$

onde  $L_c$  é a indutância do cabo e  $C$  a capacitância do banco.

Há também uma frequência específica na qual ocorre ressonância entre o banco de capacitores e a rede, dada pela equação (2.29). Neste caso, a impedância vista pela fonte de tensão  $v_{Bh}$  é alta e tem-se a chamada ressonância paralela.

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_s + L_c)C}} \quad (2.29)$$

onde  $L_s$  é a indutância equivalente da rede.

As ressonâncias têm como principal efeito altas tensões e correntes harmônicas resultantes sobre o banco de capacitores, provocando falha de isolamento, sobreaquecimento, redução da vida útil e ainda a possibilidade de pagamento de energia reativa excessiva em caso de indisponibilidade por atuação do sistema de proteção do banco e/ou falha de seus elementos [32].

Além das perdas adicionais em cabos e transformadores, distorções harmônicas de tensão e ressonâncias, há ainda mais um problema relacionado com a circulação das correntes harmônicas: a corrente excessiva no condutor neutro [22], [33]. Em um sistema trifásico a quatro fios como o da Figura 2.7, há grande quantidade de cargas monofásicas. Em geral, o projeto da instalação é feito distribuindo-se essas cargas entre as três fases, de forma que a corrente  $i_n$  no condutor neutro seja minimizada na frequência fundamental [34]. Essa abordagem é baseada no fato de que as correntes das três fases se somam no neutro, conforme a equação (2.30).

$$i_{n1} = I_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + I_{b1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{b1}\right) + I_{c1} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{c1}\right) \quad (2.30)$$

Caso  $I_{a1} = I_{b1} = I_{c1}$  e  $\varphi_{a1} = \varphi_{b1} = \varphi_{c1}$ , ou seja, caso as cargas sejam perfeitamente balanceadas, então  $i_{n1} = 0$ .

A equação (2.30) pode ser expandida para a componente de frequência genérica de ordem  $h$  como:

$$i_{nh} = I_{ah} \sin(h\omega t + \varphi_{ah}) + I_{bh} \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi h}{3} + \varphi_{bh}\right) + I_{ch} \sin\left(h\omega t + \frac{2\pi h}{3} + \varphi_{ch}\right) \quad (2.31)$$

Para qualquer valor de  $h$  múltiplo de 3, tem-se:

$$\frac{2\pi h}{3} = 0 \quad (2.32)$$

e, com isso, os argumentos das funções seno da equação (2.31) são idênticos a menos da constante  $\varphi$ . No caso específico de  $\varphi_{ah} = \varphi_{bh} = \varphi_{ch} = \varphi_k$ , tem-se que:

$$i_{nh} = (I_{ah} + I_{bh} + I_{ch}) \text{sen}(h\omega t + \varphi_k) \quad (2.33)$$

Nessa situação, a corrente no condutor neutro é o somatório das correntes das três fases e essas correntes são ditas de sequência zero [16]. Portanto, a presença de cargas monofásicas não lineares em uma instalação, ainda que bem distribuídas entre as fases, pode provocar sobrecarga no condutor neutro, caso este não seja adequadamente dimensionado [35]. Para  $h$  não múltiplo de 3, o mecanismo de cancelamento de correntes no neutro é semelhante ao que acontece na frequência fundamental.

## 2.2. Padrões

Existem diversos padrões relativos à caracterização de distorções harmônicas em sistemas elétricos, sendo mais difundidas as definições da *International Electrotechnical Commission* (IEC), o IEC 61000, e do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), o IEEE 519. Apesar de nem todas terem força de lei, essas referências são reconhecidas pela comunidade técnica e científica mundial, sendo adotadas para fins de caracterização de instalações elétricas do ponto de vista de qualidade da energia. Além dessas duas definições, também é amplamente adotada a do *European Committee for Electrotechnical Standardization* (CENELEC), o padrão EN 50160. Todas essas referências contêm recomendações relativas a distorções harmônicas, em nível de sistema.

Apesar de não haver no Brasil uma regulamentação específica para harmônicos como há para fator de potência [7], com obrigação de medição permanente e imposição de pagamento por excesso de energia reativa, já existe um esforço no sentido de se limitar as distorções harmônicas nas instalações elétricas. Os denominados Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) contam com um módulo específico sobre qualidade da energia elétrica (Módulo 8), que define valores de referência e prevê, com base em resoluções normativas da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), decretos e leis federais e contratos de fornecimento, a possibilidade de penalidades decorrentes do descumprimento das obrigações estabelecidas para concessionárias e acessantes [36], [37].

As figuras 2.10 e 2.11 apresentam um comparativo entre os limites estabelecidos nessas referências para as distorções harmônicas individuais de tensão, para conexões à rede de média tensão e de baixa tensão, respectivamente. Para manter a coerência com a forma de apresentação dos valores nas tabelas contidas nas referências, as distorções foram divididas em três grupos: ímpares múltiplas de 3, ímpares não múltiplas de 3 e pares.

Em média tensão (1 kV a 36,2 kV), os valores máximos de distorção apresentados pelo PRODIST são exatamente iguais aos do EN 50160 [38]. Como pode ser visto na Figura 2.10, a referência da IEC é a mais conservativa para harmônicos ímpares múltiplos de 3 e para harmônicos pares, em praticamente toda a faixa de frequências mostrada [39]. Para distorções de ordem par, o IEEE é mais restritivo. A distorção harmônica total de tensão admissível é de 8%, 6,5% e 5% no EN 50160, IEC 61000-3-6 e IEE 519, respectivamente.

Para baixa tensão (até 1 kV), os limites do IEC 61000-2-2 são praticamente idênticos aos do EN 50160 [40]. Com isso, foram colocados, na Figura 2.10, indicadores referentes ao IEEE 519, EN 50160 e ao PRODIST, sendo que estes dois últimos apresentam valores diferentes entre si neste nível de tensão. O EN 50160 (e, por conseguinte, o IEC) é o mais conservativo em quase toda a faixa de frequências. Para a DHT, as referências do IEEE e do CENELEC (e IEC) definem 8% como valor máximo, enquanto o PRODIST estabelece 10%.

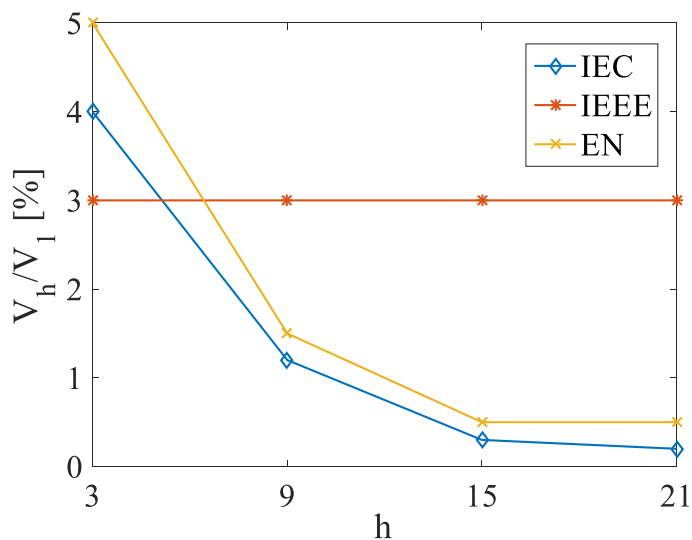
A qualificação de um sistema em termos de distorção de tensão é a mais adequada por englobar simultaneamente os efeitos das correntes harmônicas e das impedâncias da rede. Nesse sentido, os limites de distorção de corrente encontrados no IEEE 519 variam de acordo com a razão de curto-circuito do sistema [41], [42].

Para além do ponto de vista sistêmico, existem poucas diretrizes direcionadas ao tratamento de distorções harmônicas no interior das instalações elétricas. A norma brasileira ABNT NBR 5410 faz recomendações pontuais sobre o assunto. Em seu Anexo F, por exemplo, é indicado um critério para dimensionamento do condutor neutro de circuitos trifásicos a 4 fios com conteúdo harmônico conhecido [43].

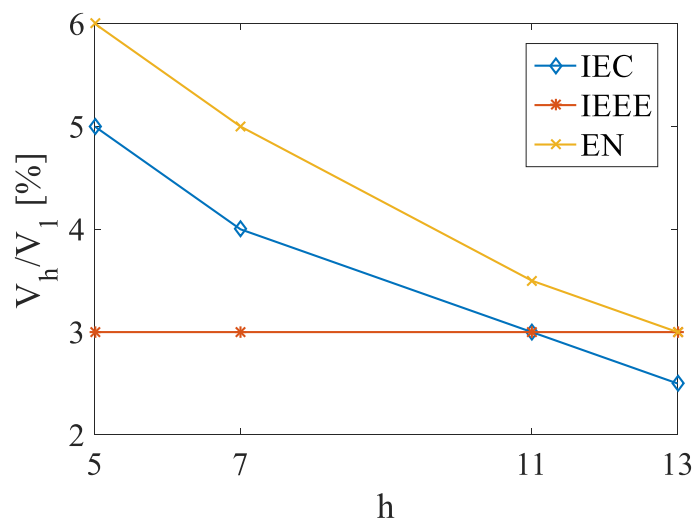
Há ainda padrões internacionais em nível de projeto de equipamentos elétricos de baixa tensão, como o IEC 61000-3-2 – *Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase* – e o IEC 61000-3-4 – *Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*. Essas normas são direcionadas a fabricantes e têm como objetivo a limitação da emissão de correntes harmônicas por esses equipamentos. Tendo em vista que o foco deste trabalho é o sistema elétrico, a consulta a essas referências fica a critério do leitor.

---

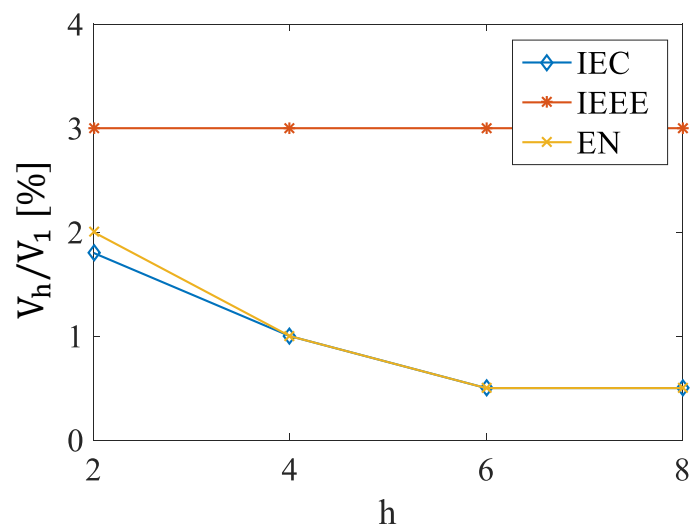




(a) Harmônicos mpares múltiplos de 3.

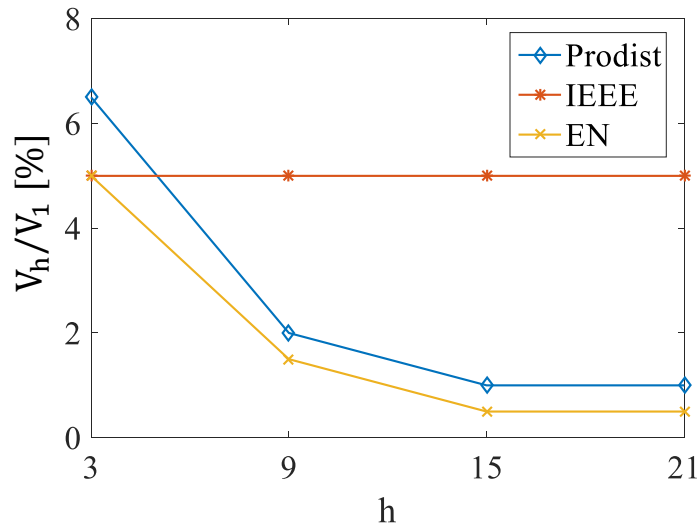


(b) Harmônicos ímpares não triplos.

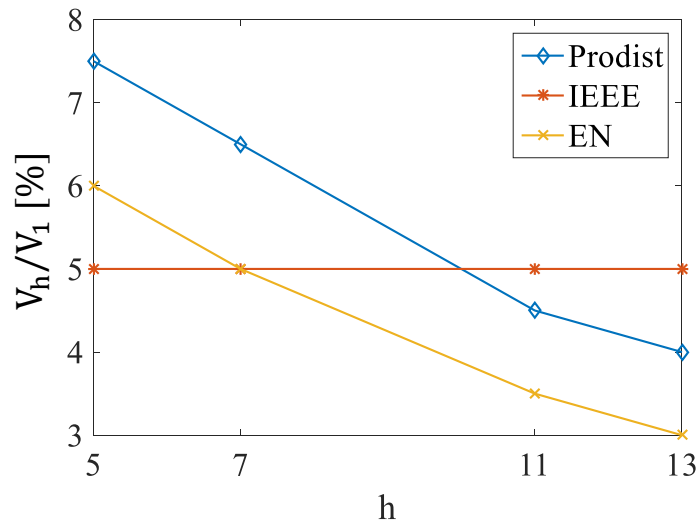


(c) Harmônicos pares.

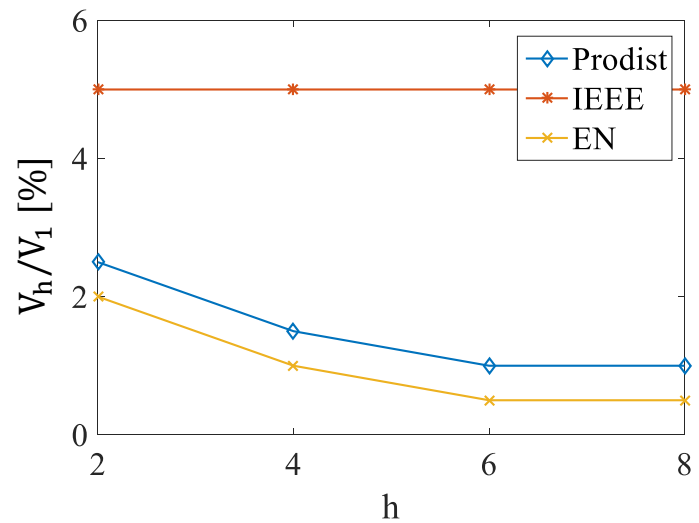
Figura 2.10. Comparativo entre os limites de distorção harmônica dos padrões para instalações de média tensão (1 kV a 36,2 kV).



(a) Harmônicos ímpares múltiplos de 3.



(b) Harmônicos ímpares não triplos.



(c) Harmônicos pares.

Figura 2.11. Comparativo entre os limites de distorção harmônica dos padrões para instalações de baixa tensão (até 1 kV).

## 2.3. Soluções Convencionais para Distorções Harmônicas

As principais consequências relacionadas aos harmônicos nas instalações elétricas comerciais e industriais, apresentadas na Seção 2.1, têm sua origem na característica não linear das cargas, que drenam correntes não senoidais quando alimentadas pelas tensões senoidais do sistema de distribuição de energia elétrica. No caso dos retificadores a diodos, a corrente é limitada apenas pela impedância da rede e pelas resistências equivalentes dos próprios diodos e do barramento c.c. nos intervalos de condução, resultando em elevados picos e alta distorção na forma de onda.

Desta forma, a solução mais direta para a minimização das correntes não senoidais no sistema consiste em embutir, nos próprios retificadores, elementos de limitação/regulação da corrente drenada, melhorando a característica de entrada destes equipamentos. O desenvolvimento de padrões com limites de emissividade, como o IEC 61000-3-2 e o IEC 61000-3-4, citados na seção anterior, é um incentivo nesse sentido.

### 2.3.1. Soluções Embutidas nas Cargas Não Lineares

A forma mais simples de se inserir um elemento limitador de corrente na topologia de um retificador é a colocação de um indutor entre os diodos e o barramento c.c., como mostra a Figura 2.12. Durante os intervalos de condução dos diodos, o indutor fica em série com as demais impedâncias limitadoras de corrente do sistema, conforme foi demonstrado na Figura 2.1. Por ser um elemento que se opõe a variações de corrente, seu efeito é o de suavizar a forma de onda de  $i_s$  (vide Figura 2.3) [44].

A Figura 2.13 mostra o efeito da inclusão do indutor com base no circuito equivalente do retificador, mostrado anteriormente na Figura 2.6. O indutor aparece em série com as demais impedâncias do circuito, aumentando o valor do denominador da equação (2.11b) e, conseqüentemente, reduzindo a amplitude de  $i_{sh}$ . Com isso, a distorção de corrente diminui, o valor da corrente eficaz drenada pelo retificador diminui e o fator de potência aumenta, conforme as equações (2.27), (2.21) e (2.25), respectivamente.

A alocação do indutor tem como principais desvantagens o aumento do volume e peso do retificador, o aquecimento adicional devido às perdas no cobre e no núcleo e o aumento do custo final. Uma alternativa para evitar a necessidade de se embutir o indutor no invólucro que contém o retificador é disponibilizar ao usuário os terminais para conexão de um indutor externo. Outra opção é a instalação, também pelo usuário, de um indutor entre a fonte de alimentação e os terminais de entrada do retificador, como mostra a Figura 2.14.

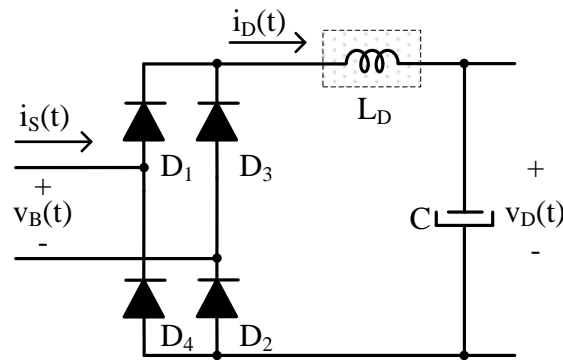


Figura 2.12. Alocação de indutor em um retificador monofásico.

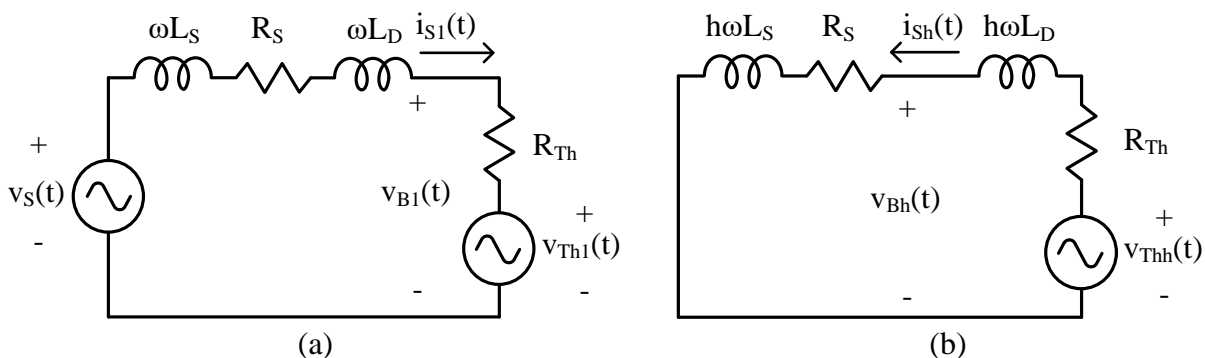


Figura 2.13. Efeito do indutor  $L_D$  quando instalado no lado c.c. de um retificador monofásico: (a) na fundamental; e (b) na componente harmônica  $h$  ( $h > 1$ ).

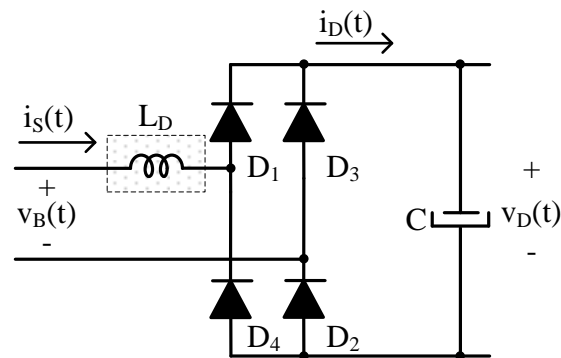


Figura 2.14. Alocação de indutor em um retificador monofásico.

Do ponto de vista das componentes harmônicas, o efeito produzido pelo indutor no lado c.a. do retificador é idêntico ao que resulta quando o indutor é colocado no lado c.c. Todavia, um dos principais inconvenientes da instalação do indutor é a queda de tensão provocada na frequência fundamental, como mostra o circuito equivalente da Figura 2.13(a) [45].

De forma geral, a alocação do indutor melhora o desempenho do retificador. Contudo, é importante notar que, do ponto de vista de harmônicos, o indutor é tão mais efetivo quanto maior a frequência, uma vez que sua reatância é diretamente proporcional a  $h$ . Uma

característica geral das correntes drenadas por retificadores, entretanto, é o fato das amplitudes das componentes harmônicas decrescerem com a frequência [46], [47], como pode ser observado na Tabela 2.3, referente à composição das correntes drenadas por um retificador monofásico. Conclui-se, portanto, que a efetividade do indutor aumenta para frequências em que sua necessidade diminui.

Outra possibilidade para melhoria da característica tensão-corrente do retificador é sua operação com regulação da corrente drenada. Um exemplo clássico dessa abordagem é a adição de um estágio ativo entre os diodos e o capacitor do barramento c.c. Esse estágio é constituído basicamente de um conversor c.c./c.c. tipo *boost*, como mostra a Figura 2.15. O conversor opera no modo de regulação de corrente e garante  $i_s$  praticamente senoidal e fator de potência unitário em retificadores monofásicos [17]. Em retificadores trifásicos, sua efetividade é limitada pelo fato de, em qualquer instante de tempo (exceto nos intervalos de comutação), existirem apenas duas fases conduzindo corrente, de forma que  $i_s$  tem intervalos de até  $60^\circ$  com valor nulo e, conseqüentemente, forma de onda distorcida [48].

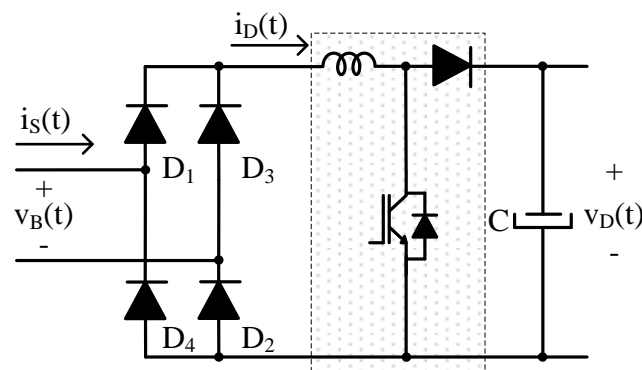


Figura 2.15. Alocação de conversor *boost* em um retificador monofásico.

Neste caso, uma opção viável é a total substituição dos diodos por chaves controladas, como IGBTs ou MOSFETs, da maneira mostrada na Figura 2.16. Esse arranjo pode ser usado tanto em retificadores monofásicos quanto trifásicos, sendo de especial interesse em aplicações envolvendo acionamentos elétricos devido à possibilidade de operação em quatro quadrantes e, conseqüentemente, frenagem regenerativa do motor.

Assim como no conversor da Figura 2.15, o controle é feito no modo de regulação de corrente e é possível trabalhar com fator de potência praticamente unitário.

Há, ainda, outras estruturas ativas mais complexas, baseadas na inserção de filtros ativos junto ao barramento c.c. do retificador [48]-[52]. De forma geral, todas as estruturas

ativas necessitam de circuitos adicionais para medição, comando e proteção das chaves, elevando o custo final e reduzindo a confiabilidade em relação ao retificador convencional a diodos [53].

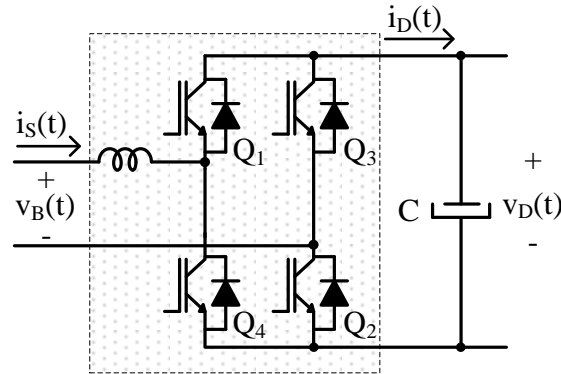


Figura 2.16. Retificador ativo a IGBTs.

### 2.3.2. Soluções Sistêmicas

Apesar das diversas possibilidades para melhoria da característica corrente-tensão dos retificadores, a maioria dos equipamentos de baixa tensão comercializados no Brasil ainda é fabricada com a tradicional topologia a diodos. Desta forma, os problemas provocados pelas correntes drenadas por estes equipamentos são tratados de forma sistêmica, na forma de ações remediadoras de acordo com o inconveniente que se deseja resolver. A Figura 2.17 mostra a porcentagem da carga instalada à qual é destinada esse tipo de solução, para alguns segmentos da indústria e do comércio. Os dados são de um estudo de 2008 feito na União Europeia [1], citado também no início deste capítulo.

A solução clássica para a minimização dos inconvenientes provocados pela circulação de correntes harmônicas em um sistema é a instalação de filtros passivos sintonizados. O objetivo é a criação de um caminho alternativo para a circulação destas correntes, evitando sua circulação a montante do sistema e consequentes distorções harmônicas de tensão, perdas adicionais em transformadores e cabos e possíveis ressonâncias. Em geral, os filtros passivos são formados por capacitores, indutores e resistores dimensionados de forma que a impedância resultante seja mínima na frequência do harmônico que se deseja mitigar. A Figura 2.18 ilustra a alocação de filtros passivos no sistema típico mostrado anteriormente na Figura 2.8, sendo um filtro para o 5º harmônico, um para o 7º e um para os de ordem superior. A Figura 2.19 mostra o circuito equivalente resultante, do ponto de vista das cargas não lineares, na componente de ordem  $h$  (para  $h$  pertencente ao conjunto de frequências sintonizadas nos filtros).

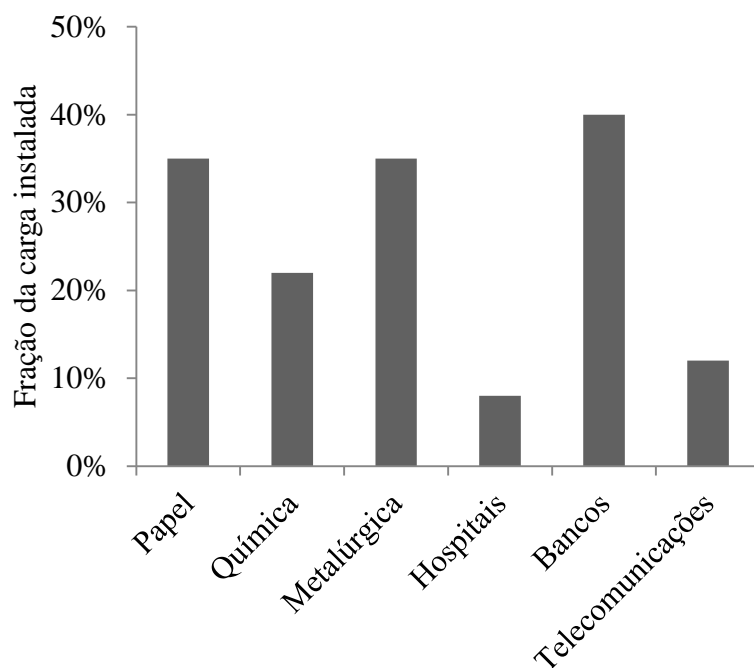


Figura 2.17. Porcentagem da carga instalada para a qual são destinadas soluções sistêmicas para mitigação harmônica, por tipo de segmento. Adaptado de [1].

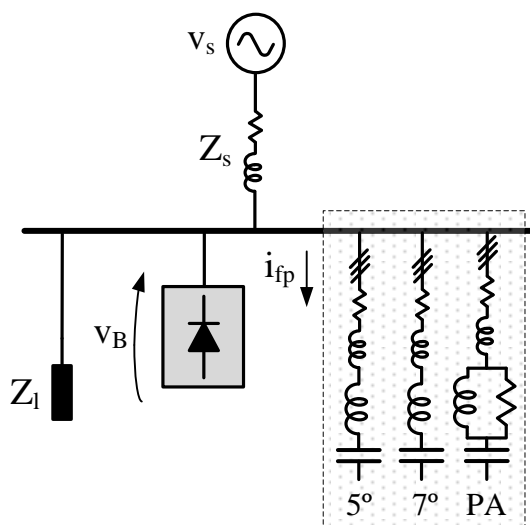


Figura 2.18. Aplicação de filtros passivos ao sistema da Figura 2.7.

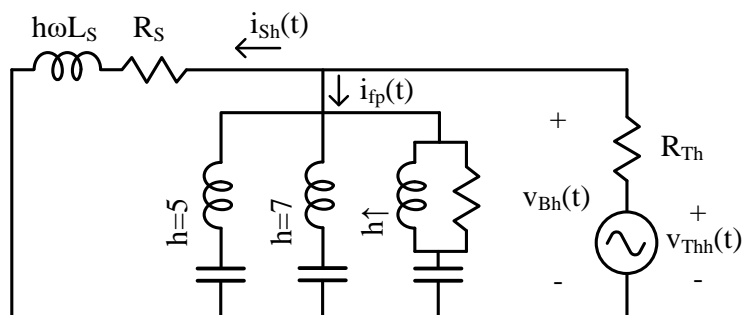


Figura 2.19. Circuito equivalente do sistema da Figura 2.18.

A principal vantagem dos filtros passivos é o baixo custo e a possibilidade de se utilizar os próprios capacitores de correção do fator de potência na sua composição. Por outro lado, o dimensionamento desse tipo de filtro é feito para uma condição específica de impedância da rede e de carregamento do sistema, podendo ocorrer perda de sintonia em caso de alteração nos valores destes parâmetros [54].

Em casos em que se deseja evitar problemas de ressonância do sistema com o banco de capacitores, mas sem alteração do caminho de circulação das correntes harmônicas pela rede, utilizam-se reatores de dessintonia em série com os capacitores [55]. Nesse caso, os reatores são calculados para que a impedância total do ramo seja mínima em 60Hz e máxima na faixa de frequências harmônicas presentes no sistema. A Figura 2.20 mostra o circuito equivalente visto pela carga não linear [56] da Figura 2.8, desprezando-se a impedância  $Z_c$  do cabo. No circuito,  $C_S$  representa o banco de capacitores e  $L_H$  representa o reator de dessintonia.

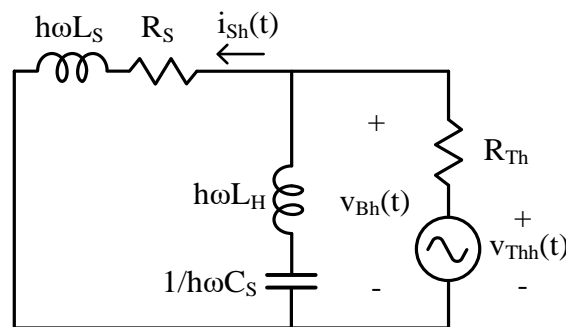


Figura 2.20. Diagrama mostrando o efeito da aplicação de reator de dessintonia em um sistema com banco de capacitores e carga não linear.

Finalizando o grupo de soluções passivas para distorções harmônicas, encontra-se a aplicação de transformadores tipo zig-zag em sistemas onde é necessária uma redução das correntes harmônicas no condutor neutro. Assim como nos filtros passivos, a ideia é prover um caminho alternativo para circulação dessas correntes, evitando sobrecarga neste condutor [57]-[59]. No exemplo da Figura 2.7, a alocação do transformador seria indicada a montante do barramento C. A Figura 2.21 mostra o circuito equivalente visto pela carga não linear, em que  $L_N$  e  $R_N$  são a indutância e a resistência do condutor neutro do sistema,  $L_T$  é a indutância de dispersão do transformador,  $i_{T3}$  é a parcela das harmônicas triplas pelo transformador e  $i_{S3}$  é a parcela das harmônicas triplas pelo neutro. Quanto menor o valor de  $L_T$ , maior a efetividade do transformador no desvio das correntes triplas do condutor neutro.



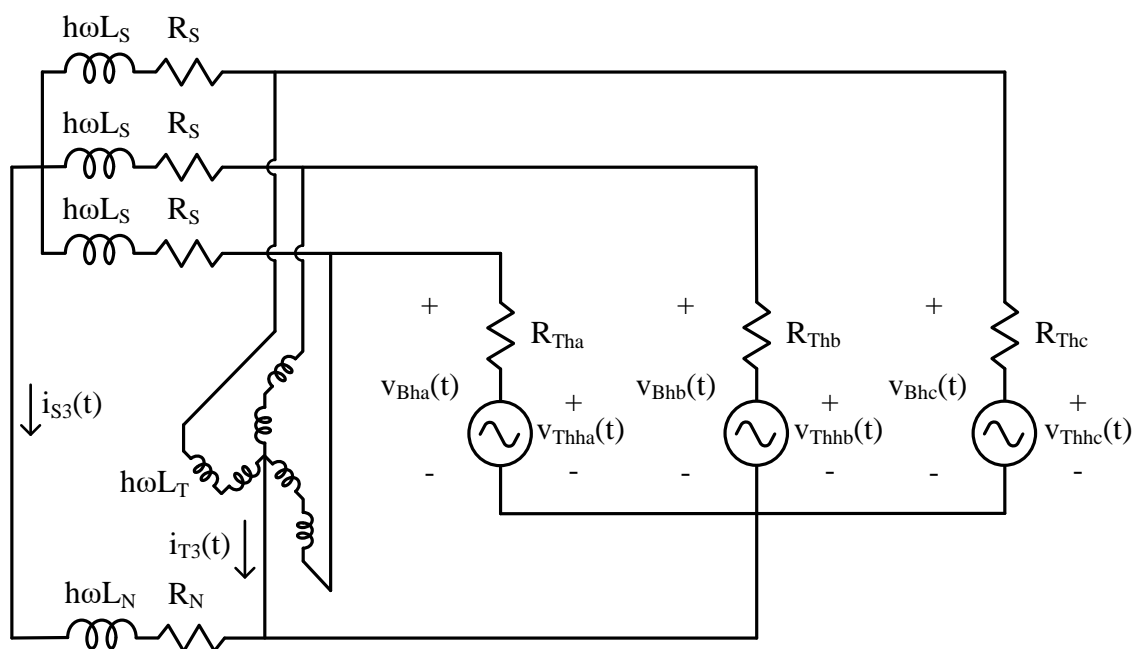


Figura 2.21. Diagrama mostrando o efeito da aplicação de transformador zig-zag na redução de correntes harmônicas pelo condutor neutro.

As limitações impostas pelas soluções passivas apresentadas podem ser superadas pela utilização de sistemas de filtragem ativos ou híbridos. Nos sistemas ativos, conversores eletrônicos são conectados em paralelo ou série com o sistema, como mostra a Figura 2.22. Na conexão paralela, o filtro ativo tem a função de injetar correntes harmônicas ( $i_{fp}$  na Figura 2.22(a)) com mesma amplitude e em oposição de fase em relação à corrente harmônica drenada pela carga. Desta forma, o sistema fica responsável por suprir apenas a componente fundamental de corrente para a carga não linear. Na conexão série, o filtro ativo tem a função de estabelecer tensão ( $v_{fs}$  na Figura 2.22(b)) entre o sistema elétrico e a carga não linear, com mesma amplitude e em oposição de fase em relação à tensão harmônica da carga. Desta maneira, o equivalente formado pela carga não linear e o filtro é “visto” pelo sistema como uma carga linear [60], [61].

Devido ao alto custo dos filtros ativos, sua aplicação é, em geral, feita em combinação com filtros passivos, compondo os chamados filtros híbridos [62], [63]. Essa combinação permite significativa redução na potência nominal dos conversores eletrônicos empregados nos filtros ativos, melhorando significativamente a relação custo/benefício. Ainda assim, a maioria dos fabricantes disponibiliza, como itens de série, apenas filtros ativos, em grande parte na configuração paralela [7]. A Tabela 2.5 lista os principais modelos de filtros ativos paralelos encontrados no mercado e seus valores nominais de corrente e tensão.

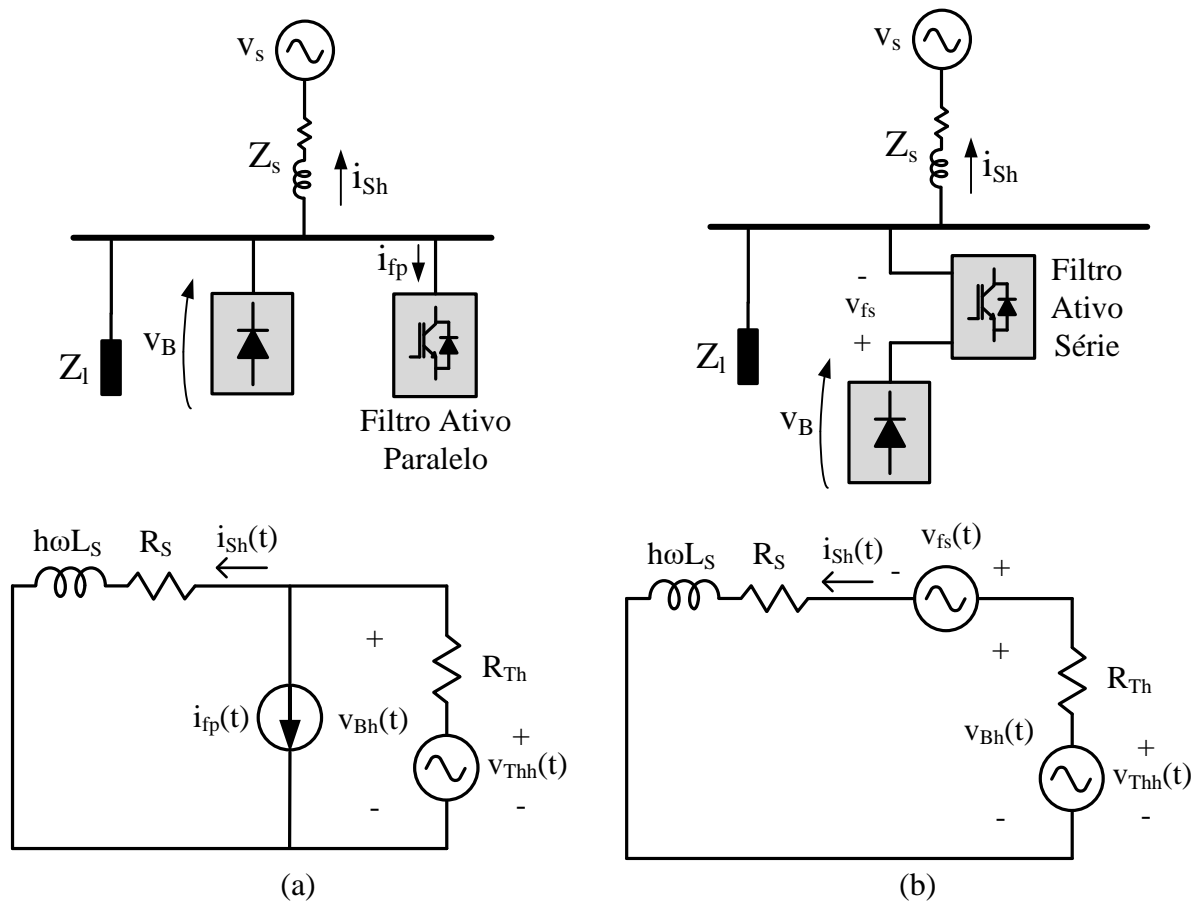


Figura 2.22. Circuito equivalente do sistema com (a) filtro ativo paralelo e (b) filtro ativo série. Adaptado de [60].

Tabela 2.5. Filtros ativos paralelos disponíveis no mercado. Adaptado de [7].

Modelo	Fabricante	Corrente Nominal	Tensão Nominal
PQF/PQFI PQFS/PQFM	ABB	250/450A 180/320A	208 a 480V 408 a 690V
StacoSine	Staco Energy Products Co. (US)	25A a 200A	480V (690V com uso de transformador)
AIM	AIM Europe (UK)	25A a 400A 100/200A	208 a 600V 690V
ECOsineTM	Schaffner	30A a 300A	380 a 480V
AHF 005/010 VLT® AF006	Danfoss	10A a 400A	380 a 480V (60Hz) 380 a 690V (50Hz)
AccuSine® PCS	Schneider Electric	50/100/300A	208 a 480V (até 15kV com uso de transformador)
AHF6000	EPCOS	50/100/300A	208 a 480V
MGETM SineWave	APC (Schneider Electric)	20/30/45/60/90/120A	400V
FILTERON	RTA	25 a 800A	220/380/480/690V

### 2.3.3. Soluções Distribuídas

Como pode ser visto na Tabela 2.5, os filtros ativos são fabricados tipicamente em níveis de corrente nominal de dezenas a centenas de ampères, de forma que sua aplicação é notadamente destinada a agrupamentos de carga. Aliado ao fato de que os padrões de qualidade de energia apontam limites harmônicos para o ponto de conexão entre a instalação elétrica e a rede de distribuição e que a aplicação desses filtros é necessária devido ao fato de ações corretivas não serem embutidas nas cargas, fica claro que a compensação concentrada de harmônicos tem efetividade limitada.

Em instalações comerciais, em que há grande quantidade de cargas de baixa potência distribuídas, as correntes harmônicas circulam por longos cabos até o ponto de instalação do filtro ativo. Nesse cenário, não se reduzem as perdas adicionais provocadas por essas correntes nos cabos e transformadores [64], [65], incluindo o condutor neutro. Além disso, pode haver pontos de acoplamento comum entre grupos de carga internamente na instalação, que são propícios para a ocorrência de ressonâncias.

O desenvolvimento de soluções com níveis de potência compatíveis com a mitigação distribuída de distorções harmônicas tem sido reportado em diversos trabalhos. Cheng e Lee propuseram a aplicação de filtros ativos paralelos distribuídos controlados como condutâncias harmônicas [66]. Kuo et. al. demonstraram a aplicabilidade dessa mesma técnica na supressão de ressonâncias em sistemas industriais com capacitores de correção do fator de potência, conforme ilustrado na Figura 2.23 [67].

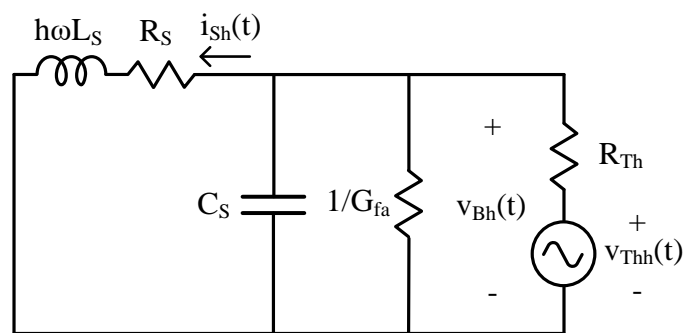


Figura 2.23. Circuito equivalente com filtro ativo paralelo controlado como condutância harmônica. Adaptado de [67].

De modo geral, a supressão distribuída de distorções harmônicas tem vantagens técnicas mais próximas das soluções embutidas nas cargas não lineares, além de maior robustez e confiabilidade em relação à solução concentrada. O fator determinante para a sustentação definitiva deste tipo de recurso é a viabilidade econômica. Na seção seguinte, apresenta-se o

conceito de impedância harmônica e os trabalhos já desenvolvidos na sua aplicação como solução de baixo custo para o tratamento distribuído de distorções harmônicas em sistemas elétricos de baixa tensão.

## 2.4. Aplicação de Impedâncias Ativas na Mitigação de Distorções

### Harmônicas

Estudos sobre a aplicação de impedâncias ativas em redes elétricas foram inicialmente feitos com vistas ao controle do fluxo de potência em linhas de transmissão, como alternativa à utilização dos tradicionais sistemas denominados *Flexible AC Transmission Systems* (FACTS). Nesse caso, o aumento ou redução da reatância da linha,  $X_L$ , tem impacto direto no fluxo de carga  $P_{12}$ , conforme a equação (2.34), onde  $V_1$  e  $V_2$  são os valores eficazes das tensões nas duas pontas da linha e  $\delta$  é a diferença angular entre essas duas tensões [68]. A Figura 2.24 mostra um diagrama esquemático simplificado da aplicação, na forma como foi originalmente proposta. A tensão  $v_{12}$  é estabelecida em quadratura com a corrente  $i_{12}$ , de forma a emular uma reatância indutiva ou capacitiva.

$$P_{12} = \frac{V_1 V_2 \sin \delta}{X_L} \quad (2.34)$$

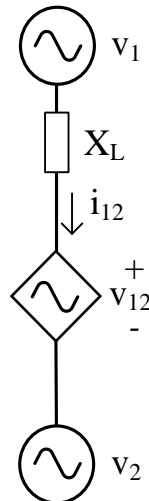


Figura 2.24. Síntese de tensão para o controle do fluxo de potência em redes elétricas na frequência fundamental.

O acoplamento entre o compensador e o sistema é feito através de um transformador com características especiais. Devido à pequena amplitude da tensão a ser sintetizada, é possível a aplicação de um arranjo coaxial com secundário de espira única [68]. A principal

vantagem desse tipo de transformador é a facilidade de instalação e manutenção, uma vez que não é necessário prover nenhum tipo de seccionamento para conexão do conversor ao sistema. Além disso, a modularidade dessa solução permite a alocação simultânea de múltiplas unidades no mesmo ponto, tornando-a escalonável. A Figura 2.25 mostra um diagrama simplificado desta aplicação. A chave de *bypass* opera normalmente aberta durante a operação do inversor na síntese da tensão  $v_{12}$ .

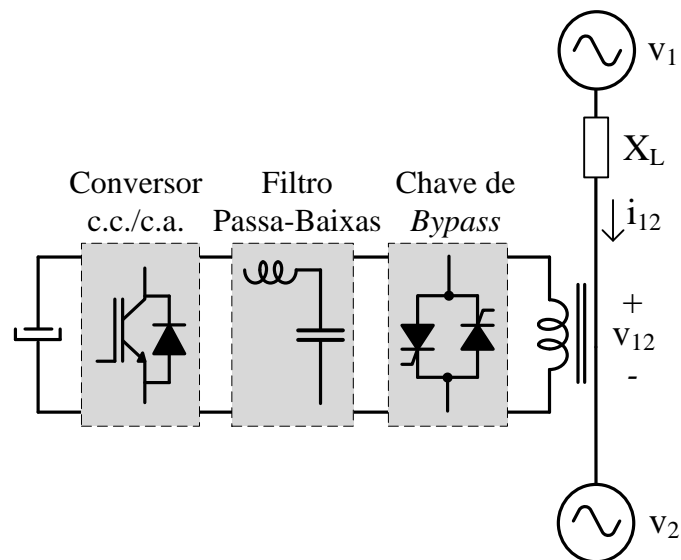


Figura 2.25. Diagrama esquemático simplificado do compensador proposto em [68].

A aplicação da topologia da Figura 2.25 foi adaptada para a dessintonia de bancos de capacitores de correção de fator de potência, em substituição ao reator  $L_H$  da Figura 2.20 [9], [69]. A principal vantagem é a possibilidade de operação dinâmica, ajustando os valores de indutância harmônica necessários em cada frequência de acordo com a configuração do banco. Nesse trabalho, foram feitos os primeiros esforços para adaptação da tecnologia original proposta em [68], com resultados de simulação que comprovam o desempenho satisfatório do compensador. Do ponto de vista de operação do compensador, a principal diferença reside no fato de que, neste caso, a tensão sintetizada tem, ao invés da componente fundamental, as componentes harmônicas necessárias para que não ocorra ressonância no banco de capacitores.

Em [10] foi introduzida a aplicação do compensador no direcionamento do fluxo de componentes harmônicas de corrente em uma instalação comercial real, visando à redução de perdas elétricas em cabos e transformadores. De forma semelhante à aplicação na dessintonia de bancos de capacitores, a tensão estabelecida pelo compensador contém as componentes de

frequência necessárias segundo a composição harmônica da corrente de carga. A partir da modelagem da instalação e de simulações com a alocação do compensador em diferentes pontos, foi demonstrada a viabilidade técnica e econômica da solução.

Em [45], foi proposta a substituição do indutor  $L_D$  da Figura 2.14 por um indutor ativo. A tensão é sintetizada em quadratura com a corrente harmônica, de forma dinâmica. Com isso, evita-se o problema da queda de tensão na frequência fundamental, além de se ter independência entre as indutâncias harmônicas inseridas no sistema. Foi demonstrado também que a potência do conversor é muito menor do que a potência que seria necessária com a utilização do indutor convencional, cuja resposta em frequência é fixa.

Outras aplicações inspiradas no compensador da Figura 2.25 também já foram propostas na literatura. Em [70]-[73], a topologia é usada na substituição do indutor convencional em filtros passivos paralelos como os da Figura 2.18. Assim como no caso da dessintonia ativa, a aplicação do compensador confere grande versatilidade ao sistema de filtragem, que passa a ter resposta dinâmica mais rápida. Em [74], a topologia foi proposta como isolador harmônico para sistemas com filtros passivos existentes, resultando em uma solução híbrida. Nesse caso, o compensador funciona na síntese de impedâncias harmônicas ativas para forçar a circulação das correntes harmônicas pelo filtro passivo, e não pela rede.

Há ainda referências reportando a aplicação de filtros série como o ilustrado na Figura 2.25 na mitigação de harmônicos de corrente triplos no condutor neutro de instalações elétricas [75], [76]. Impedâncias ativas são inseridas no neutro nas frequências harmônicas de interesse, de forma que a corrente devida às tensões harmônicas das cargas não lineares são reduzidas. Essa técnica pode ser aplicada em substituição ao transformador zig-zag mostrado na Figura 2.21, com a vantagem de suprimir as correntes harmônicas ao invés de apenas prover um caminho alternativo.

## 2.5. Conclusão

A grande variedade de aplicações possíveis para as impedâncias harmônicas em sistemas elétricos, com significativos ganhos em relação às soluções tradicionais para as distorções harmônicas, já foi amplamente demonstrada nas referências citadas na seção anterior. A consolidação da tecnologia depende, mais do que isso, de esforços no sentido de se definir diretrizes para o projeto desse tipo de compensador, tendo em vista suas diversas particularidades. O próximo capítulo é dedicado a este propósito.

---

## Capítulo 3

### Dimensionamento do Compensador

*Neste capítulo, apresenta-se um estudo sobre os principais componentes do compensador proposto e as particularidades que devem ser levadas em consideração para o dimensionamento, com foco no transformador de acoplamento com a rede elétrica. Um estudo anterior de aplicação do compensador em uma instalação comercial é utilizado como base a título de ilustração das etapas de dimensionamento do compensador.*

O compensador proposto por França [7] pode ser dimensionado com níveis de potência adequados à mitigação harmônica distribuída, conforme foi discutido no Capítulo 2. Este compensador implementa impedâncias série a partir da medição da corrente no sistema e estabelecimento de tensão controlada ( $i_s$  e  $v_o'$  na Figura 3.1, respectivamente). A relação entre a tensão sintetizada e a corrente medida é flexível, de forma que é possível definir a característica desejada para a impedância ativa. Por exemplo: a síntese de tensão adiantada de  $90^\circ$  da corrente medida é vista, pelo sistema elétrico, como uma reatância indutiva.

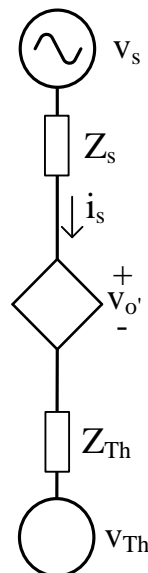


Figura 3.1. Corrente  $i_s$  e síntese de tensão  $v_o'$  em um ramo de um sistema elétrico.

O efeito da inserção de impedâncias ativas pode ser demonstrado retomando-se o retificador monofásico da Figura 2.1, cujo circuito equivalente, mostrado anteriormente na

Figura 2.6, pode ser redesenhado como na Figura 3.2 com a inserção da resistência  $R_C$  e da indutância  $L_{Ch}$ .

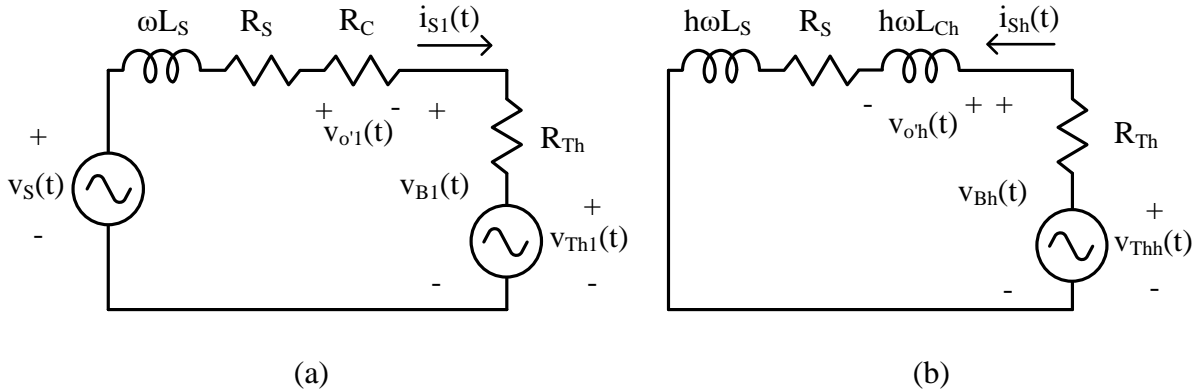


Figura 3.2. Circuito equivalente do sistema com retificador da Figura 2.1, com inserção do compensador. (a) na fundamental; e (b) nos harmônicos.

A tensão  $v'_{o1}(t)$  está relacionada com a energia que precisa ser absorvida do sistema elétrico para operação do compensador. A corrente harmônica no sistema elétrico,  $i_{Sh}$ , dada anteriormente pela equação (2.11b), torna-se, com a inserção de  $L_{Ch}$ :

$$i_{Sh}(t) = \sqrt{2}I_{Sh} \cdot \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) = \frac{v_{Bh}(t)}{R_S + jh\omega(L_S + L_{Ch})} = \frac{v_{Thh}(t)}{R_S + R_{Th} + jh\omega(L_S + L_{Ch})} \quad (3.1)$$

O valor de  $L_{Ch}$  sintetizado é dado por:

$$L_{Ch} = \frac{1}{jh\omega} \cdot \frac{\dot{V}'_{oh}}{\dot{I}_{Sh}} \quad (3.2)$$

onde  $\dot{I}_{Sh}$  é o fasor correspondente à componente de corrente de ordem  $h$  e  $\dot{V}'_{oh}$  é o fasor correspondente à parcela harmônica de ordem  $h$  da tensão  $v'_o$  sintetizada pelo compensador.

Quanto maior o valor de  $L_{Ch}$ , menor o valor de  $i_{Sh}$ . Com isso, os inconvenientes relacionados ao fluxo de correntes harmônicas no sistema elétrico são mitigados, com possibilidade de adequação da instalação aos indicadores de qualidade estabelecidos nos padrões de referência, tanto no ponto de conexão com a concessionária quanto nos barramentos internos à instalação. A abordagem é aplicável a todos os casos apresentados na Seção 2.4. Por exemplo, no caso de mitigação de ressonâncias o compensador é instalado em série com capacitores de correção de fator de potência e a indutância ativa  $L_{Ch}$  é sintetizada de forma a suprimir a corrente nesses elementos na(s) frequência(s) de interesse.

A topologia adotada para o compensador, mostrada de forma simplificada na Figura 3.3, permite que a tensão sintetizada,  $v'_o$ , contenha tantas componentes harmônicas quanto forem desejadas. Desta forma, é possível inserir, no ramo onde o compensador é alocado,



impedâncias em múltiplas frequências, de forma dinâmica. A característica da impedância sintetizada é definida de forma totalmente independente em cada frequência, conferindo grande flexibilidade ao sistema.

O acoplamento do compensador ao sistema elétrico é feito através de um transformador. Neste trabalho, os lados primário e secundário foram definidos com base na direção do fluxo de potência nas frequências harmônicas: convencionou-se que o primário é o lado ao qual está conectado o compensador, e o secundário é o lado ao qual está conectado o sistema elétrico. Uma chave de *bypass* tem a função de proteger o compensador em caso de curto-circuito no sistema elétrico. A corrente  $i_s$  é muito elevada nesta situação, e, por consequência,  $i'_s$ , sendo necessário o provimento de um caminho alternativo de circulação durante a falta. Em condições normais, a chave de *bypass* é mantida aberta.

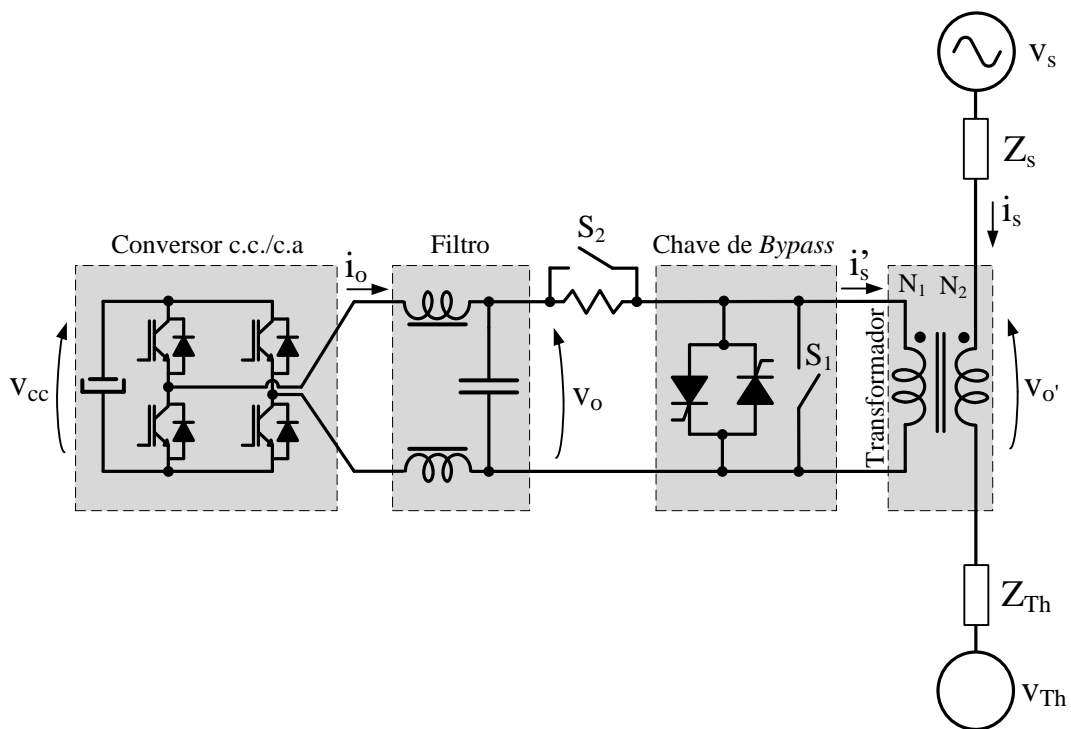


Figura 3.3. Topologia básica do compensador proposto neste trabalho.

O conversor c.c./c.a. é controlado de forma a produzir tensão  $v_o$  com componentes de amplitudes e frequências desejadas. O filtro passivo é necessário para eliminação das componentes de alta frequência resultantes do chaveamento do conversor. A tensão  $v'_o$  que é efetivamente sintetizada no sistema elétrico é igual a  $v_o$ , a menos da relação de transformação  $N_2/N_1$ .

Devido à flexibilidade na síntese da tensão  $v'_o$ , a impedância harmônica produzida pelo compensador pode ter característica tanto resistiva quanto reativa. Contudo, o estabelecimento de tensão em quadratura com a corrente é mais vantajosa, por não demandar energia do barramento c.c. Com isso, a energia a ser absorvida da rede na frequência fundamental é necessária apenas para regulação da tensão no barramento devido à dissipação de potência nas chaves e resistências parasitas do compensador.

Nas seções seguintes, serão tratadas questões relativas ao dimensionamento dos componentes básicos do compensador. O projeto deve ser feito partindo-se das características do sistema existente, tanto em operação normal quanto em curto-circuito. Desta forma, o primeiro item a ser estudado é o transformador de acoplamento, o que será feito na Seção 3.1. Em seguida, será tratada, na Seção 3.2, a especificação da chave de *bypass*. Na Seção 3.3, aborda-se questões relativas ao dimensionamento do conversor c.c./c.a. Nas seções 3.4 e 3.5, apresenta-se um estudo de dimensionamento do filtro passivo e do capacitor do barramento c.c., respectivamente. Finalmente, aponta-se na Seção 3.6 alguns aspectos relacionados à robustez do compensador frente a faltas e interrupções no sistema elétrico.

### 3.1. Transformador de Acoplamento

A necessidade de estabelecimento de baixos valores de tensão permite a utilização de um enrolamento secundário de apenas uma espira, sendo essa espira o próprio cabo ou barra do sistema elétrico onde se deseja efetuar a supressão harmônica [10]. Além disso, a utilização de um núcleo toroidal agrega modularidade e grande facilidade de instalação e manutenção do compensador, dispensando qualquer tipo de seccionamento para conexão. A Figura 3.4 mostra o esboço de um transformador com essas características construtivas.

Esse transformador pode ser representado pelo modelo convencional mostrado na Figura 3.5 [77], em que foi representada a indutância de dispersão e a resistência do enrolamento primário ( $L_1$  e  $R_1$ ), a indutância de dispersão e a resistência do enrolamento secundário ( $L_2$  e  $R_2$ ), a indutância de magnetização ( $L_M$ ) e a resistência de perdas no núcleo ( $R_C$ ). Em um transformador coaxial construído como mostra a Figura 3.4, os parâmetros  $L_1$  e  $R_1$  têm, normalmente, valores muito inferiores a  $L_2$  e  $R_2$ , uma vez que o enrolamento primário é constituído por espira única, sendo essa espira o próprio condutor elétrico do sistema de potência. Desta forma, pode-se considerar que  $L_2$  e  $R_2$  são os valores totais de resistência e reatância de dispersão, obtidos através de ensaio de curto-circuito do transformador.

---

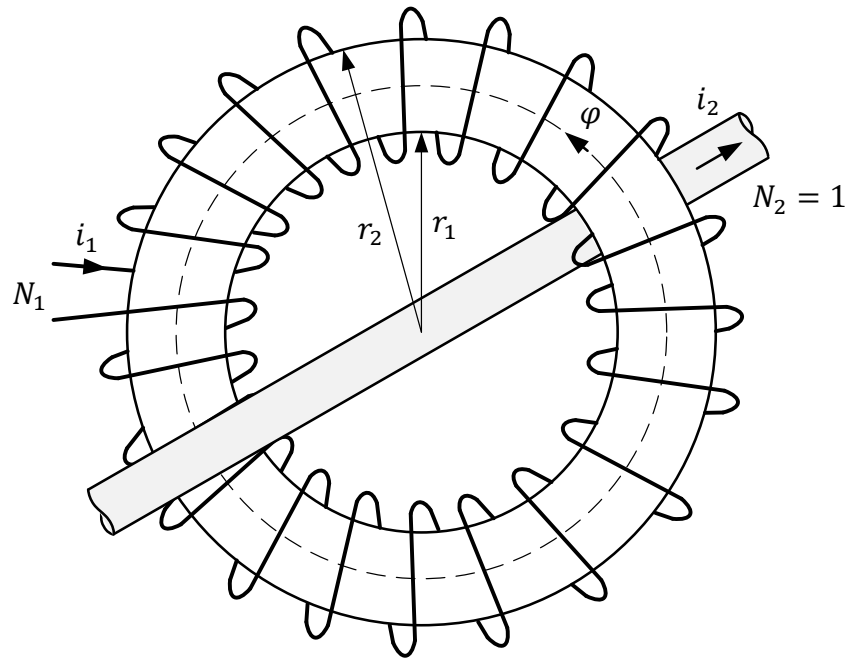


Figura 3.4. Esboço construtivo de um transformador coaxial.

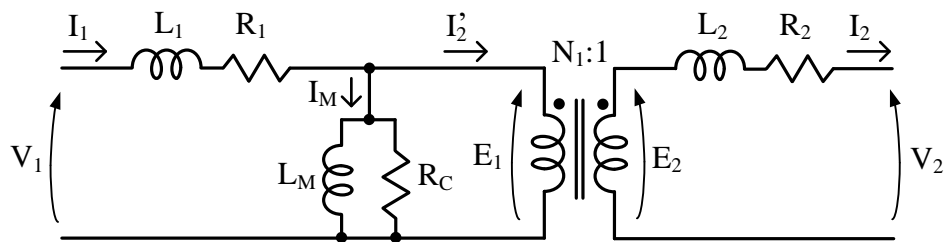


Figura 3.5. Modelo equivalente de um transformador coaxial.

Em transformadores dimensionados para operação na frequência fundamental, os parâmetros do núcleo e dos enrolamentos são calculados e/ou obtidos através da realização de ensaios experimentais relativamente simples. No transformador da Figura 3.4, entretanto, estes parâmetros são afetados por efeitos parasitas resultantes da operação em múltiplas frequências. Será demonstrado nas seções 3.1.1 e 3.1.2 que estes efeitos produzem perdas adicionais no transformador, se fazendo necessário um estudo sobre o impacto dessas perdas e o estabelecimento de diretrizes para o projeto nessas condições.

### 3.1.1. Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo de um transformador são compostas por duas parcelas: perdas por histerese e perdas por correntes parasitas [78]. As perdas por histerese estão diretamente relacionadas ao processo de orientação dos domínios magnéticos do material do núcleo, que resulta em calor devido à alteração no arranjo da sua estrutura cristalina [79]. Já as perdas por

correntes parasitas são provocadas pela indução de campo elétrico no núcleo devido à aplicação de campo magnético variável no tempo. Sendo finita a resistividade elétrica do material, o campo elétrico induzido resulta na circulação de corrente e, conseqüentemente, em perdas por efeito Joule, ou seja, calor.

Seja aplicar a corrente  $i_1$  ao enrolamento primário do transformador da Figura 3.4, com o secundário a vazio. Pela Lei de Ampère, tem-se que:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = N_1 i_1 \quad (3.3)$$

onde  $\vec{H}$  é o vetor campo magnético. Adotando o comprimento médio do núcleo,  $\bar{l}$ , como o caminho de circulação do fluxo magnético  $\varphi$ , tem-se que:

$$H = \frac{N_1 i_1}{\bar{l}} \quad (3.4)$$

Pela Lei de Faraday, a tensão induzida  $e_1$ , mostrada no modelo da Figura 3.5, vale:

$$e_1 = N_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.5)$$

Com o secundário a vazio,  $i_2' = 0$  e a energia  $W$  dissipada no núcleo durante um ciclo da corrente  $i_1$  é dada por ( $p$  é a potência instantânea dissipada no núcleo):

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} e_1 \cdot i_1 \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} N_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \cdot i_1 \cdot dt = \int_{\varphi(t_1)}^{\varphi(t_2)} N_1 \cdot i_1 \cdot d\varphi \quad (3.6)$$

Da equação (3.4), a corrente  $i_1$  pode ser escrita como:

$$i_1 = \frac{H \cdot \bar{l}}{N_1} \quad (3.7)$$

Substituindo a equação (3.7) na equação (3.6), tem-se que ( $A$  é a área de seção reta):

$$W = \int_{\varphi(t_1)}^{\varphi(t_2)} N_1 \cdot i_1 \cdot d\varphi = \int_{B(t_1)}^{B(t_2)} H \cdot \bar{l} \cdot A \cdot dB \quad (3.8)$$

Observando que o volume  $V$  do núcleo pode ser escrito como:

$$V = A \cdot \bar{l} \quad (3.9)$$

pode-se, então, escrever a equação (3.8) na forma de densidade volumétrica de energia dissipada no núcleo ( $w$ ):

$$w = \int_{B(t_1)}^{B(t_2)} H \cdot dB \quad (3.10)$$

A equação (3.10) pode ser reescrita na forma de densidade de potência,  $p_c$ , tomando-se a densidade de energia  $w_c$  dissipada durante o intervalo de tempo  $T$  correspondente a um ciclo de  $i_1$  na frequência  $f$ , ou seja:

$$p_c = \frac{w_c}{T} = w_c \cdot f \quad (3.11)$$

então:

$$p_c = f \cdot \oint H \cdot dB \quad (3.12)$$

A equação (3.12) fornece as perdas totais (englobando simultaneamente perdas por histerese e por correntes parasitas) por unidade de volume do núcleo [77]. A integral no membro direito da equação corresponde à área da curva de histerese do material.

Para excitação puramente senoidal, a densidade de perdas da equação (3.12) é normalmente calculada com base na equação (3.13), conhecida como equação de Steinmetz, ao invés da área da curva de histerese. O coeficiente  $K_c$  e os expoentes  $\alpha$  e  $\beta$  são fornecidos pelo fabricante do material, sendo resultantes do ajuste de curvas a partir de resultados experimentais. A constante  $B_{max}$  representa o valor de pico da densidade de fluxo magnético.

$$p_c = K_c \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (3.13)$$

A formulação clássica de Steinmetz permite também que as perdas magnéticas sejam calculadas separadamente pelas componentes devidas à histerese,  $p_h$ , e às correntes parasitas,

$p_e$ :

$$p_h = K_h \cdot B_{max}^n \cdot f \quad (3.14a)$$

$$p_e = K_e \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \quad (3.14b)$$

onde os coeficientes  $K_h$  e  $K_e$  e o expoente  $n$  são obtidos pelo ajuste de curvas com base em resultados experimentais. O valor de  $p_h$  é determinado a partir da área da curva de histerese quase estática do material, que por sua vez é obtida da excitação do núcleo em frequência próxima de zero. Desta maneira, as perdas por correntes parasitas são praticamente nulas e a área obtida é referente apenas às perdas por histerese.

Para excitação puramente senoidal, a curva de histerese tem o formato mostrado no exemplo da Figura 3.6(a). Para excitação com harmônicos sobrepostos, a curva é distorcida e assume forma dependente das amplitudes e ângulos de fase das componentes de frequência, como mostra o exemplo da Figura 3.6(b).

Neste último caso, a determinação das perdas não pode ser feita utilizando-se a formulação de Steinmetz. Ainda que o valor de  $B_{max}$  seja tomado incluindo os harmônicos, os expoentes  $\alpha$  e  $\beta$  da equação (3.13) variam significativamente com a frequência [80], de forma que essa abordagem levaria à contabilização incorreta das perdas magnéticas. Também não é possível tomar os valores parciais das perdas relativas às componentes individuais de

frequência pela decomposição em séries de Fourier, dada a natureza não linear da curva de magnetização de materiais ferromagnéticos [81].

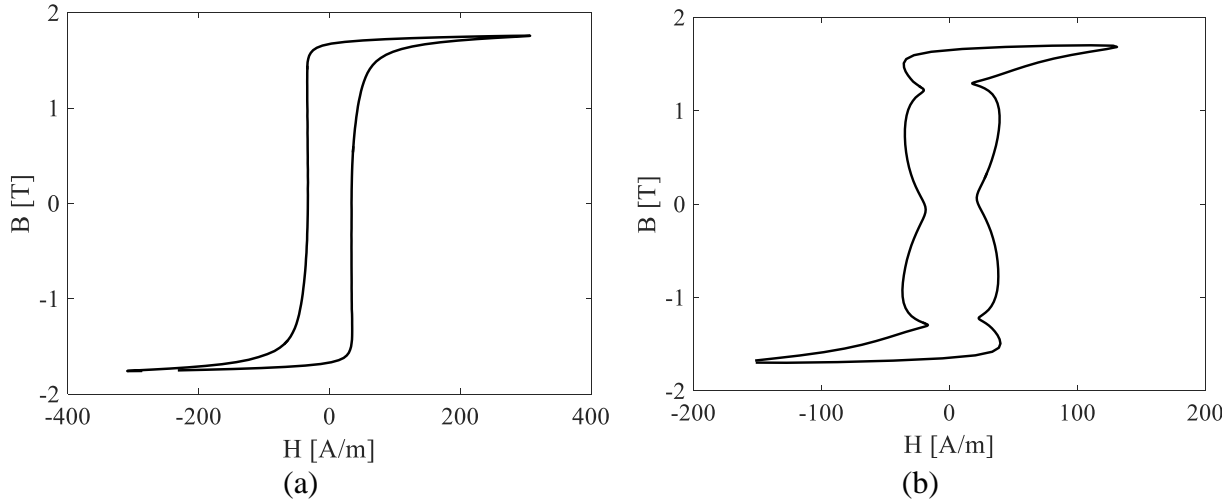


Figura 3.6. Curvas de histerese (a) na frequência fundamental e (b) fundamental com 5º harmônico superposto.

Diversas metodologias para determinação de perdas magnéticas sob excitação não senoidal já foram propostas na literatura [82]. Dentre as principais, encontra-se a formulação de Amar e Kaczmarek [83], que é baseada na decomposição da energia dissipada no núcleo em parcelas devidas à histerese e às correntes parasitas. Para excitação puramente senoidal na frequência  $f_0$ , tem-se:

$$w_c = w_h + w_{ec}(f_0) + w_{ea}(f_0) \quad (3.15)$$

sendo:

- $w_h$  a densidade de perdas por histerese (curva quase estática);
- $w_{ec}(f_0)$  o valor das perdas por correntes parasitas na frequência  $f_0$ ; e
- $w_{ea}(f_0)$  o valor das perdas adicionais por correntes parasitas na frequência  $f_0$ .

Os valores de  $w_{ec}(f_0)$  e  $w_{ea}(f_0)$  são dados por [84]:

$$w_{ec}(f_0) = \left[ \frac{(\pi \cdot d)^2 \cdot \sigma_c}{6 \cdot m_v} \right] \cdot B_{max}^2 \cdot f_0 \quad (3.16a)$$

$$w_{ea}(f_0) = \frac{8,8}{m_v} \cdot \sqrt{\sigma_c \cdot A_c \cdot G \cdot V_0} \cdot B_{max}^{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{f_0} \quad (3.16b)$$

em que:

- $d$  é a espessura da chapa, caso o núcleo seja laminado;
- $\sigma_c$  é a condutividade elétrica do material;
- $m_v$  é a densidade do material;

- $A_c$  é a área de seção transversal da chapa;
- $G \cdot V_0$  é um coeficiente dependente da microestrutura do material.

O valor de  $G \cdot V_0$  é determinado substituindo-se, na equação (3.15), valores de  $w$  e  $w_h$  determinados experimentalmente e  $w_{ec}(f_0)$  calculado na equação (3.16a) de acordo com os parâmetros construtivos do núcleo magnético. Com isso, obtém-se o valor de  $w_{ea}(f_0)$  e, por conseguinte, o valor de  $G \cdot V_0$  através da equação (3.16b).

Amar e Kaczmarek propuseram a extensão da equação (3.15) para forma de onda genérica com frequência fundamental  $f$  e fator de forma  $F_c$ , conforme a equação (3.17):

$$w_c = w_h + w_{ec}(f_0) \cdot \frac{f}{f_0} \cdot F_c^2 + w_{ea}(f_0) \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}} \cdot F_c \quad (3.17)$$

onde:

$$F_c = \frac{1}{B_{max}} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} h^2 B_h^2} \quad (3.18a)$$

e

$$B_h = \frac{V_h}{2\pi N_1 A f h} \quad (3.18b)$$

sendo  $V_h$  o valor de pico da componente de ordem  $h$  da tensão de excitação.

A equação (3.17) fornece as perdas no núcleo em J/kg por ciclo da tensão de excitação. Conforme a equação (3.11), a multiplicação dessa equação pela frequência  $f$  fornece as perdas em W/kg:

$$p_c = w_c \cdot f = w_h \cdot f + w_{ec}(f_0) \cdot \frac{f^2}{f_0} \cdot F_c^2 + w_{ea}(f_0) \cdot \frac{f^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{f_0}} \cdot F_c \quad (3.19)$$

A título de demonstração da influência dos harmônicos nas perdas magnéticas, seja o arranjo mostrado anteriormente na Figura 3.4, considerando núcleo com área de seção transversal retangular de profundidade  $e$  e distribuição hipotética de perdas em  $f_0 = 60$  Hz a  $B_{max} = 1$ T conforme a Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Parâmetros do arranjo da Figura 3.4.

$e$ [mm]	$r_1$ [mm]	$r_2$ [mm]	$N_1$	$w_h$ [p.u.]	$w_{ec}$ [p.u.]	$w_{ea}$ [p.u.]
40	30	50	26	0,45	0,20	0,35

Seja também a aplicação de tensão  $v_1$  dada pela equação (3.20):

$$v_1(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cos(h\omega t + \theta_h) \quad (3.20)$$

Sob essas condições, a densidade de fluxo  $B$  resultante no núcleo vale:

$$B(t) = \sum_{h=1}^{\infty} B_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (3.21)$$

em que  $B_h$  e  $V_h$  estão relacionados pela equação (3.18b). Para que a comparação entre as perdas com a aplicação da tensão dada na equação (3.20) e com a aplicação de tensão puramente senoidal possa ser feita, a densidade de fluxo de pico resultante na equação (3.21) também tem que ser igual a  $B_{max} = 1\text{T}$ . A Tabela 3.2 mostra uma composição harmônica de tensão que leva a este valor de densidade de fluxo. Essa composição é representativa de um caso típico de aplicação do compensador proposto neste trabalho, tendo em vista que as amplitudes das componentes harmônicas de corrente dos sistemas elétricos industriais e comerciais decaem com o aumento de do valor de  $h$  [16]. As formas de onda resultantes são mostradas na Figura 3.7.

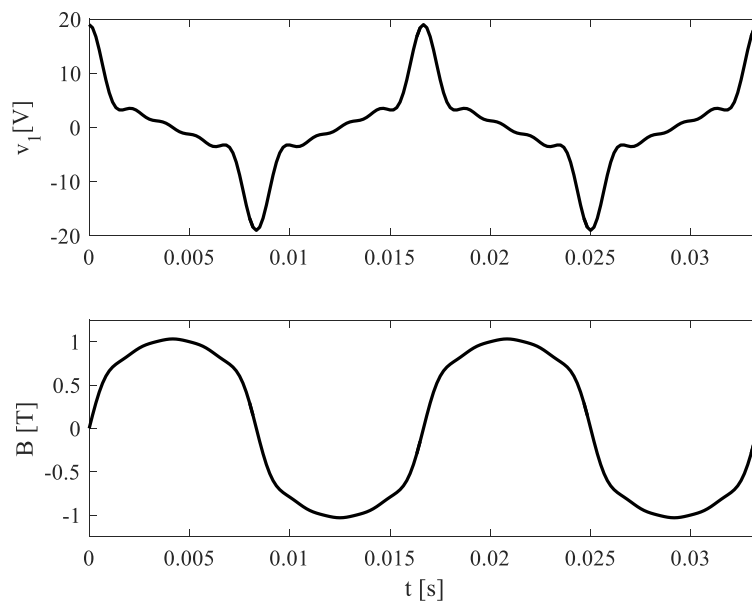


Figura 3.7. Tensão e densidade de fluxo resultante, para as componentes harmônicas da Tabela 3.2.

Tabela 3.2. Composição harmônica da tensão de excitação  $v_1$  da Figura 3.5.

<b><math>h</math></b>	1	3	5	7	9
<b><math>V_h</math>[V]</b>	9	4	3	2	1
<b><math>\theta_h</math>[rad]</b>	0	0	0	0	0



Para essa composição de tensão, o fator de forma vale  $F_c = 1,344$ , e a frequência fundamental é  $f = f_0 = 60$  Hz. Levando esses valores na equação (3.19) e considerando o valor das perdas no núcleo na frequência fundamental igual a 1 p.u., tem-se  $p_c = 1,282$  p.u., ou seja, um aumento de 28,2%.

Apesar do método aqui apresentado para o cálculo das perdas no núcleo ser genérico, a característica dinâmica da tensão a ser sintetizada pelo compensador exige que a determinação das perdas seja feita de forma contínua, de acordo com as amplitudes e ângulos das componentes harmônicas de  $v_1$ , e que o valor calculado seja levado em consideração no sistema de controle do conversor para garantir que a temperatura do núcleo não extrapole o valor de projeto.

Ainda que seja difícil determinar qual o pior cenário, ou seja, qual a composição harmônica de tensão que leva à maior dissipação de energia no núcleo, as equações (3.16a) e (3.16b) apontam diretrizes interessantes para o dimensionamento do núcleo. Da equação (3.16a), é possível concluir que, quanto menor a espessura da lâmina ( $d$ ) utilizada no núcleo e quanto menor a condutividade ( $\sigma_c$ ) do material, menor o valor da componente de perdas  $w_{ec}$ . Da equação (3.16b), conclui-se que quanto menores os valores da área de seção transversal da lâmina ( $A_c$ ) e de  $\sigma_c$ , menor o valor da componente de perdas  $w_{ea}$ . Para fins de projeto, o valor de  $B_{max}$  é o que corresponde ao “joelho” da curva de magnetização. Em geral, esse ponto é definido como aquele a partir do qual é necessário um aumento de 50% na intensidade de campo para provocar um aumento de 10% na densidade de fluxo, como mostra a Figura 3.8 [85].

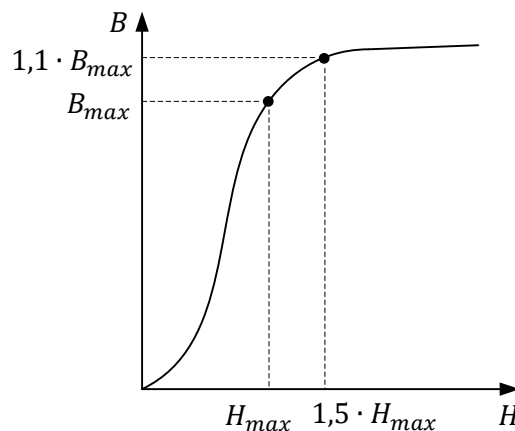


Figura 3.8. Determinação do “joelho” da curva de histerese.

A determinação de  $\sigma_c$  e  $d$  depende do tipo de material escolhido para o núcleo. Normalmente, utilizam-se ligas de aço com teor de até 3% de silício [81] para redução da condutividade. Outros materiais, como ferrites e pós de ferro, têm condutividades muito menores do que as dos aços-silício, porém com densidade de fluxo máxima significativamente inferior. Valores típicos das propriedades de alguns aços-silício de grão orientado, que são tipicamente usados em transformadores, são dados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3. Valores das principais características de alguns aços-silício de grão orientado comerciais. Adaptado de [86].

Ref.	Perdas Magnéticas @ 1,5T / 60Hz [W/kg]	B [T] @			d [mm]
		800A/m	2500A/m	10000A/m	
M108-23	0,91	1,87	1,93	1,98	0,224
M117-23	0,94	1,85	1,93	1,97	0,224
M112-27	1,01	1,86	1,93	1,97	0,263
M130-30	1,10	1,86	1,93	1,97	0,293
M150-35	1,25	1,85	1,93	1,97	0,342

Conforme mostra a tabela, os aços elétricos são comercializados em chapas com espessuras de frações de milímetro. A Figura 3.9 ilustra, em um corte de uma lâmina de espessura  $d$ , o vetor fluxo magnético (saindo da página) e a corrente parasita  $i_p$  induzida pela variação (decremento) deste fluxo. Para componentes de fluxo em frequências harmônicas, essas correntes tendem a se concentrar pelas bordas da lâmina (efeito pelicular). Nessa situação, a resistência elétrica da chapa aumenta devido ao aumento do caminho efetivo percorrido.

A profundidade de penetração  $\delta_c$  é calculada de acordo com as propriedades do núcleo e a frequência de operação, conforme a equação (3.22):

$$\delta_c = \frac{1}{\sqrt{\pi h f \mu \sigma_c}} \quad (3.22)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade absoluta e  $\sigma_c$  é a condutividade elétrica do material.

A Tabela 3.4 mostra os valores de  $\delta_c$  obtidos com valores típicos de permeabilidade e condutividade do aço-silício ( $\mu_r = 5000$  e  $\sigma_c = 2 \cdot 10^6$  S/m) e para as frequências nas quais o compensador proposto neste trabalho operará.

Tabela 3.4. Profundidades de penetração para o aço-silício nas frequências de operação do compensador.

$h$	1	3	5	7	9	11	13
$\delta_c$ [mm]	0,64	0,38	0,29	0,25	0,22	0,19	0,18

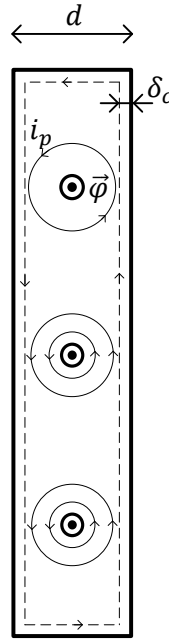


Figura 3.9. Fluxo magnético variante no tempo e corrente parasita induzida em uma lâmina.

Para que a laminação do núcleo seja efetiva na redução das perdas por correntes parasitas, ela deve ser feita necessariamente na direção do fluxo magnético, e a espessura  $d$  da chapa deve ser inferior ao dobro do menor dos valores da Tabela 3.4, ou seja:

$$d < 2 \cdot \delta_{c,min} \quad (3.23)$$

Com isso, as parcelas  $w_{ec}$  e  $w_{ea}$  da equação (3.19) são minimizadas.

A Figura 3.10 mostra a variação das perdas totais no núcleo,  $p_c$ , em função do fator de forma  $F_c$  da tensão  $v_1$ , para frequência  $f = f_0 = 60$  Hz. Quatro casos foram considerados:

- $w_h = w_{ea} = 0,10$  p.u. <  $w_{ec} = 0,80$  p.u.;
- $w_h = w_{ec} = w_{ea} = 0,33$  p.u.;
- $w_h = w_{ec} = 0,10$  p.u.;  $w_{ea} = 0,80$  p.u.; e
- $w_h = 0,80$  p.u.;  $w_{ec} = w_{ea} = 0,10$  p.u.

No primeiro caso, em que as perdas clássicas por correntes parasitas são predominantes sobre as perdas por histerese, o valor de  $p_c$  aumenta muito com  $F_c$ , sendo este o caso mais crítico. O caso menos crítico é aquele no qual as duas componentes de perdas por correntes parasitas são minimizadas, o que já era esperado devido ao fato de, na equação (3.19), essas componentes dependerem de  $F_c$  e  $F_c^2$ . A minimização das perdas por correntes parasitas, proporcionada pela adequação da espessura das lâminas, conforme a equação (3.23), garante que o aumento das perdas no núcleo devido aos harmônicos seja o menor possível. Ainda assim, essas perdas devem ser levadas em consideração no dimensionamento do transformador. As opções são a execução do projeto para um caso específico, seguindo o

roteiro apresentado nesta seção, ou então a inclusão, no sistema de controle do compensador, de um fator calculado dinamicamente a partir da equação (3.19). Esta opção é mais interessante por viabilizar a utilização do compensador em uma larga faixa de combinações de tensões harmônicas, possibilitando aproveitamento ótimo do *hardware* disponível.

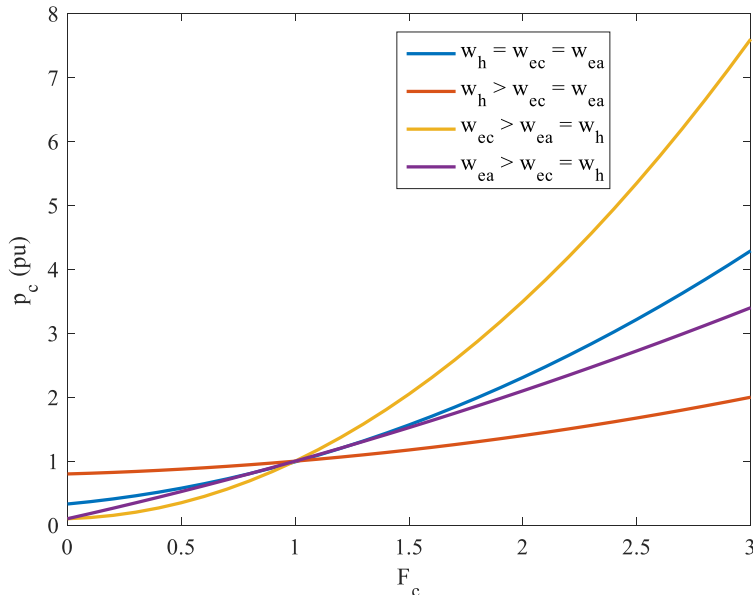


Figura 3.10. Perdas magnéticas em função do fator de forma da tensão aplicada.

### 3.1.2. Perdas nos Enrolamentos

As perdas nos enrolamentos de um transformador são devidas à resistência elétrica do condutor utilizado. Para um condutor cilíndrico maciço de raio  $r$ , à temperatura  $T$ , a resistência é dada por [87]:

$$R_{cc} = \frac{1}{\sigma \cdot \pi \cdot r^2} \quad (3.24)$$

onde  $\sigma$  é a condutividade elétrica do material, que varia com a temperatura conforme a equação (3.25),

$$\sigma = \frac{1}{\rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)]} \quad (3.25)$$

em que  $\rho_0$  é a resistividade à temperatura  $T_0$  e  $\alpha$  é o coeficiente de temperatura do material.

Ao ser percorrido por uma corrente eficaz de valor  $I$ , este condutor dissipa, na forma de calor, potência  $P$  dada por:

$$P = R_{cc} \cdot I^2 \quad (3.26)$$

Em corrente alternada, as perdas dadas pela equação (3.26) são acrescidas por novas parcelas, devidas ao efeito pelicular e ao efeito proximidade [88]. Ambos resultam

diretamente da Lei de Faraday [81]. Pelo efeito pelicular, correntes parasitas são induzidas no condutor em oposição à variação do fluxo magnético no seu interior. Na periferia do condutor, essas correntes têm o mesmo sentido da corrente original  $I$ . Na região central do condutor, o sentido é contrário ao de  $I$ , como mostra a Figura 3.11(a). O resultado é uma distribuição não uniforme de corrente no condutor, cujo efeito é equivalente à redução da sua área de seção transversal ou, em outras palavras, ao aumento da sua resistência efetiva [89].

O efeito proximidade ocorre devido à interação entre o campo magnético de um condutor e o campo de um condutor próximo. Na Figura 3.11(b) são ilustrados dois condutores (1 e 2) colocados lado a lado e conduzindo correntes de magnitude  $I$  no mesmo sentido, situação comum em um enrolamento de um transformador. Na Figura, foi ilustrado apenas o efeito produzido no condutor 2 pelo condutor 1. O fluxo magnético produzido por 2 na região onde se encontra 1 varia com a mesma frequência da corrente no condutor 1. A variação deste fluxo causa, no condutor 2, correntes parasitas que tendem a produzir fluxo em oposição à variação do fluxo produzido por 1. Essas correntes tendem a se cancelar no centro do condutor, mas não na sua periferia. O resultado é a alteração na distribuição da corrente  $I$  devido às correntes longitudinais nas bordas do condutor.

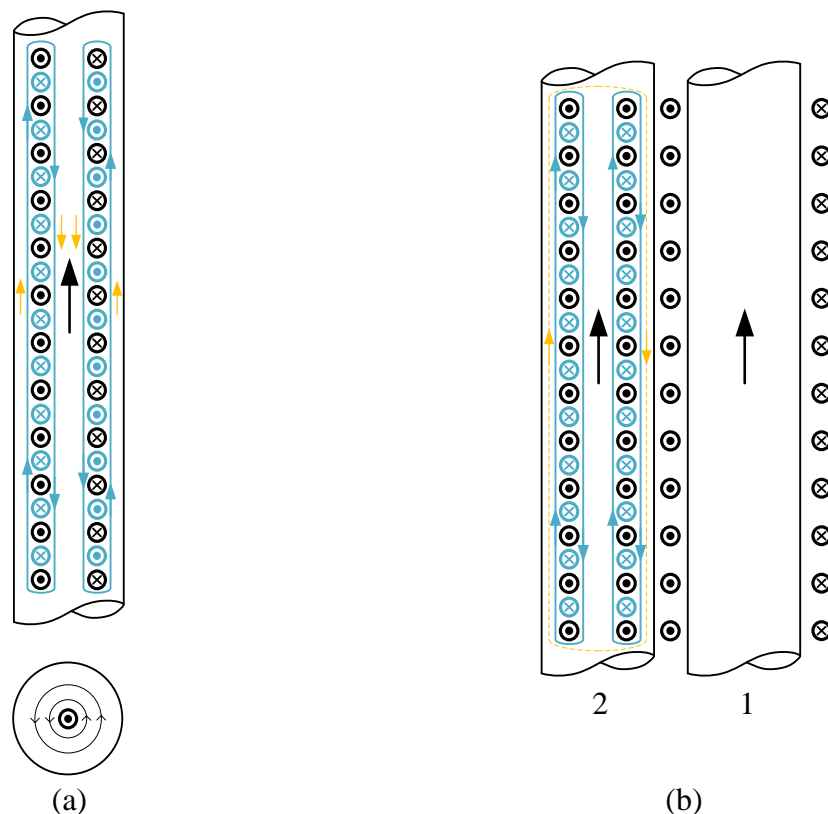


Figura 3.11. Efeitos (a) pelicular e (b) proximidade em condutores elétricos em corrente alternada.

Podem-se utilizar as equações de Maxwell na determinação de um fator de correção para a resistência do enrolamento de um transformador devido à combinação do efeito pelicular e do efeito proximidade, em função da geometria dos condutores e da frequência da corrente  $I$ . A expressão para o cálculo deste fator ( $k_p$ ) é dada pela equação (3.27) [90], [91]:

$$k_p = \frac{R_{ca}}{R_{cc}} = \Delta \left[ \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \cdot \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \right] \quad (3.27)$$

onde  $p$  é o número de camadas do enrolamento e  $\Delta$  é a relação entre a espessura de uma camada do enrolamento,  $d$ , e a profundidade de penetração,  $\delta$ :

$$\Delta = \frac{d}{\delta} \quad (3.28)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi h f \mu_o \sigma}} \quad (3.29)$$

onde  $\mu_o$  e  $\sigma$  são a permeabilidade absoluta e a condutividade elétrica do material.

A Figura 3.12 ilustra o conceito físico de profundidade de penetração para um condutor cilíndrico maciço de raio  $r$ : a corrente se concentra na coroa de espessura  $\delta$  em sua periferia.

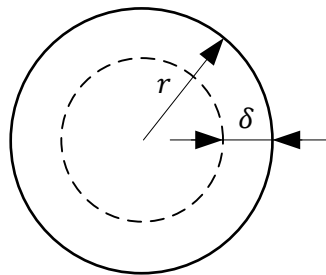


Figura 3.12. Profundidade de penetração  $\delta$  de um condutor maciço de raio  $r$ .

Para um enrolamento convencional como o da Figura 3.13, típico de um transformador coaxial, com os parâmetros dados na Tabela 3.5, tem-se a variação da resistência em função da frequência e do número de camadas  $p$  mostrada na Figura 3.14.

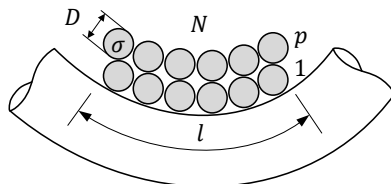


Figura 3.13. Enrolamento primário típico do transformador coaxial da Figura 3.4.

Tabela 3.5. Parâmetros do arranjo da Figura 3.4.

D [mm]	$N_1$	$\sigma$ [S·m/mm <sup>2</sup> ]	$r_1$ [mm]	$r_2$ [mm]
1,628 (14 AWG)	67	61,7 (Cobre a 20°C)	30	50

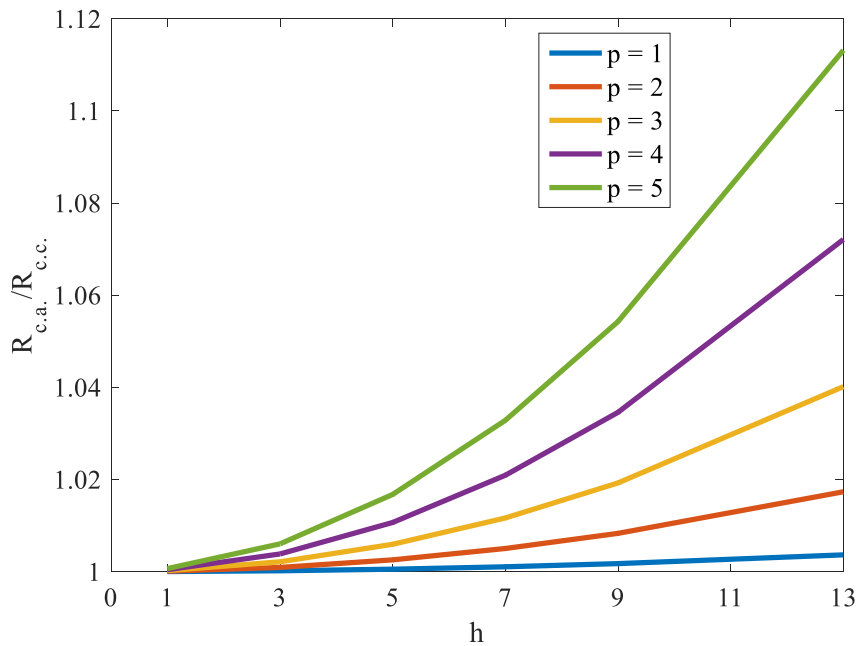


Figura 3.14. Variação da resistência de um enrolamento de  $p$  camadas em função da ordem harmônica  $h$ .

No 9º harmônico, por exemplo, o aumento na resistência do enrolamento em relação à resistência c.c., para 1 camada, vale cerca de 0,2%. Para 2 camadas, a resistência aumenta em 1%. Para 5 camadas, cerca de 5,5%.

A equação (3.27) fornece um fator para cálculo da resistência de um enrolamento em uma única frequência. As perdas por efeito Joule,  $P$ , podem então ser calculadas por:

$$P = k_p \cdot R_{cc} \cdot I^2 \quad (3.30)$$

Para corrente com várias componentes harmônicas, é possível fazer a decomposição espectral e aplicar a equação (3.31) para a determinação das perdas totais por efeito Joule [81].

$$P = R_{cc} I_{cc}^2 + R_{cc} \sum_{h=1}^{\infty} k_{ph} I_h^2 \quad (3.31)$$

onde  $I_{cc}$  é a componente contínua da corrente,  $I_h$  é a parcela de ordem  $h$  obtida através da decomposição espectral e  $k_{ph}$  é o valor de  $k_p$  obtido da equação (3.27) calculada para a componente de frequência de ordem  $h$ .

A potência dissipada no enrolamento pode ser expressa, de maneira equivalente, pela equação (3.32), em que  $R_{eff}$  é a resistência efetiva do enrolamento, incluindo os efeitos pelicular e proximidade, e  $I$  é a corrente eficaz.

$$P = R_{eff} \cdot I^2 \quad (3.32)$$

Igualando as equações (3.31) e (3.32), tem-se a relação entre a resistência efetiva e a resistência c.c. do enrolamento, dada pela equação (3.33).

$$\frac{R_{eff}}{R_{cc}} = \frac{1}{I^2} \cdot \left( I_{cc}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} k_{ph} I_h^2 \right) \quad (3.33)$$

Como exemplo de aplicação destas expressões, seja submeter o enrolamento do arranjo da Figura 3.4, com os parâmetros da Tabela 3.5, a uma corrente  $i(t)$  com forma de onda quadrada e amplitude  $I_o$ , cuja composição harmônica é dada por:

$$I_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{h}, & h \text{ ímpar} \\ 0, & h \text{ par} \end{cases} \quad (3.34)$$

Substituindo os valores de (3.34) na equação (3.35) e lembrando que  $I_{cc} = 0$  e que, para a forma de onda considerada,  $I = I_o$ , tem-se:

$$\frac{R_{eff}}{R_{cc}} = \left( \frac{4}{\pi} \right)^2 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{ph}}{h^2} \quad (3.35)$$

A Figura 3.15 mostra as curvas resultantes da equação (3.35) para vários valores de  $D$  (diâmetro do condutor) e de  $p$  (quantidade de camadas do enrolamento). É possível notar que há um diâmetro ótimo ( $D_o$ ) que minimiza  $R_{eff}$  para cada valor de  $p$ . Para diâmetros inferiores a  $D_o$ , a resistência efetiva aumenta essencialmente devido à redução da área de seção transversal do condutor. Para diâmetros superiores a  $D_o$ , o aumento da resistência ocorre predominantemente devido ao efeito proximidade.

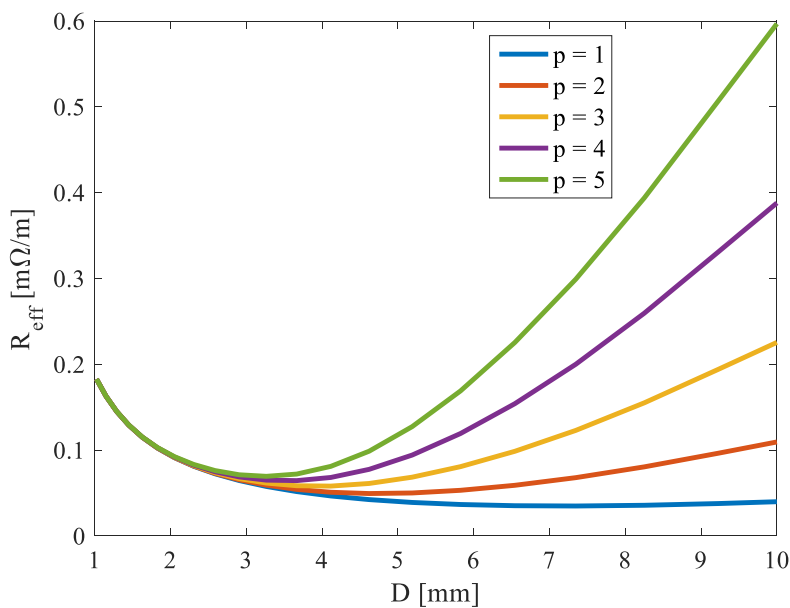


Figura 3.15. Resistência efetiva do enrolamento primário do transformador da Figura 3.4 em função do diâmetro  $D$  do condutor e do número  $p$  de camadas.



O resultado mostrado na Figura 3.15, ainda que específico de um transformador, demonstra que o projetista deve optar pelo número mínimo de camadas nos enrolamentos, de forma a reduzir as perdas adicionais por efeito proximidade. Para um enrolamento de uma camada, com os parâmetros da Tabela 3.5, a relação  $R_{ca}/R_{cc}$  é praticamente unitária até a componente harmônica de ordem 13. Por outro lado, a Figura 3.15 mostra que, quanto menor o número de camadas do enrolamento, maior o diâmetro ótimo do condutor. Caso existam limitações práticas para o projeto do transformador, como, por exemplo, grande quantidade de espiras necessárias para a relação de transformação desejada e pequenas dimensões da janela disponível no núcleo, pode ser necessário utilizar um condutor com diâmetro inferior ao diâmetro ótimo calculado, levando a um maior valor de perdas nos enrolamentos em relação ao valor mínimo.

A abordagem apresentada até aqui é aplicável para fins de especificação dos enrolamentos. Vale notar que, embora baseada nas equações de Maxwell, o efeito do aumento da temperatura na redução da condutividade do cobre, equação (3.25), não foi computado. Além disso, ainda que a melhor configuração seja adotada, ou seja, que as perdas sejam mínimas, essa configuração será referente a uma condição de carga específica. A composição da corrente de carga a que o compensador proposto neste trabalho estará sujeito é dinâmica, e, desta forma, é mais interessante resolver o problema das perdas nos enrolamentos estabelecendo a corrente eficaz máxima a que estes podem ser submetidos, em função das componentes harmônicas da corrente, de forma tal que a temperatura seja mantida dentro do valor de projeto.

Essa questão foi inicialmente tratada para transformadores de distribuição. Historicamente, esses transformadores eram projetados para correntes puramente senoidais, mas em função da crescente penetração de cargas não lineares nos sistemas elétricos de potência e conseqüente aumento das perdas no cobre dos enrolamentos, houve significativo aumento na temperatura de operação e, com isso, grande redução na vida útil desses equipamentos [92]. Para que fosse possível manter os transformadores existentes em operação, foi desenvolvido um estudo sobre o impacto das componentes harmônicas de corrente no aumento da temperatura dos enrolamentos, que resultou na recomendação ANSI/IEEE C57.110, popularmente conhecida como fator  $K$  [93].

Seja  $P_{W,nom}$  da equação (3.36) o valor de projeto da potência dissipada no enrolamento de um transformador. A primeira parcela ( $I_{nom}^2 \cdot R_{cc}$ ) é devida à circulação da corrente eficaz nominal  $I_{nom}$ , puramente na frequência fundamental, e a segunda parcela ( $P_{EC,nom}$ )

representa as perdas adicionais devido às correntes parasitas, provocadas pelo efeito pelicular e pelo efeito proximidade, também na frequência fundamental:

$$P_{W,nom} = I_{nom}^2 \cdot R_{cc} + P_{EC,nom} \quad (3.36)$$

De acordo com o estudo, correntes distorcidas provocam aumento das perdas por correntes parasitas conforme a equação (3.37):

$$P_{EC} = P_{EC,nom} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{I_h}{I_{nom}} \right)^2 \cdot h^2 \quad (3.37)$$

em que  $I_h$  é o valor eficaz da componente de corrente de ordem  $h$ .

Adotando-se  $I_{nom}$  como valor base de corrente e  $I_{nom}^2 \cdot R_{cc}$  como valor base de potência, pode-se escrever a equação (3.37) em p.u.:

$$P_{EC}(pu) = P_{EC,nom}(pu) \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 \cdot h^2 \quad (3.38)$$

A corrente eficaz no enrolamento pode ser escrita em função das componentes harmônicas, em p.u., a partir da equação (2.21):

$$I(pu) = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2} \quad (3.39)$$

A potência dissipada no enrolamento é dada, em p.u., por:

$$P(pu) = I(pu)^2 + P_{EC}(pu) \quad (3.40)$$

Substituindo (3.38) e (3.39) na equação (3.40), tem-se:

$$P(pu) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 + P_{EC,nom}(pu) \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 h^2 \quad (3.41)$$

O valor de projeto das perdas no enrolamento, em p.u., é igual a:

$$P_{W,nom}(pu) = 1 + P_{EC,nom}(pu) \quad (3.42)$$

Igualando o lado direito da equação (3.41) ao lado direito da equação (3.42):

$$1 + P_{EC,nom}(pu) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 + P_{EC,nom}(pu) \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 h^2 \quad (3.43)$$

Reconhecendo que a primeira parcela do lado direito da equação (3.43) representa  $I(pu)^2$ , determina-se o máximo valor para a corrente eficaz no enrolamento:

$$I(pu)_{max} = \sqrt{\frac{1 + P_{EC,nom}(pu)}{1 + K \cdot P_{EC,nom}(pu)}} \quad (3.44)$$

onde:

$$K = \left[ \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 h^2 \right] / \left[ \sum_{h=1}^{\infty} I_h(pu)^2 \right] \quad (3.45)$$

A determinação da máxima corrente admissível no transformador depende do valor de  $P_{EC,nom}(pu)$ , que é fixo, e do fator  $K$ , que é calculado a partir da decomposição espectral da corrente no enrolamento. O valor de  $P_{EC,nom}(pu)$ , se desconhecido, pode ser determinado a partir de  $k_p$  calculado da equação (3.27), fazendo:

$$P_{EC,nom}(pu) = \frac{I_{nom}^2 k_p R_{cc} - I_{nom}^2 R_{cc}}{I_{nom}^2 R_{cc}} = k_p - 1 \quad (3.46)$$

No cálculo de  $k_p$ , deve-se levar a condutividade do cobre na temperatura de projeto do enrolamento, uma vez que o valor procurado na equação (3.46) corresponde à condição nominal de operação. De forma conservativa, pode se fazer o cálculo da condutividade usando a temperatura máxima de acordo com a classe térmica do isolante utilizado na construção do enrolamento.

No caso específico do enrolamento cujos parâmetros foram dados na Tabela 3.5, o valor de  $k_p$  é praticamente unitário na frequência fundamental, como foi mostrado através das curvas obtidas na Figura 3.14. Esse resultado era esperado devido ao fato da relação entre o diâmetro do condutor (1,628mm) e a profundidade de penetração em 60Hz para um condutor de Cobre a 20°C (8,272mm) ser muito pequena. Na frequência fundamental, o efeito das correntes parasitas é significativo apenas para condutores de raio  $r$  comparável à profundidade de penetração  $\delta$  (vide Figura 3.12), ou seja:

$$D = 2r \geq 2\delta \quad (3.47)$$

onde  $D$  é o diâmetro do condutor.

Condutores dessa dimensão são típicos de transformadores de distribuição, com potências da ordem de centenas de kVA [94]. A menos que o compensador tratado neste trabalho seja dimensionado para uma aplicação de alta potência, na qual seja necessário utilizar condutores com grandes diâmetros, o valor das perdas nos enrolamentos por correntes parasitas em 60Hz é praticamente nulo, ou seja,  $P_{EC,nom}(pu) \cong 0$ . Levando este valor na equação (3.44), tem-se  $I(pu)_{max} = 1$  para qualquer valor de  $K$ .

Para casos em que perdas por correntes parasitas não são desprezíveis em 60Hz, as equações (3.44) e (3.45) podem ser facilmente integradas ao sistema de controle do compensador, garantindo que sua operação ocorra de forma tal que a temperatura dos enrolamentos seja mantida dentro do limite de projeto. O controle do compensador será discutido no Capítulo 4.

As perdas por correntes parasitas nos enrolamentos de um transformador podem ser reduzidas, sem custo adicional, intercalando-se as espiras dos enrolamentos primário e secundário [81]. Em um transformador construído desta forma, o campo magnético produzido no entorno de uma espira pela circulação da corrente  $I_1$  é enfraquecido pelo campo magnético produzido pela espira vizinha, que conduz corrente  $I_2$  no sentido oposto. Com isso, as correntes parasitas provocadas pelo efeito proximidade, mostradas na Figura 3.11(b), são minimizadas em relação à situação original em que a disposição dos enrolamentos é concentrada. Para um transformador coaxial com secundário de espira única como o da Figura 3.4, entretanto, é impossível a aplicação desta técnica.

Outra possibilidade para a redução de correntes parasitas é a utilização de condutores especiais chamados fios Litz [95]. Esse tipo de condutor é formado por múltiplos fios eletricamente isolados entre si e dispostos em forma de feixe. O diâmetro dos fios é determinado de forma tal que seja menor do que a profundidade de penetração para a frequência da corrente a que o enrolamento será submetido. Com isso, garante-se que a distribuição de corrente se dará por toda a área de seção reta dos fios.

A Tabela 3.6 mostra a profundidade de penetração  $\delta$  para um condutor de cobre a 20°C, calculada a partir da equação (3.29), nas frequências de interesse para o compensador proposto neste trabalho. Dado o valor da bitola do condutor do enrolamento, comparam-se os valores da tabela com o raio  $r$  deste condutor. Caso  $\delta > r$  em toda a faixa de frequências, não há necessidade de se empregar o fio Litz no lugar do condutor maciço.

Tabela 3.6. Profundidade de penetração para um condutor de cobre a 20°C, na faixa de frequências de interesse para o compensador.

<b>h</b>	1	3	5	7	9	11	13
<b><math>\delta</math> [mm]</b>	8,272	4,775	3,699	3,126	2,757	2,494	2,294

Para que o compensador tenha baixo custo, recomenda-se, portanto, a utilização de condutores de diâmetro  $D$  até:

$$D \leq 2 \times 2,294 = 4,588 \text{ mm} \quad (3.48)$$

Fios de cobre são geralmente comercializados em bitolas no padrão AWG. A Tabela 3.7 mostra o diâmetro, resistência c.c. por unidade de comprimento e corrente nominal de alguns condutores dentro da especificação da equação (3.48).

Tabela 3.7. Parâmetros de alguns condutores de cobre disponíveis no mercado. Adaptado de [96].

Nº AWG	6	7	10	12	15	17	18
D [mm]	4,115	3,665	2,588	2,053	1,450	1,150	1,024
S [mm <sup>2</sup> ]	13,30	10,55	5,26	3,31	1,65	1,04	0,82
R <sub>cc</sub> [Ω/km @ 20°C]	1,27	1,70	3,23	5,13	10,3	16,34	20,73
I <sub>n</sub> [A]	38	30	15	9,5	4,8	3,2	2,5

### 3.1.3. Determinação dos Parâmetros

Tendo estabelecido diretrizes construtivas para o núcleo e para os enrolamentos, de forma a minimizar as perdas adicionais por efeitos harmônicos, e equações que permitem contabilizar essas perdas através do sistema de controle, é possível operar o compensador de forma que a temperatura do transformador seja mantida dentro do limite de projeto, para qualquer composição harmônica demandada em regime permanente. Resta, agora, um direcionamento sobre a determinação dos parâmetros do transformador: requisitos para o núcleo e número de espiras do primário.

Seja, então, a síntese da tensão série genérica  $v_2$  dada pela equação (3.49).

$$v_2(t) = \sum_h V_h \cdot \cos(h\omega t + \theta_h) \quad (3.49)$$

Pela Lei de Faraday, obtém-se a relação entre essa tensão e o enlace de fluxo no núcleo magnético [97], [98]. Desprezando-se a resistência e a indutância de dispersão do secundário do transformador e lembrando que  $N_2 = 1$ , tem-se:

$$v_2(t) = - \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.50)$$

Integrando-se a equação (3.50) e resolvendo para o fluxo magnético  $\varphi$ , tem-se:

$$\varphi(t) = \varphi(0) - \int_0^t v_2(t) dt \quad (3.51)$$

Assumindo fluxo uniformemente distribuído pela área de seção reta do núcleo, devem-se determinar os parâmetros construtivos satisfazendo a inequação (3.52):

$$B(t) = \frac{\varphi(t)}{A} \leq B_{max} \quad (3.52)$$

em que  $B_{max}$  é o valor da densidade de fluxo no “joelho” da curva de magnetização do material empregado na construção do núcleo. Pode-se notar que o valor de pico de  $B(t)$  depende diretamente do fluxo magnético, que por sua vez depende da tensão a ser sintetizada. Como essa tensão é composta por múltiplas componentes de frequência, cujas amplitudes e

ângulos podem variar de acordo com o local de instalação do compensador, torna-se inviável a determinação, *a priori*, de uma situação ótima de projeto.

Nesse cenário, pode-se determinar um valor eficaz máximo  $V_{2,rms}$  para a tensão a ser sintetizada pelo compensador, e a operação deve satisfazer:

$$V_{2,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \quad (3.53)$$

A potência  $S_T$  do transformador será, então:

$$S_T = V_{2,rms} \cdot I_{2,rms} \quad (3.54)$$

A tensão eficaz no primário do transformador,  $V_{1,rms}$ , pode ser escolhida pelo projetista e possibilita a determinação do número de espiras do primário ( $N_1$ ). A determinação dessa tensão deve ser feita com base nas correntes e tensões nominais das chaves empregadas no inversor de frequências e da chave de *bypass*.

$$N_1 = \frac{V_{1,rms}}{V_{2,rms}} \quad (3.53)$$

e a corrente nominal ( $I_{1,rms}$ ) do primário do transformador é dada por:

$$I_{1,rms} = I_{2,rms} \cdot \frac{1}{N_1} \quad (3.54)$$

O dimensionamento do transformador e dos demais elementos do compensador será feito com base em um estudo de caso da aplicação da tecnologia de impedâncias ativas em uma instalação comercial real, com vistas à redução de distorções harmônicas e melhoria da eficiência energética [10]. Nesse estudo, foi demonstrado, através de resultados de modelagem e simulação, que a síntese de tensões eficazes de 1 V no 3º harmônico e 0,5 V no 5º harmônico, em um barramento com demanda de cerca de 300 A em 220/127 V, foi capaz de reduzir os valores das correntes de cerca de 47 A para 5 A, no 3º, e de 24 A para 5 A, no 5º harmônico. Além disso, obteve-se diminuição do valor da distorção harmônica total de corrente de cerca de 22% para 5% e redução de aproximadamente 6% nas perdas de energia.

Dados os valores de tensão harmônica sintetizada,  $V_h$ , e corrente harmônica resultante no sistema,  $I_h$ , pode-se então calcular a reatância harmônica  $L_h$  máxima inserida na componente de ordem  $h$ , utilizando-se a equação (3.55):

$$L_h = \frac{V_h}{h \cdot \omega \cdot I_h} \quad (3.55)$$

Para o estudo de caso adotado,  $L_3 = 177 \mu H$  e  $L_5 = 106 \mu H$ .

É importante lembrar que, além das componentes de tensão harmônica defasadas em  $90^\circ$  das respectivas correntes, é necessária a síntese da componente fundamental em série com a corrente fundamental, de forma a prover potência ativa para suprimento das perdas nos elementos do compensador.

Considerando, portanto, que além das componentes de  $3^\circ$  e  $5^\circ$  harmônicos com valores eficazes de  $1\text{ V}$  e  $0,5\text{ V}$ , respectivamente, o compensador deva sintetizar  $1,5\text{ V}$  na frequência fundamental, tem-se:

$$V_{2,rms} = \sqrt{1,5^2 + 1^2 + 0,5^2} = 3,5\text{ V} \quad (3.56)$$

$$S_T = V_{2,rms} \cdot I_{2,rms} = 3,5 \cdot 300 = 1,05\text{ kVA} \quad (3.57)$$

Considerando tensão nominal de  $220\text{ V}$  no primário:

$$N_1 = \frac{220}{3,5} \cong 63 \quad (3.58a)$$

$$I_{1,rms} = 300 \cdot \frac{1}{63} \cong 4,8\text{ A} \quad (3.58b)$$

levando a um valor de bitola de, pelo menos,  $15\text{ AWG}$  conforme a Tabela 3.7.

Seja ainda a utilização do núcleo cujas dimensões foram dadas na Tabela 3.1, cuja área de seção transversal  $A$  vale:

$$A = e \cdot (r_2 - r_1) = 0,04 \cdot (0,05 - 0,02) = 1,2 \cdot 10^{-3}\text{ m}^2 \quad (3.59)$$

Dado o valor de  $B_{max}$  e o fluxo resultante da composição de tensão desejada, equação (3.51), determina-se, pela equação (3.52), se a densidade de fluxo de pico obtida é aceitável. Essa equação pode ser embutida no sistema de controle do compensador, permitindo a operação dinâmica com máximo aproveitamento e fora da região de saturação magnética.

## 3.2. Chave de *Bypass*

### 3.2.1. Operação sob Curto-Circuito no Sistema

Na ocorrência de curto-circuito a jusante do ponto de alocação do compensador, tem-se como principal implicação a circulação de altas correntes nos enrolamentos do transformador de acoplamento. Para uma corrente de falta de  $25\text{ kA}$  (valor típico em instalações elétricas de baixa tensão [99]) e a relação de transformação dada na equação (3.58a), obtém-se corrente primária  $I_{1,rms,cc}$  de:

$$I_{1,rms,cc} = \frac{25\text{ kA}}{63} = 397\text{ A} \quad (3.60)$$

Tendo em vista que o transformador coaxial opera basicamente como um transformador de corrente, não é possível simplesmente desligar as chaves do conversor c.c./c.a. [7]. Nesta

condição, a corrente da equação (3.60) encontraria dois caminhos de circulação, como mostra a Figura 3.16: (i) pelo capacitor do filtro de saída, caso exista; e (ii) pelos diodos e barramento c.c. do conversor.

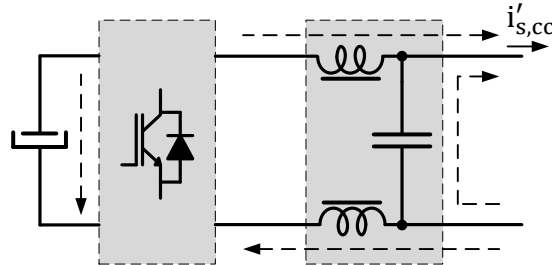


Figura 3.16. Caminhos de circulação da corrente de falta no compensador (para  $i'_{s,cc}(t) > 0$ ).

A circulação dessa corrente demandaria sobredimensionamento desses componentes, elevando o tamanho, peso e o custo final da solução. Para evitar esse inconveniente, insere-se na topologia uma chave de *bypass* da forma mostrada anteriormente na Figura 3.3. Ao detectar sobrecorrente na instalação, o sistema de controle do compensador inibe a operação do conversor c.c./c.a. e comanda o fechamento imediato desta chave.

Do ponto de vista da instalação elétrica, a grande vantagem da chave de *bypass* é que o compensador não tem influência sobre a atuação dos dispositivos de proteção existentes, já que se comporta praticamente como um curto-circuito nessa situação. Com isso, não é necessário nenhuma modificação no sistema de proteção existente ao se instalar o compensador, o que é bastante atrativo para o usuário. Por outro lado, a desvantagem da aplicação da chave de *bypass* reside no fato de que, durante a falta, circulam altas correntes pelo enrolamento primário do transformador, sendo mais um fator a ser levado em conta no seu dimensionamento.

A chave de *bypass* é composta por um par de tiristores, conectados em antiparalelo, e uma chave eletromecânica. O emprego de tiristores justifica-se pela sua capacidade de fechamento praticamente instantâneo após o disparo. Já a chave eletromecânica tem a função de manter o caminho de circulação da corrente de falta em caso de falha no circuito de disparo, falha nos tiristores ou indisponibilidade de energia para operação do compensador.

Tanto a chave tiristorizada quanto a chave eletromecânica devem ser especificadas levando em consideração os valores de tensão e corrente nominais do compensador no lado primário, a corrente de pico e a energia a que serão submetidas em caso de curto-circuito. Retomando o estudo de caso de dimensionamento iniciado na seção anterior, as chaves devem suportar tensão eficaz de 220 V e corrente em regime permanente de 4,8 A. Para



especificação da capacidade energética mínima, deve-se calcular a integral de Joule ( $I^2t$ ) da corrente no primário ( $i_1$ ) durante o intervalo de tempo correspondente à falta, conforme a equação (3.61):

$$I^2t = \int_{t_0}^{t_1} i_1(t)^2 dt \quad (3.61)$$

A corrente  $i_1(t)$ , cujo valor eficaz é dado pela equação (3.60), tem forma de onda dependente da relação entre a reatância e a resistência ( $X/R$ ) equivalentes da instalação no ponto de falta e do instante de início da falta. O pior caso é quando o compensador opera em um sistema cuja impedância de curto-circuito é predominantemente indutiva e o defeito se inicia no instante de cruzamento da tensão por zero, resultando em grande assimetria. Assumindo  $X/R = 2,4$  (valor típico para sistemas de baixa tensão [100]) e curto-circuito franco se iniciando precisamente no instante de cruzamento por zero, tem-se, na chave de *bypass*, a corrente e a integral de Joule mostradas na Figura 3.17.

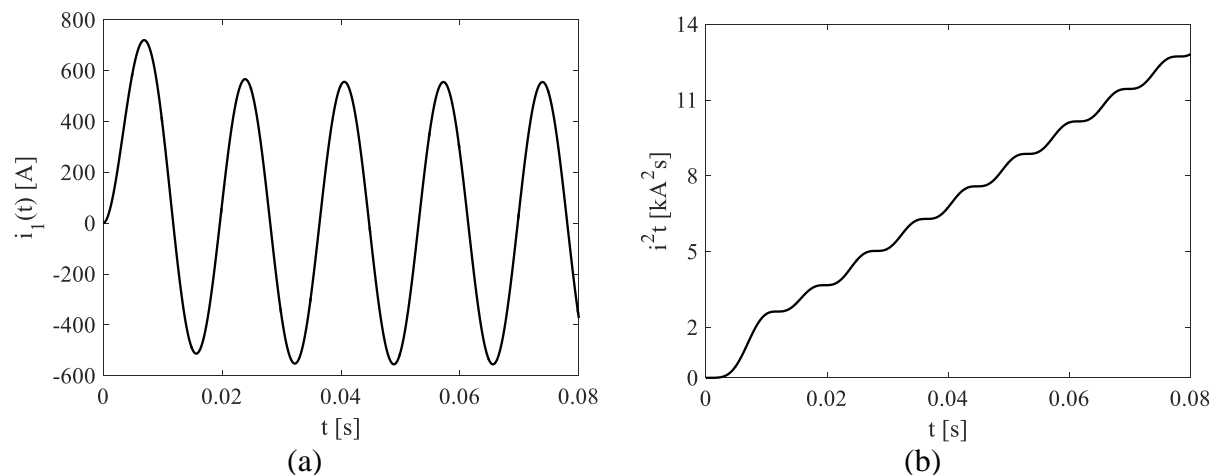


Figura 3.17. (a) Corrente de falta refletida no secundário do transformador de acoplamento; (b) Integral de Joule.

Considerando um tempo de duração do curto-circuito (sensibilização do dispositivo de proteção e interrupção total da corrente) igual a 5 ciclos na frequência fundamental ( $80\text{ ms}$ ), a chave de *bypass* deve suportar, no mínimo, cerca de  $13\text{ kA}^2\text{s}$ . Para a chave tiristorizada, vale lembrar que cada componente conduz a corrente referente a um semiciclo, e, desta forma, a energia é dividida entre os dois elementos.

Finalmente, é importante observar que o emprego da chave de *bypass* como estratégia de operação do compensador sob curto-circuito leva à circulação das correntes de falta pelo enrolamento secundário do transformador de acoplamento. Tendo em vista que o processo de elevação de temperatura do enrolamento nessa situação ocorre praticamente de forma

adiabática, deve-se prever, no projeto do transformador, suportabilidade térmica compatível com eventos de curto-circuito franco no sistema (pior caso).

### 3.2.2. Operação na Partida do Compensador

Quando do comissionamento do compensador ou após um longo tempo fora de operação, o barramento c.c. se encontrará descarregado. É necessária, portanto, a definição de um procedimento adequado de *start up*. Nesta fase, os transistores do conversor c.c./c.a. permanecerão desligados, assim como as chaves  $S_1$  e  $S_2$  (vide Figura 3.3). Para efeito de demonstração do procedimento, o sistema elétrico e o transformador de acoplamento serão substituídos por uma fonte de corrente, como mostra a Figura 3.18.

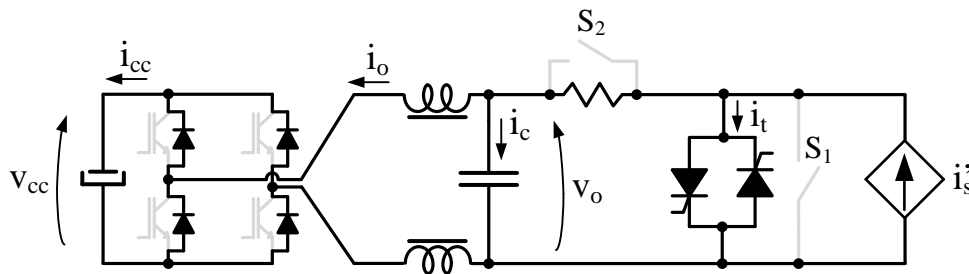


Figura 3.18. Diagrama equivalente do compensador, para demonstração do *start up*.

Inicialmente, o compensador encontra-se em modo de *bypass* e a corrente  $i'_s$  circula pela chave tiristorizada. Ao se abrir esta chave, a corrente circula pelo capacitor do filtro, estabelecendo tensão alternada  $v_o$  neste elemento. Com isso, os diodos de roda livre do conversor c.c./c.a. operam como retificadores, e a corrente  $i_o$  circula através do barramento c.c. nos instantes de tempo em que  $|v_o| > v_{cc}$ . As figuras 3.19 e 3.20 mostram as formas de onda das correntes e tensões no compensador durante o procedimento de *start up*, obtidas via simulação computacional, considerando  $i'_s$  composta pela superposição de fundamental, 3° e 5° harmônicos. Em cerca de 4 ciclos da fundamental, o barramento encontra-se praticamente carregado.

Além da simplicidade e velocidade, esta técnica de pré-carga tem a vantagem de impacto mínimo sobre o sistema elétrico. A reatância capacitiva  $X_{C,h}$  inserida no harmônico  $h$  vale:

$$X_{C,h} = \frac{1}{2\pi h f C_f} \cdot \frac{1}{N_1^2} \quad (3.62)$$

onde  $C_f$  é a capacitância do filtro e  $N_1$  é o número de espiras do primário do transformador.

Considerando  $C_f = 5\mu F$  e  $N_1 = 63$ , tem-se, na frequência fundamental,  $X_{C,1} = 133 m\Omega$ .

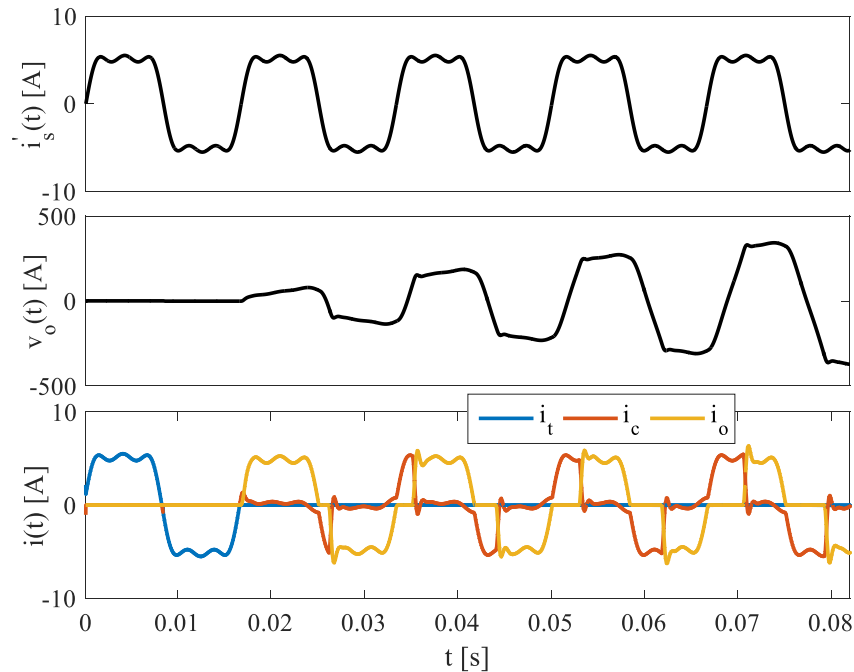


Figura 3.19. Formas de onda das correntes e tensões no compensador durante o *start up*.

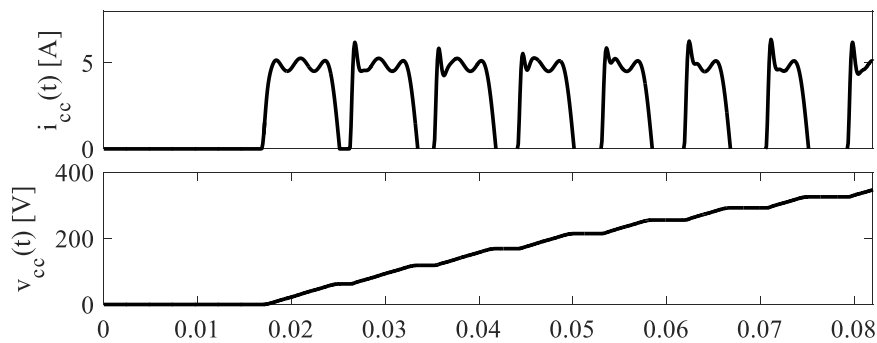


Figura 3.20. Formas de onda da corrente e tensão no barramento c.c. durante o *start up*.

### 3.3. Conversor c.c./c.a.

Conforme mostrado na Figura 3.3, será adotado, neste trabalho, conversor c.c./c.a. com topologia em ponte completa. A operação dessa estrutura com estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) tipo unipolar tem como principal vantagem a eliminação de componentes espectrais da tensão de saída do conversor na frequência de chaveamento  $f_s$  [17].

Em inversores PWM com filtro passivo de saída, como no compensador proposto neste trabalho, é desejável que a frequência de chaveamento seja tão alta quanto possível, tendo em vista maior facilidade de filtragem [17]. Todavia, altas frequências de chaveamento provocam substancial aumento nas perdas nos dispositivos semicondutores. Outro fator relevante é que, em frequências na faixa de 20 Hz a 20 kHz, o ruído provocado pela operação do inversor é audível. A questão mais importante para determinação da frequência de chaveamento na aplicação tratada neste trabalho, entretanto, está relacionada ao fato de que a tensão a ser sintetizada contém múltiplas frequências. Há, na literatura, recomendações para a seleção de frequências de, no mínimo, 21 vezes a frequência da tensão que se deseja sintetizar na saída do inversor [17]. No estudo de caso apresentado em [10], por exemplo, aponta-se a síntese de tensões no 3° e no 5° harmônicos, ou seja:

$$f_s \geq 21 \cdot 5 \cdot 60 = 6,3 \text{ kHz} \quad (3.63)$$

Para essa frequência de chaveamento e para o nível de corrente calculado na equação (3.58b), pode-se utilizar tanto transistores MOSFET quanto IGBT [101]. Outro fator que deve ser levado em consideração na aplicação em questão é que as perdas no conversor c.c./c.a. variam de acordo com a composição da tensão harmônica a ser sintetizada pelo compensador, que por sua vez depende da característica dinâmica da carga do sistema elétrico em que o mesmo se encontra instalado. Nesse cenário, é necessário avaliar o impacto da operação do conversor em múltiplas condições nas perdas nos dispositivos para que o dimensionamento térmico seja feito corretamente.

### 3.3.1. Perdas no Conversor em Função da Composição da Tensão Harmônica

Seja a utilização de um módulo a IGBTs contendo as 4 chaves do conversor c.c./c.a., incluindo os diodos. O modelo térmico equivalente do módulo, incluindo dissipador de calor, é mostrado na Figura 3.21, em que os valores das resistências e capacitâncias térmicas dos componentes são obtidos nos catálogos dos fabricantes, sendo:

- $R_{thj,c,q}$  a resistência térmica entre a junção do transistor e o encapsulamento do módulo;
- $R_{thj,c,d}$  a resistência térmica entre a junção do diodo e o encapsulamento do módulo;
- $R_{thch}$  a resistência térmica entre o encapsulamento do módulo e o dissipador de calor;
- $R_{thha}$  a resistência térmica entre o dissipador de calor e o ambiente;

- $C_{j,q}$  a capacitância térmica da junção do transistor;
- $C_{j,d}$  a capacitância térmica da junção do diodo;
- $C_{hs}$  a capacitância térmica do dissipador de calor.

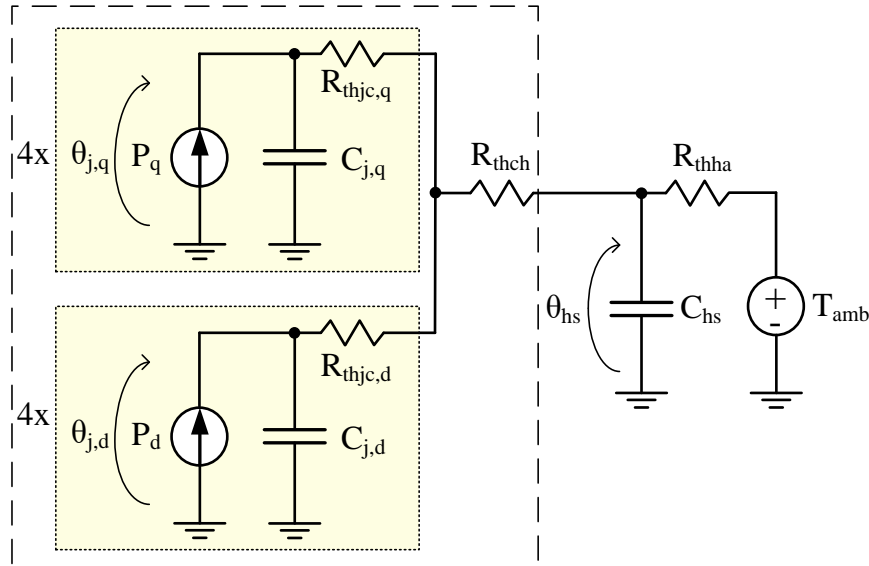


Figura 3.21. Modelo térmico equivalente de um módulo em ponte H e dissipador de calor.

A metodologia mais comumente utilizada para o dimensionamento térmico do conversor consiste em selecionar um sistema de troca de calor tal que, para qualquer condição de carga, as temperaturas de junção ( $\theta_{j,q}$  e  $\theta_{j,d}$ ) dos transistores e diodos não sejam extrapoladas em relação aos valores máximos estabelecidos pelo fabricante do módulo. O cálculo dessas temperaturas é feito resolvendo-se a rede da Figura 3.21, em que  $P_q$  e  $P_d$  representam as perdas em um transistor e um diodo, respectivamente.

As perdas no transistor ( $P_q$ ) são compostas por duas parcelas: perdas por condução e por chaveamento. As perdas por condução ( $\bar{P}_{q,cd}$ ) são calculadas tomando-se o produto entre tensão e corrente no dispositivo e calculando-se a média em um ciclo, conforme a equação (3.64). A corrente é obtida via simulação computacional, enquanto a tensão é determinada a partir da curva  $v_q \times i_q$  fornecida pelo fabricante.

$$\bar{P}_{q,cd} = \frac{1}{T} \int_0^T v_q(t) \cdot i_q(t) \cdot dt \quad (3.64)$$

Já as perdas por chaveamento ( $\bar{P}_{q,ch}$ ) dependem da frequência de operação ( $f_s$ ) e da energia dissipada no ligamento ( $e_{q,on}$ ) e desligamento ( $e_{q,off}$ ) do transistor, cujos valores são

fornecidos pelo fabricante na forma de curvas em função da corrente  $i_q$ . Essas perdas são calculadas conforme a equação (3.65):

$$\bar{P}_{q,ch} = [e_{q,on}(i_q) + e_{q,off}(i_q)] \cdot f_s \quad (3.65)$$

As perdas no diodo também são compostas por duas parcelas: perdas por condução e por recuperação reversa. O cálculo das perdas por condução ( $\bar{P}_{d,cd}$ ) é feito exatamente como na equação (3.64) para o transistor, equação (3.66). As perdas por chaveamento ( $\bar{P}_{d,ch}$ ) são obtidas levando na equação (3.65) o valor da energia de recuperação reversa  $e_{rr}(i_d)$ , equação (3.67), ou seja:

$$\bar{P}_{d,cd} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) \cdot i_d(t) \cdot dt \quad (3.66)$$

$$\bar{P}_{d,ch} = [e_{rr}(i_d)] \cdot f_s \quad (3.67)$$

Para avaliação das perdas no compensador em diferentes condições de carga, será utilizado o modelo simplificado da Figura 3.22. Neste modelo, o sistema elétrico será representado por uma fonte de corrente equivalente, contendo apenas a componente fundamental. Será adotado barramento c.c. com tensão nominal de 400 V, frequência de chaveamento de 10 kHz, atendendo ao requisito da equação (3.63), e filtro de saída com  $C_f = 5 \mu F$  e  $L_f = 5,1 mH$ . O projeto do filtro será apresentado na próxima seção.

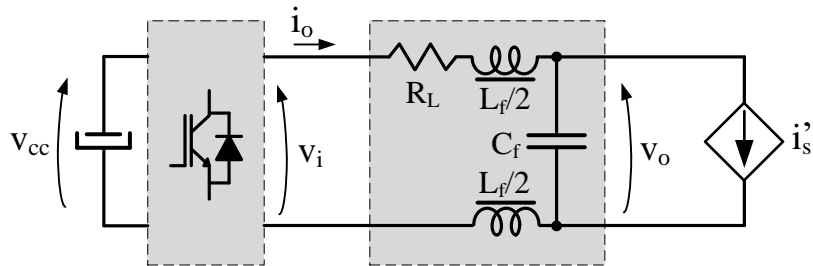


Figura 3.22. Modelo simplificado para simulação das perdas no conversor c.c./c.a.

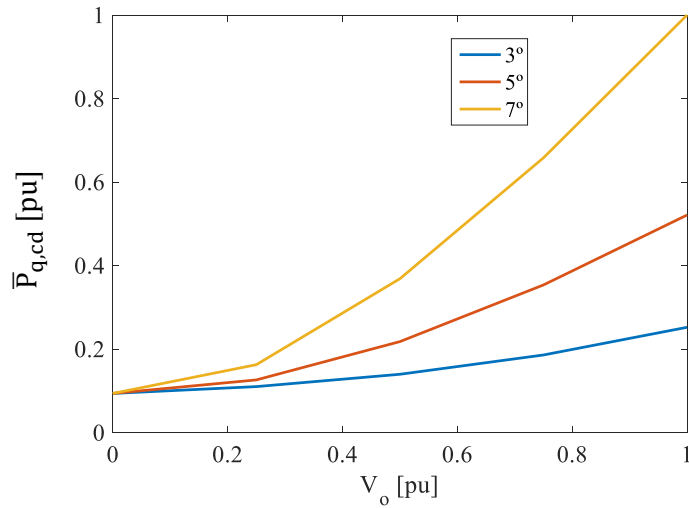
Com base nas características básicas estabelecidas para o conversor, foi selecionado o módulo SK15GH063, da Semikron<sup>®</sup>, cujas curvas necessárias para cálculo de perdas nas equações (3.64) a (3.67) são disponibilizadas na folha de dados do fabricante. Considerando que as quatro chaves da ponte H operam em condições idênticas, as perdas no conversor podem ser calculadas a partir do estudo do comportamento de um transistor e um diodo. A Figura 3.23 mostra curvas de perdas obtidas via simulação computacional para tensão estabelecida em diferentes harmônicos. A título de simplificação, as perdas por recuperação reversa no diodo foram desprezadas.

---

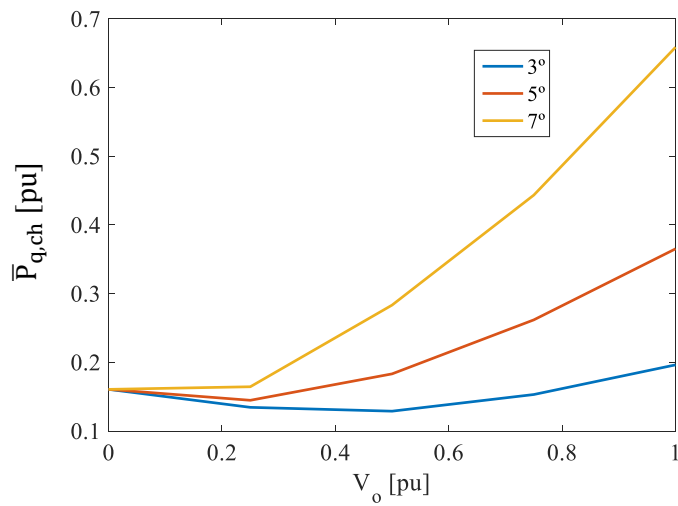
As figuras 3.24 a 3.26 mostram a variação das perdas em função da composição harmônica da tensão estabelecida, incluindo fundamental, 3º, 5º e 7º harmônicos com ângulo de fase nulo. O valor eficaz da tensão resultante é constante e igual a 220 V, de forma a garantir operação com potência nominal em todos os casos analisados.

Uma análise desses resultados mostra que o pior caso é sempre relativo ao estabelecimento de tensão máxima no harmônico de maior ordem, sugerindo, portanto, que o dimensionamento do conversor c.c./c.a. seja feito com base neste cenário. Esse resultado é intuitivo em relação à componente de perdas por chaveamento, uma vez que, quanto maior a frequência da tensão de referência (modulante), maior o número de cruzamentos com a portadora e, conseqüentemente, maior o número de transições de estado das chaves.

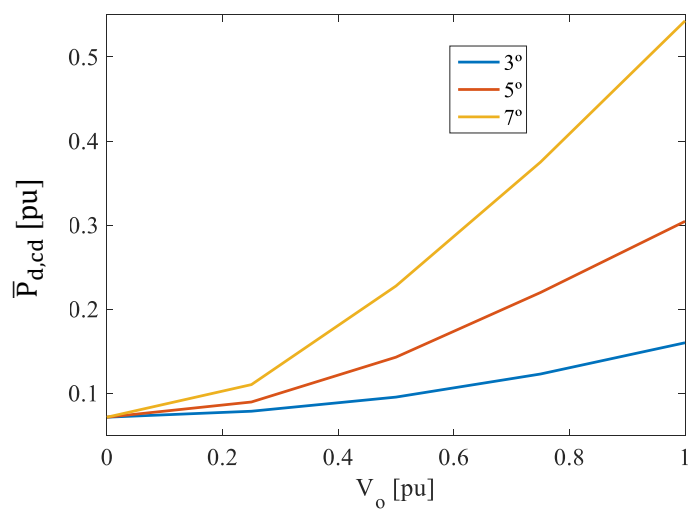
---



(a)



(b)



(c)

Figura 3.23. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída em diferentes frequências. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 15,47 W.



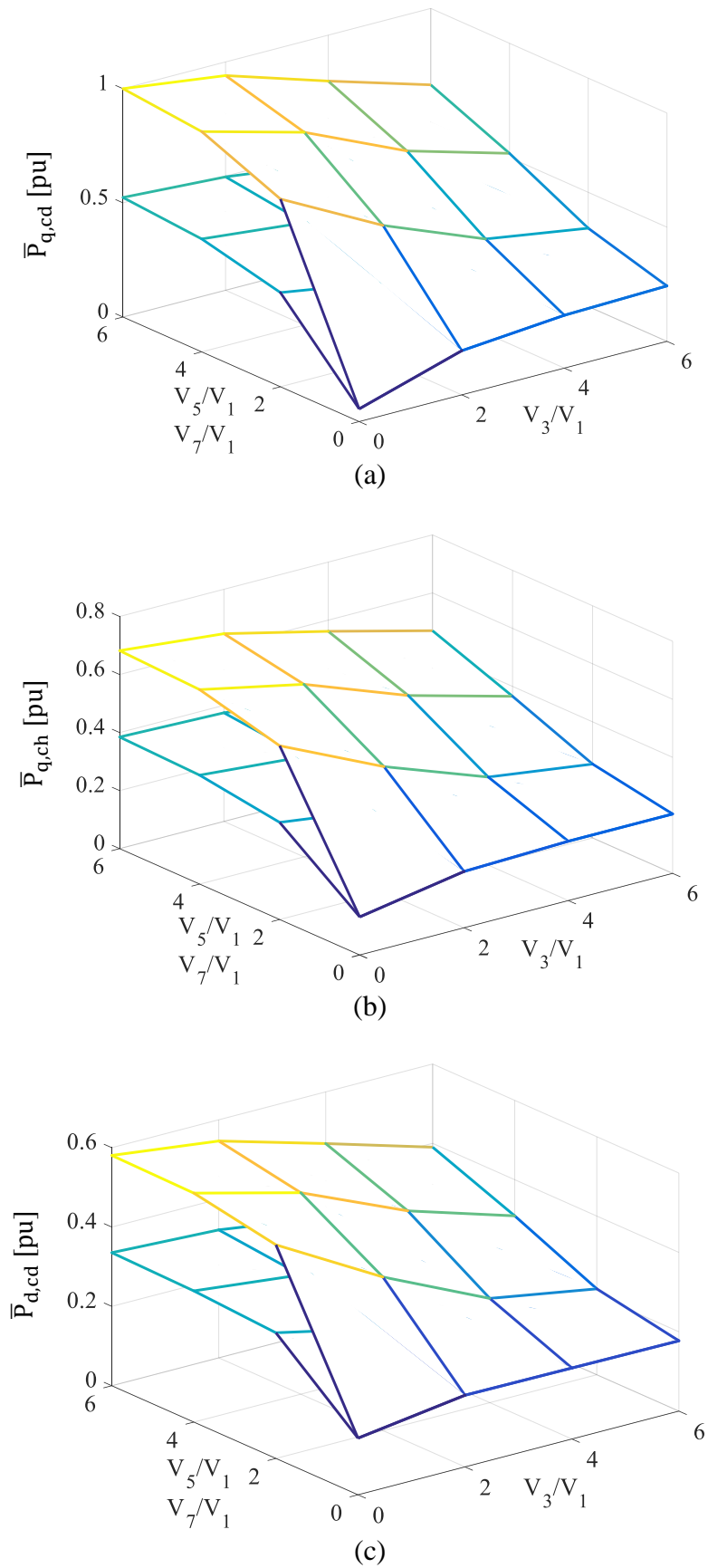


Figura 3.24. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no  $1^\circ/3^\circ/5^\circ$  e no  $1^\circ/3^\circ/7^\circ$  harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 14,73 W.

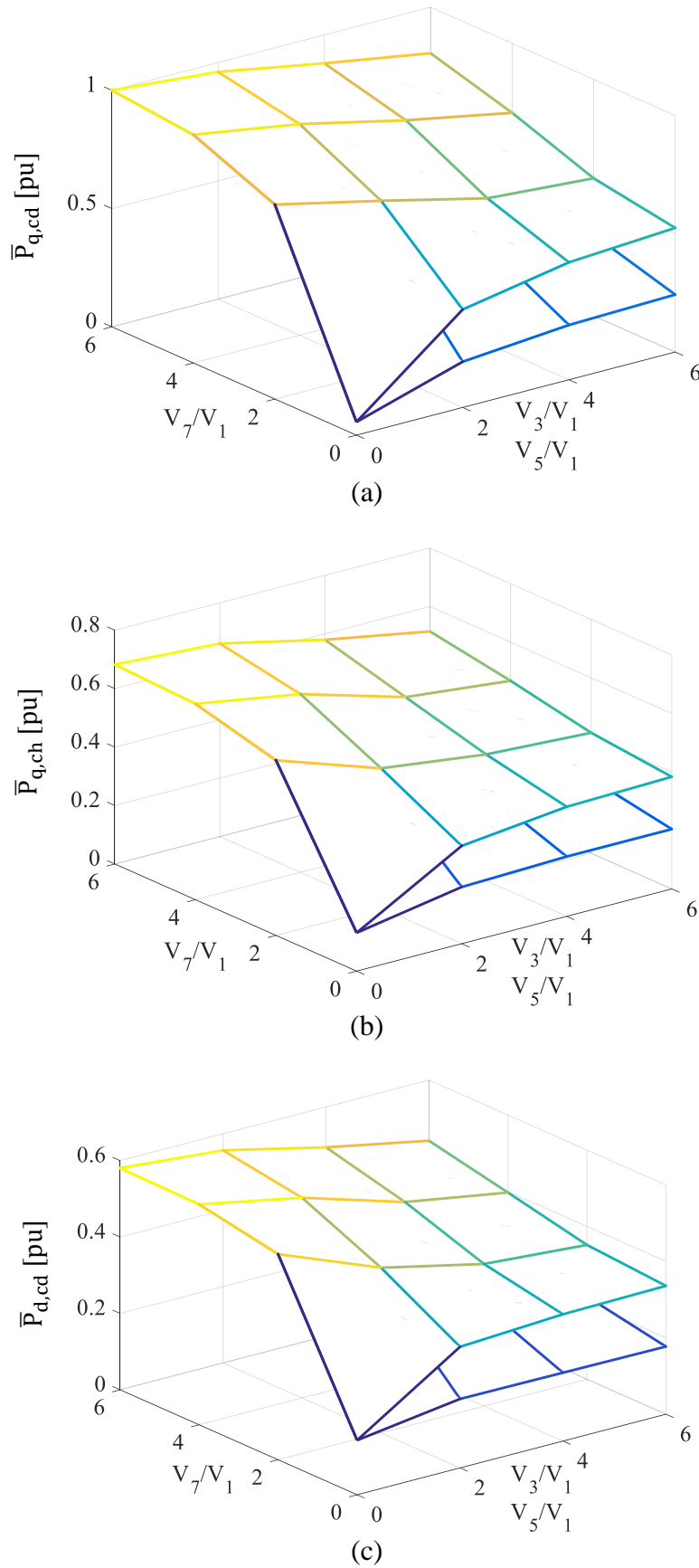


Figura 3.25. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no  $1^\circ/3^\circ/7^\circ$  e no  $1^\circ/5^\circ/7^\circ$  harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 14,73 W.

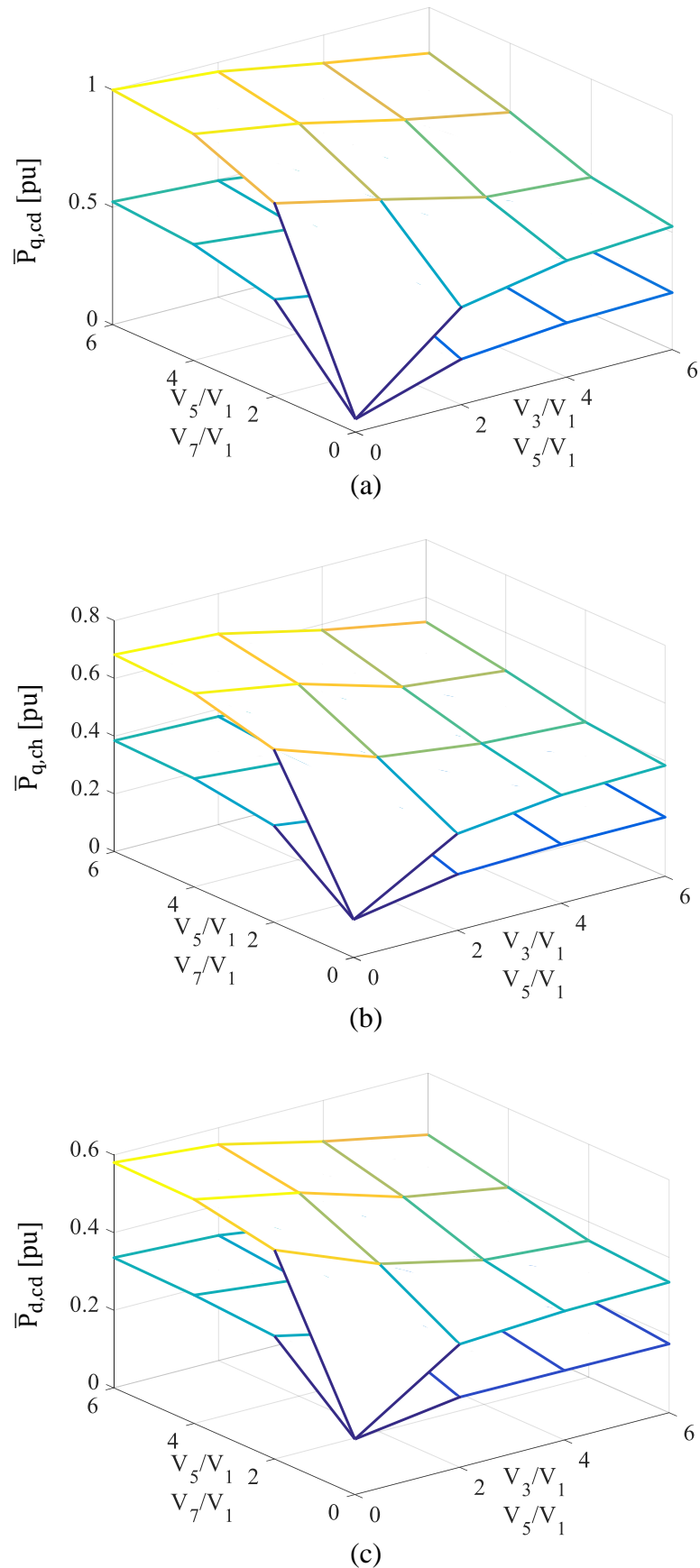


Figura 3.26. Perfil de perdas no conversor c.c./c.a. para tensão de saída com composições no  $1^\circ/3^\circ/5^\circ$  e no  $1^\circ/5^\circ/7^\circ$  harmônicos. (a) perdas por condução no transistor; (b) perdas por chaveamento no transistor; (c) perdas por condução no diodo. Potência base: 14,73 W.

### 3.4. Filtro de Saída

A função do filtro é prover significativa atenuação de componentes de tensão na frequência de chaveamento, garantindo, porém, a síntese da componente de máxima frequência da tensão de saída. Desta forma, o projeto do filtro de saída do conversor c.c./c.a. deve ser feita com base em três critérios [102]:

- frequência de chaveamento do conversor ( $f_s = 10 \text{ kHz}$ , conforme estabelecido na seção anterior);
- máxima componente de frequência a ser sintetizada, neste caso 300 Hz (5º harmônico) – conforme requisitado no estudo de caso adotado [10] ; e
- corrente reativa máxima pelo capacitor e pelo indutor.

Em se tratando de um filtro de 2ª ordem, a atenuação provida é de 40 dB/década em frequências superiores à frequência de corte  $f_c$  [103]. Com isso, um bom critério para o projeto do filtro é escolher  $f_c$  afastada de  $f_s$  de pelo menos de 1 década, ou seja:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \leq \frac{f_s}{10} = 1 \text{ kHz} \quad (3.68)$$

onde  $L_f$  e  $C_f$  são os valores de indutância e capacitância do filtro, respectivamente. Na frequência  $f_c$ , a amplitude máxima da tensão de saída será de 1% da tensão de entrada, ou seja, a saída é praticamente livre da componente na frequência de chaveamento.

Além de prover adequada atenuação das componentes de frequência indesejadas, a banda de passagem do filtro deve incluir a componente de máxima frequência a ser sintetizada. Neste caso,  $300 \text{ Hz} < 1 \text{ kHz}$  satisfaz a esse requisito.

Da equação (3.68), nota-se que existe uma infinidade de combinações de  $L_f$  e  $C_f$  que resultam na frequência de corte desejada. O critério para determinação dos valores desses elementos é selecionar o conjunto que leve à mínima corrente pelo capacitor e à máxima capacidade de rejeição de perturbações possível [103].

A corrente pelo capacitor é tão maior quanto menor sua reatância, que por sua vez diminui com o aumento da frequência e/ou da capacitância. De forma conservativa, seja considerar a síntese da tensão de saída nominal de 220 V completamente no 5º harmônico. A Tabela 3.8 mostra os valores da corrente percentual no capacitor (em função da corrente nominal  $I_n = 4,8 \text{ A}$ ) para várias combinações de  $L_f$  e  $C_f$  nesta condição de operação. Pode-se perceber que altos valores de capacitância levam a altas correntes, e, por conseguinte ao aumento do custo do capacitor e do conversor.

Tabela 3.8. Corrente percentual no capacitor para várias combinações de  $L_f$  e  $C_f$ .

$C_f$ [ $\mu F$ ]	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	10	20	30
$L_f$ [ $mH$ ]	25,3	12,7	8,40	6,30	5,10	2,53	1,27	0,84
$I_c/I_n$ [%]	8,64	17,2	25,9	34,5	43,2	86,4	173	259

A Figura 3.27 mostra o diagrama do filtro adotado neste trabalho. O indutor é dividido em duas porções com a finalidade de evitar a existência de caminhos de baixa impedância para propagação de interferência eletromagnética conduzida do lado do inversor para o lado da rede.

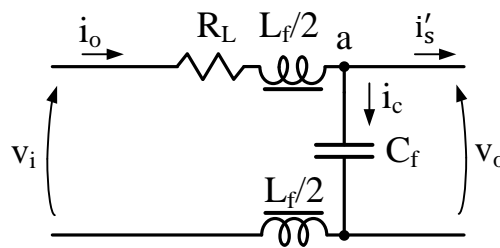


Figura 3.27. Correntes e tensões nos elementos do filtro de saída.

A característica de rejeição a perturbações do filtro pode ser avaliada a partir da sua rigidez dinâmica, dada pela relação entre a corrente de carga  $I'_s$  e a tensão de saída  $V_o$  quando a tensão na entrada é nula ( $V_i = 0$  na Figura 3.22), conforme a equação (3.69). Neste cálculo, os efeitos da resistência parasita do indutor foram desconsiderados.

$$\left. \frac{I'_s}{V_o} \right|_{V_i=0} = -\frac{s^2 L_f C_f + 1}{s L_f} \quad (3.69)$$

A Figura 3.28 mostra as curvas de magnitude da rigidez dinâmica em função da frequência para as cinco combinações da Tabela 3.8. Pode ser observado que, quanto maior o valor da capacitância, maior a corrente  $I'_s$  necessária para produzir 1 V de variação na tensão de saída  $V_o$ . Portanto, a seleção da combinação a ser utilizada deve ser balizada por um compromisso entre a corrente no capacitor e a rigidez dinâmica na faixa de frequências de interesse.

Para operação até o 5º harmônico, mesmo as combinações com baixo valor de capacitância oferecem boa rigidez dinâmica. Neste trabalho, será adotado  $C_f = 5 \mu F$  e  $L_f = 5,1 mH$ .

Para completar o projeto do filtro, deve se executar o dimensionamento do indutor. Para isso, é necessário determinar, além do valor de indutância, a corrente máxima e o *ripple*

admissível. A corrente máxima pode ser obtida aplicando-se a Lei de Kirchhoff ao nó ‘a’ do circuito da Figura 3.27, ou seja:

$$i_o = i'_s + i_c \quad (3.70)$$

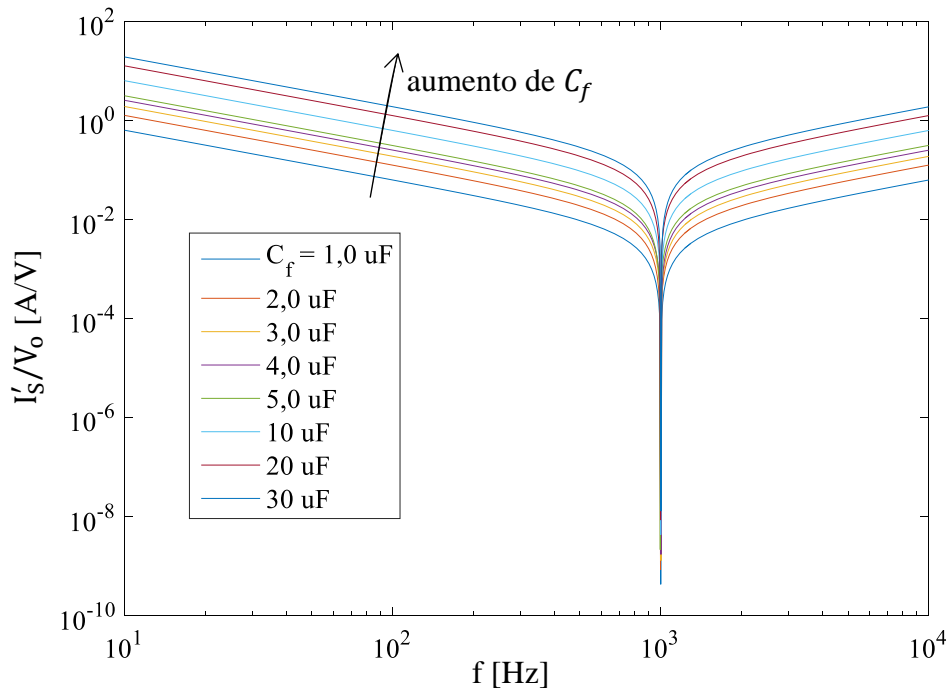


Figura 3.28. Curvas de rigidez dinâmica do filtro de saída para várias combinações de  $L_f$  e  $C_f$ .

Lembrando que a tensão  $v_o$  deve ser sintetizada de forma que o sistema “enxergue” uma impedância, então sua polaridade é a mostrada na Figura 3.29 para o sentido de  $i'_s$  adotado no diagrama da Figura 3.27. Observando também que a tensão  $v_o$  aparece sobre o capacitor  $C_f$ , pode-se concluir que a corrente  $i_c$  tem sentido oposto ao inicialmente adotado na Figura 3.27, sendo, portanto, negativa.

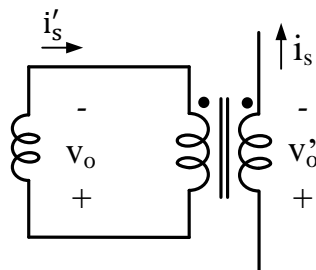


Figura 3.29. Reatância harmônica equivalente e sentido das correntes e tensões no transformador de acoplamento.

Para que a característica da impedância sintetizada seja puramente reativa, a tensão  $v_o$  deve ser adiantada de  $90^\circ$  da corrente  $i'_s$ . Além disso, a corrente  $i_c$  e a tensão  $v_o$  no capacitor se relacionam pela equação (3.71),

$$i_c = C_f \cdot \frac{dv_o}{dt} \quad (3.71)$$

Essas informações podem ser representadas na forma de um diagrama fasorial, como mostra a Figura 3.30. Para uma dada frequência, o valor máximo da corrente no indutor ( $i_o$ ) é a soma das correntes máximas no capacitor ( $i_c$ ) e no primário do transformador ( $i'_s$ ).

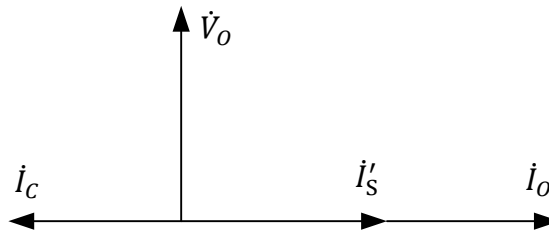


Figura 3.30. Diagrama fasorial das tensões e correntes no compensador.

Seja novamente o caso no qual a tensão de saída nominal de  $220\text{ V}$  é sintetizada totalmente no  $5^\circ$  harmônico, situação que resulta na maior corrente pelo capacitor, conforme a Tabela 3.8 (43,2% da corrente nominal), e a corrente  $i'_s$  tem o valor nominal de  $4,8\text{ A}$  integralmente no  $5^\circ$  harmônico. Nesse caso, a corrente de pico pelo indutor vale:

$$i_o = 4,8 \cdot (1 + 0,432) \cdot \sqrt{2} = 9,7\text{ A} \quad (3.72)$$

Para os valores de tensão do barramento c.c. ( $V_{cc}$ ) e de indutância ( $L_f$ ) adotados, pode-se calcular o *ripple* através da equação (3.73) [104]:

$$\Delta i_o = \frac{V_{cc}}{8 \cdot f_s \cdot L_f} = \frac{400\text{ V}}{8 \cdot 10\text{ kHz} \cdot 5,1\text{ mH}} = 0,98\text{ A} \quad (3.73)$$

Portanto, o indutor a ser projetado deve operar, sem incorrer em saturação magnética, com corrente instantânea de até:

$$i_{max} = i_o + \Delta i_o = 9,7 + 0,98 = 10,7\text{ A} \quad (3.74)$$

A energia máxima ( $e_{max}$ ) armazenada no indutor será:

$$e_{max} = \frac{1}{2} L_f i_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot 5,1\text{ mH} \cdot (10,7\text{ A})^2 = 291\text{ mHA}^2 \quad (3.75)$$

A partir do resultado da equação (3.75), determina-se, pelo catálogo do fabricante, um núcleo que atenda ao critério de energia máxima armazenada. Neste ponto do projeto, deve-se selecionar o material magnético a ser empregado, sendo mais comuns as ligas de aço-silício e as ligas de pó de ferro. Estas últimas têm diversas vantagens, tanto do ponto de vista elétrico

quanto mecânico, por exemplo, o fato de o entreferro ser distribuído na própria estrutura, dispensando a necessidade de laminação e corte de entreferro. Além disso, as ligas de pó de ferro têm valores suficientemente altos de densidade de fluxo máxima e perdas relativamente baixas devido às altas resistividades dos materiais [105].

Com a seleção do núcleo (e, conseqüentemente, definição de suas dimensões e propriedades magnéticas), determina-se o número de espiras,  $N$ , traçando-se as curvas referentes às equações (3.76a) e (3.76b), conforme a metodologia desenvolvida em [104]. A solução é dada pelo ponto de interseção entre as duas curvas.

$$N = \frac{L_f \cdot i_{max}}{B_{max} \cdot A} \quad (3.76a)$$

$$N \approx \frac{B_{max} \cdot \bar{l}}{\mu \cdot i_{max}} \quad (3.76b)$$

em que  $B_{max}$  é a densidade de fluxo máxima,  $A$  é a área de seção transversal,  $\bar{l}$  é o comprimento médio do caminho magnético e  $\mu$  é a permeabilidade magnética absoluta. De forma conservativa, admite-se, neste trabalho,  $B_{max}$  até o limite de 70% do valor que leva à saturação do núcleo.

Finalmente, conclui-se o projeto do indutor selecionando-se o condutor elétrico. As mesmas condições apontadas na Seção 3.1.2 para a seleção da bitola do condutor e enrolamento devem ser observadas: (i) diâmetro do fio até o dobro da profundidade de penetração referente à componente de maior frequência da corrente  $i_o$  ( $\delta_L$ ), conforme a equação (3.77); e (ii) execução do enrolamento de camada única.

$$D_L \leq 2 \cdot \delta_L = 2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi f_s \mu \sigma}} = 1,28 \text{ mm} \quad (3.77)$$

onde  $f_s$  é a frequência de chaveamento,  $\mu$  é a permeabilidade magnética e  $\sigma$  é a condutividade elétrica do material adotado.

Caso o diâmetro  $D_L$  não seja suficiente para condução da corrente  $i_o$ , pode-se utilizar vários fios em paralelo (fio Litz).

### 3.5. Barramento c.c.

O critério inicial de definição da capacitância mínima do barramento c.c. é baseado na máxima variação de tensão admissível em relação à tensão nominal estabelecida. Tendo como critério de projeto variação máxima de 5% e lembrando que  $V_{cc} = 400 \text{ V}$ , então:

$$\Delta V_{max} = 0,05 \cdot 400 = 20 \text{ V} \quad (3.78)$$



Tendo em vista que a tensão  $v$  e a corrente  $i_c$  no barramento se relacionam pela equação (3.79a) e que o segundo termo da equação (3.79b) representa a variação de carga  $\Delta Q$ , ou seja:

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (3.79a)$$

$$\int i_c dt = C \int dv \quad (3.79b)$$

tem-se a capacitância  $C$  mínima calculada na equação (3.80):

$$C \geq \frac{\Delta Q_{max}}{\Delta V_{max}} \quad (3.80)$$

O segundo critério que deve ser levado em consideração no dimensionamento do barramento c.c. é a corrente de *ripple* que circulará pelos capacitores. Em geral, os fabricantes fornecem a corrente máxima a 100 Hz ou 120 Hz e curvas (ou tabelas) com fatores de correção para outras frequências. A condição de operação dos capacitores dentro da sua máxima capacidade de condução de corrente pode, inclusive, levar à demanda de alocação de vários elementos em paralelo, elevando a capacitância em relação ao valor calculado com base no critério de máxima variação de tensão admissível. Também pode ser necessária a associação de elementos em série, caso a tensão nominal do barramento seja superior à tensão dos capacitores disponíveis.

Geralmente, o valor de  $\Delta Q_{max}$  está relacionado a uma situação de carga máxima no conversor c.c./c.a. Todavia, a possibilidade de operação do conversor com múltiplas composições harmônicas demanda um estudo para determinação dessa condição de carga. Neste trabalho, esse estudo será feito com base em simulações computacionais, metodologia idêntica à que foi empregada para caracterização de perdas nas chaves semicondutoras do conversor na Seção 3.3. Considerando-se corrente em 60 Hz e tensão nominal estabelecida em diferentes frequências, ambas com ângulo de fase nulo, tem-se a máxima variação de carga mostrada no gráfico da Figura 3.31. Pode-se observar que as curvas são praticamente idênticas.

A Tabela 3.9 apresenta as correntes de *ripple* no barramento.

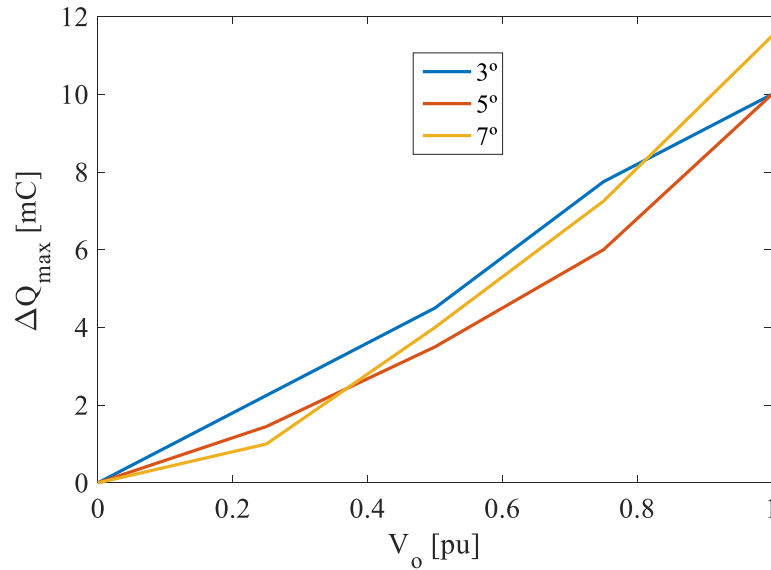


Figura 3.31. Variação da carga no barramento c.c. para tensão estabelecida em frequência única.

Tabela 3.9. Principais componentes da corrente no barramento c.c. com tensão de saída de 1 pu em diferentes frequências

3°		5°		7°	
<i>h</i>	<i>I<sub>h,rms</sub></i> [A]	<i>h</i>	<i>I<sub>h,rms</sub></i> [A]	<i>h</i>	<i>I<sub>h,rms</sub></i> [A]
2	1,80	4	2,00	6	1,25
4	1,75	6	2,00	8	2,50
6	3,00	10	4,50	9	3,00
13	0,75	11	1,50	10	6,00
14	1,50	12	4,00	14	8,00
19	0,70	21	1,40	23	2,75
20	1,55	22	3,75	24	6,00
sw <sup>1</sup>	2,60	sw	3,90	sw	6,90

Pelo critério de máxima variação da tensão, tem-se:

$$C \geq \frac{11.5 \text{ mC}}{20 \text{ V}} = 575 \mu\text{F} \quad (3.81)$$

Com base na capacitância mínima  $C$  obtida na equação (3.81) e da tensão nominal do barramento, foi pré-selecionado o capacitor de alumínio modelo EKM451VNN681MA63T ( $680 \mu\text{F} / 450 \text{ V} / 2,33 \text{ A} @ 120 \text{ Hz}$ ), da United Chemi-Con<sup>®</sup>, cujos fatores de correção da corrente de *ripple* em função da frequência são apresentados na Tabela 3.10.

Tabela 3.10. Fatores de correção de corrente de *ripple* do capacitor pré-selecionado.

<i>f</i> [Hz]	50	120	300	10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup>	10 <sup>5</sup>
<i>f<sub>cr</sub></i>	0,77	1,00	1,16	1,30	1,41	1,43

<sup>1</sup>O valor de *sw* representa a parcela da corrente total pelo barramento devida ao chaveamento do conversor, calculada através da equação (2.21).

A corrente de *ripple* total equivalente em 120 Hz pode ser determinada levando-se os valores da Tabela 3.9 na equação (3.82), em que foi embutido o fator  $f_{cr}$ . Para frequências diferentes daquelas especificadas na Tabela 3.10, o fator foi calculado por interpolação simples. Para a componente *sw*, centrada na frequência de 20 kHz, foi utilizado  $f_{cr} = 1,41$ .

$$I_{rms,120} = \sqrt{\sum_h \left( \frac{I_{h,rms}}{f_{cr,h}} \right)^2} \quad (3.82)$$

$$I_{h,rms,120,3} = 4,37 \text{ A} \quad (3.83a)$$

$$I_{h,rms,120,5} = 6,97 \text{ A} \quad (3.83b)$$

$$I_{h,rms,120,7} = 11,17 \text{ A} \quad (3.83c)$$

Tomando-se das equações (3.83) o maior valor (pior caso), seriam necessários pelo menos 5 capacitores em paralelo para que o critério de capacidade de condução de corrente seja satisfeito, o que resultaria em uma capacitância equivalente de  $5 \cdot 680 = 3,4 \text{ mF}$ , muito maior do que o valor mínimo calculado na equação (3.81). Nesse caso, uma opção que pode ser economicamente mais viável é a utilização de vários capacitores de menor valor nominal em paralelo, aumentando a capacidade de condução de corrente do barramento c.c. sem levar a valores de capacitância equivalente muito maior do que o necessário.

### 3.6. Robustez frente a Interrupções e Falhas no Sistema Elétrico

Para aumento da robustez e confiabilidade do compensador frente a interrupções no sistema elétrico, o suprimento de energia para alimentação do sistema de controle não deve ser feito a partir do barramento c.c. principal. Isto porque, em caso de operação no modo de *bypass*, não há condições de se manter este barramento carregado. A alternativa adotada neste trabalho é baseada na utilização de um enrolamento terciário no transformador de acoplamento, em conjunto com um retificador passivo de baixa corrente nominal, carregador e banco de baterias, como mostra a Figura 3.32. As baterias são utilizadas para garantir que o sistema de controle continue operando em caso de interrupção na rede elétrica.

Ainda sobre a operação em modo de *bypass*, outra consideração que deve ser feita sobre a operação do compensador diz respeito à chave tiristorizada. Caso haja falha no circuito de comando dessa chave em uma situação de curto-circuito a jusante do transformador de acoplamento, circula alta corrente (vide equação (3.60)) pelos componentes do filtro e do conversor c.c./c.a., podendo levar à sua falha e destruição, com potenciais danos a pessoas e ao patrimônio. Além disso, a não operação da chave de *bypass* durante um evento de curto-

circuito poderia interferir no valor corrente de falta e, conseqüentemente, na atuação do sistema de proteção da instalação, o que é extremamente indesejável.

Com isso, é interessante que o circuito de disparo dos tiristores contenha um sistema de retaguarda que atue na aplicação de pulsos nessa situação. Uma possível implementação desse circuito é baseada no fato de que, na ocorrência de falta na instalação e de não fechamento da chave tiristorizada por falha do sistema de controle, o secundário do transformador fica submetido a elevada tensão, como mostram a Figura 3.33 e a equação (3.84). Essa tensão é ainda maior no primário, dada a relação de transformação calculada na equação (3.58a).

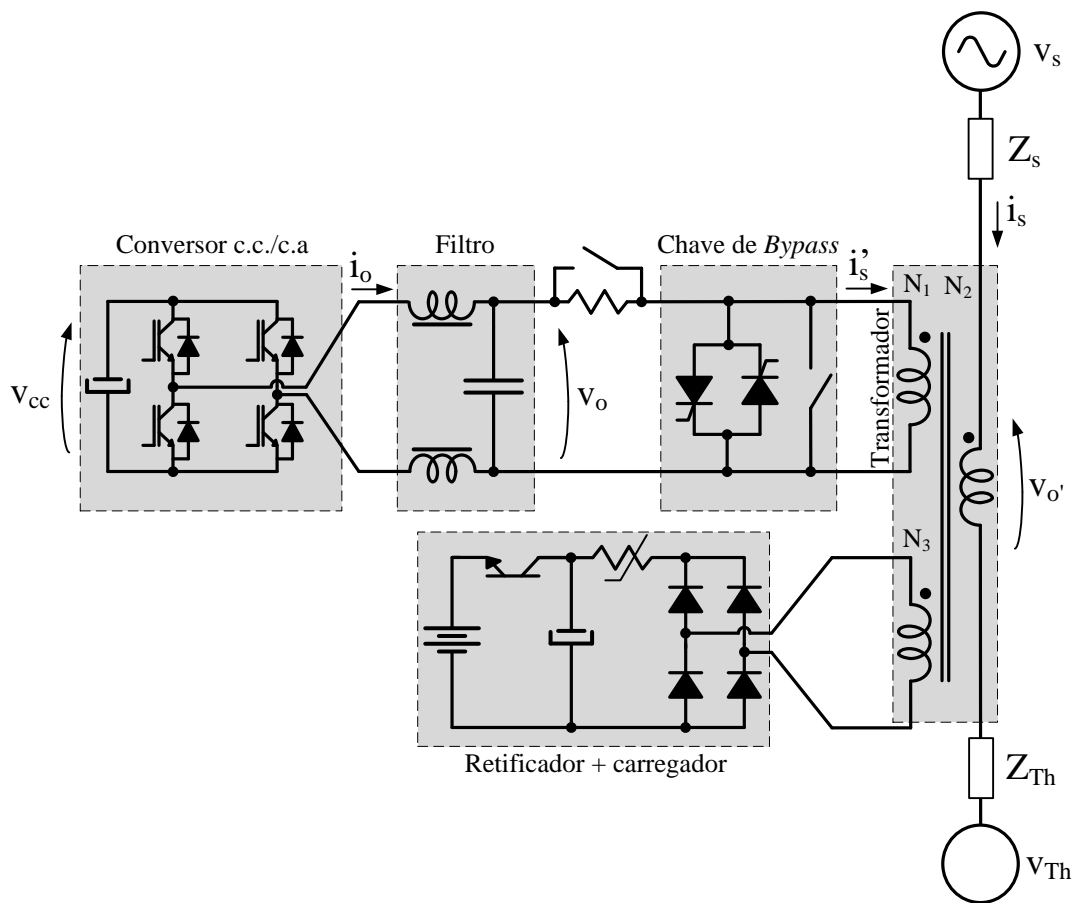


Figura 3.32. Inclusão de enrolamento terciário, retificador, carregador linear e banco de baterias para alimentação do sistema de controle.

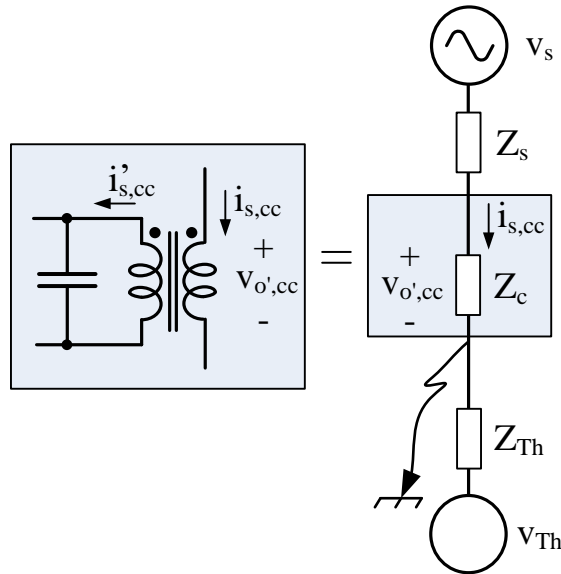


Figura 3.33. Operação do compensador sob curto-circuito a jusante, sem a operação da chave de *bypass*.

$$\dot{V}'_{o,cc} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \cdot \dot{V}_s \quad (3.84)$$

O sistema de disparo de retaguarda é baseado no emprego de dispositivos passivos que, quando adequadamente polarizados, produzem o pulso para a entrada em condução do tiristor [106], conforme mostra a Figura 3.34. Quando a tensão direta sobre o tiristor ultrapassa a tensão nominal do diodo  $D_Z$ , os dois diodos entram em condução e a tensão sobre o resistor  $R$  aumenta. Caso essa tensão cresça o suficiente, o tiristor entra em condução.

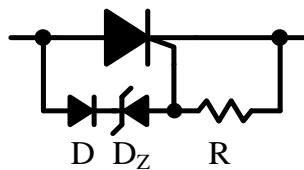


Figura 3.34. Circuito de retaguarda para disparo dos tiristores.

### 3.7. Conclusão

Neste capítulo, um estudo sobre as características do compensador proposto neste trabalho foram apontadas, bem como diretrizes para o seu dimensionamento. Dificuldades relativas ao tratamento de perdas adicionais por componentes harmônicas de tensão e corrente nos diversos componentes do sistema foram discutidas. A partir de dados de um estudo de caso sobre a aplicação do compensador em uma instalação comercial, foram levantados os parâmetros básicos para o projeto de um protótipo de potência nominal de 1 *kVA*.



## Capítulo 4

### Controle do Compensador

*Neste capítulo, são discutidos os aspectos relacionados à modelagem do compensador e as estratégias para seu efetivo controle. Os blocos básicos para detecção seletiva das componentes harmônicas e regulação da tensão de saída no primário do transformador são apresentados, com resultados de simulações computacionais.*

Retomando o diagrama simplificado do compensador, apresentado anteriormente na Figura 3.3 e repetido na Figura 4.1 abaixo, são três os objetivos básicos do ponto de vista de controle: síntese da tensão  $v_o$  desejada, com corrente  $i_o$  dentro da capacidade do indutor do filtro, e regulação da tensão  $v_{cc}$  do barramento.

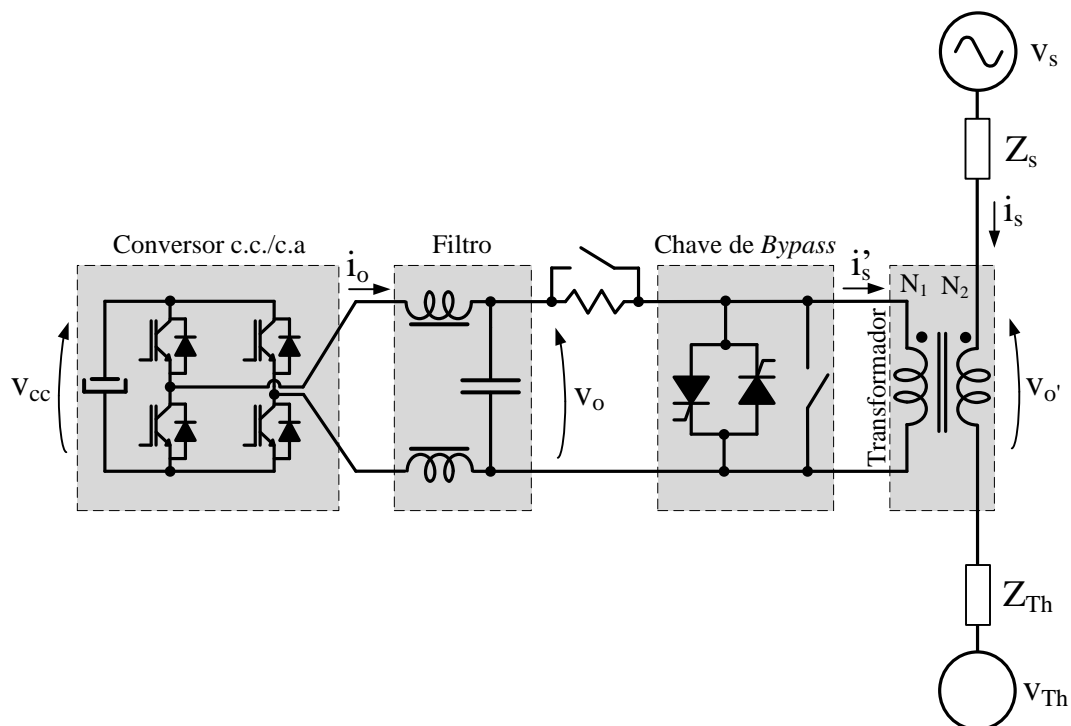


Figura 4.1. Diagrama Esquemático mostrando a topologia básica do compensador.

Para que esses objetivos sejam alcançados, é necessário um modelo matemático, na forma de diagrama de blocos, que possibilite uma análise para a implementação de técnicas adequadas. Essa modelagem será apresentada na próxima seção.

#### 4.1. Modelagem do Compensador e Malhas de Controle

Seja considerar, da Figura 4.1, o inversor e o filtro de saída, conforme a Figura 4.2, em que foi representada também a resistência parasita  $R_L$  do indutor.

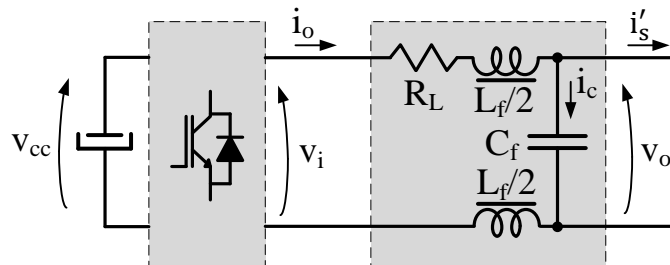


Figura 4.2. Modelo básico do inversor com filtro de saída.

Da Figura 4.2, obtêm-se as seguintes equações:

$$i_o = i'_s + i_c \quad (4.1)$$

$$i_o = \frac{v_i - v_o}{R_L + j\omega L_f} \quad (4.2)$$

$$i_c = C_f \cdot \frac{dv_o}{dt} \quad (4.3)$$

A aplicação da Transformada de Laplace e o rearranjo dos termos permite a representação em diagrama de blocos conforme a Figura 4.3:

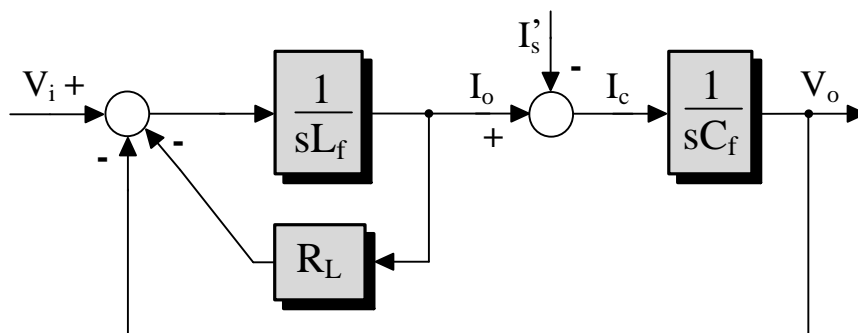


Figura 4.3. Representação do inversor/filtro em diagrama de blocos.

A aplicação direta de uma tensão de referência ao modulador PWM do conversor pode levar ao surgimento de problemas indesejados, como ressonância no filtro [102]. Em geral, o rastreamento dessa tensão é feito a partir da realimentação das medições da corrente no indutor e da tensão de saída e emprego de controladores, como mostra a Figura 4.4. Na figura, o inversor foi representado por um bloco de ganho  $K_{inv}$  e a tensão de referência por  $V_o^*$ . O sistema de controle foi destacado pelo retângulo amarelo.



A malha interna é responsável pelo controle da corrente no indutor, enquanto a malha externa é encarregada do controle da tensão de saída. A malha de controle da corrente no indutor é interessante por permitir, por exemplo, que o mesmo seja operado com corrente limitada.

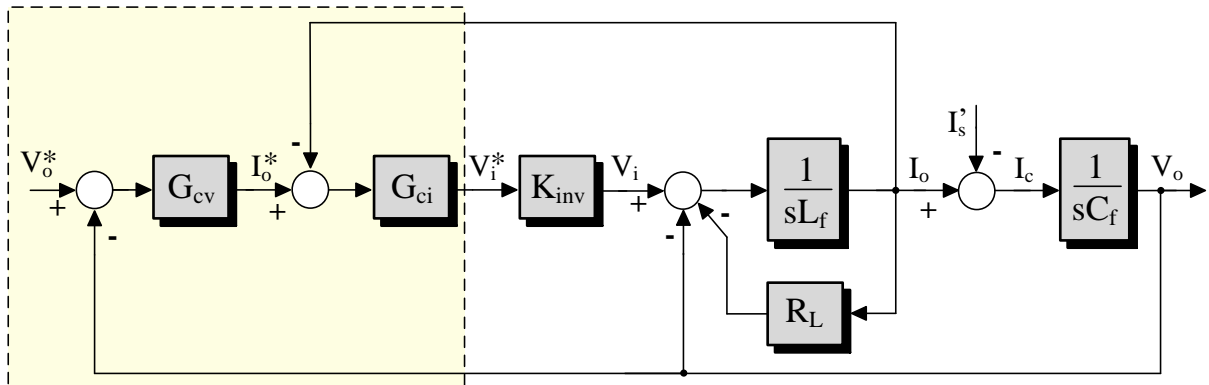


Figura 4.4. Controle clássico da tensão de saída do inversor.

Embora efetivo no rastreamento da tensão de referência, o controle ilustrado na Figura 4.4 tem limitações devidas às realimentações internas de  $I_o$  e  $V_o$  no inversor/filtro. Essas realimentações são negativas e, por essa razão, atuam em contraposição ao comando  $V_i$ , ou seja, no sentido de zerar a tensão de saída  $V_o$ . Além disso, variações bruscas na corrente de carga  $I'_s$  são corrigidas pela malha de controle de corrente apenas a partir do momento em que causam variações na tensão de saída  $V_o$ , de forma que a dinâmica do sistema fica restrita à operação da malha de tensão.

Nesse sentido, uma melhoria significativa do desempenho dessa malha de controle pode ser obtida a partir do aproveitamento das medições de  $I_o$  e  $V_o$  para compensação das realimentações internas, como mostra a Figura 4.5, onde  $\hat{R}_L$  é o valor estimado da resistência do indutor. A operação do inversor com frequência de chaveamento suficientemente alta (muito maior do que a frequência de  $I_o$  e  $V_o$ ) e a adequada compensação da tensão no barramento c.c. permitem que se considere  $K_{inv} = 1$ .

Para valores suficientemente precisos de resistência estimada ( $\hat{R}_L$ ) e tensão medida ( $V_o$ ), eliminam-se os efeitos produzidos pelas realimentações internas e o sistema pode ser representado da forma mostrada na Figura 4.6. Foi incluída também a compensação do efeito de carga (corrente  $I'_s$ ), que pode ser feita caso a medição dessa corrente esteja disponível. Essa compensação melhora significativamente a resposta dinâmica do sistema, uma vez que a

perturbação é imediatamente percebida e corrigida pela malha de controle de corrente. Caso essa realimentação não seja feita, a perturbação só é corrigida após causar variação em  $V_o$ .

A função de transferência de malha fechada da malha de corrente é dada por:

$$\frac{I_o}{I_o^*} = \frac{G_{ci}}{sL_f + G_{ci}} \quad (4.4)$$

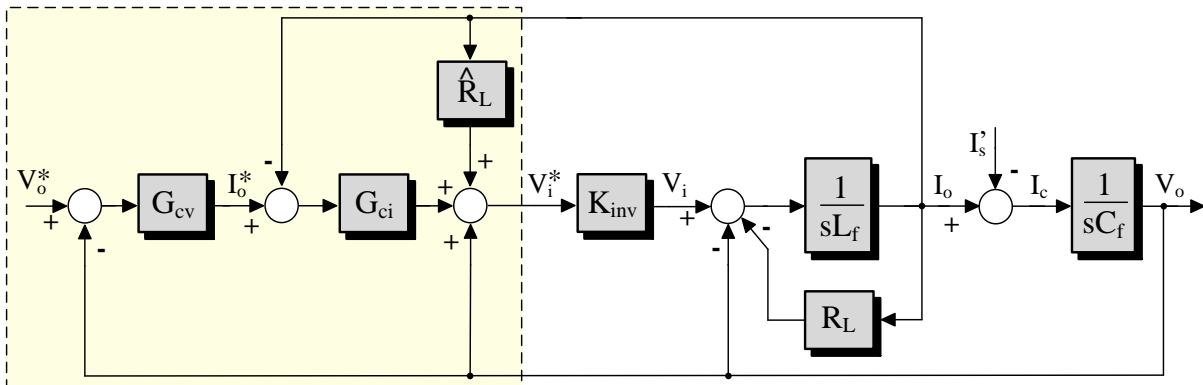


Figura 4.5. Representação do sistema com compensação das realimentações internas.

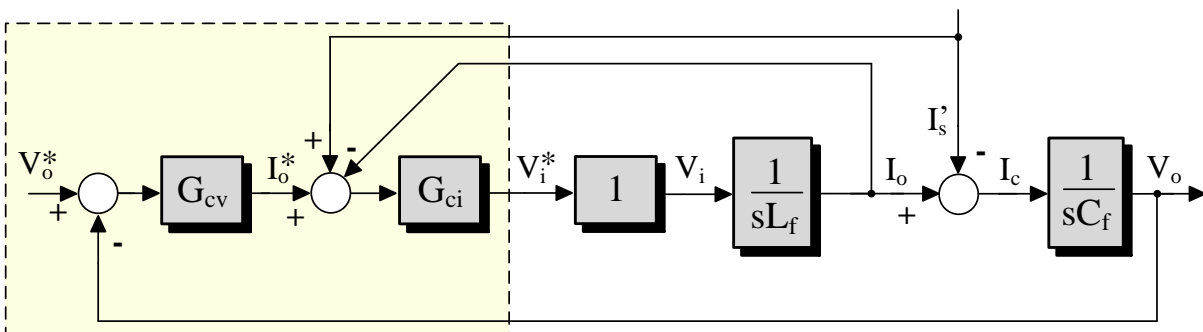


Figura 4.6. Representação simplificada com compensação das realimentações internas.

Definir o controlador de corrente como um ganho proporcional  $G_{ci} = K_{pi}$  resulta em resposta em frequência com módulo unitário na faixa de passagem (ou seja,  $|I_o| = |I_o^*|$ ), o que é extremamente desejável, e frequência de corte  $\omega_{ci} = K_{pi}/L_f$ . O valor de  $K_{pi}$  é determinado com base na rigidez dinâmica, cuja função de transferência é dada pela equação (4.5). A rigidez dinâmica é um indicativo da robustez da malha de controle frente a uma perturbação, neste caso  $I_s'$ .

$$\left. \frac{I_s'}{I_o} \right|_{I_o^*=0} = s^2 L_f C_f + s K_{pi} + 1 \quad (4.5)$$

A Figura 4.7 mostra as curvas de rigidez dinâmica e resposta em frequência para os valores de  $L_f$  e  $C_f$  definidos na seção 3.4 e vários valores de  $K_{pi}$ . A determinação de  $K_{pi}$  deve

ser feita observando-se cuidadosamente essa relação. Via de regra, esse valor deve ser determinado para que a frequência de corte da malha de corrente seja de  $1/5$  da frequência de chaveamento do conversor c.c./c.a. [102]. Neste trabalho, será adotado  $K_{pi} = 100$ , resultando em uma frequência de corte de  $3 \text{ kHz @ } -3 \text{ dB}$ .

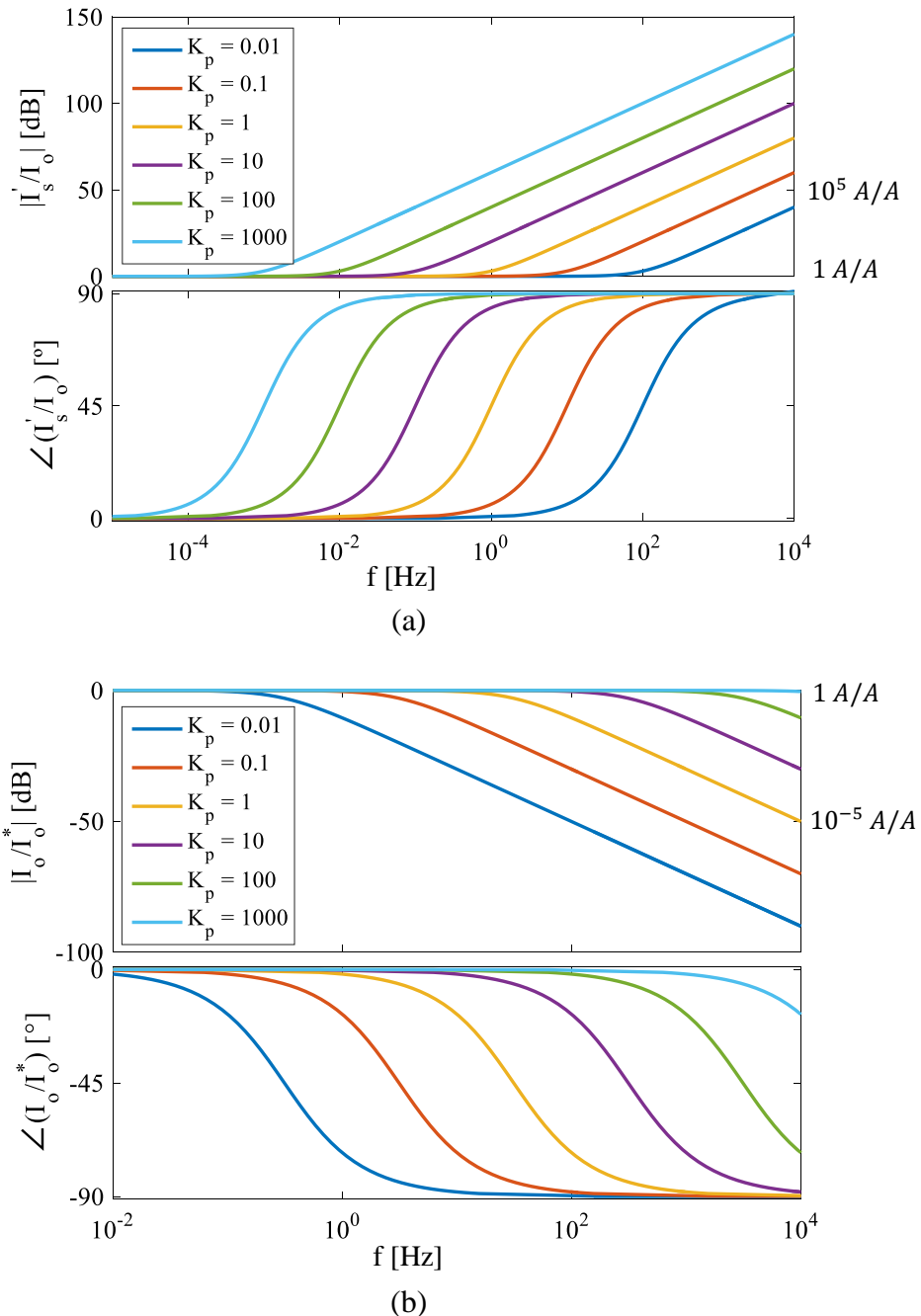


Figura 4.7. Curvas de (a) rigidez dinâmica e (b) resposta em frequência da malha de corrente para vários valores de  $K_{pi}$ .

Em sistemas trifásicos, cujo controle é geralmente feito no referencial síncrono, as tensões de frequência fundamental são transformadas em variáveis c.c. e empregam-se as

ações proporcional e integral no controlador  $G_{cv}$  para garantir rigidez dinâmica infinita na frequência zero. Ainda que existam adaptações da teoria de referenciais síncronos para sistemas monofásicos, há diversas limitações inerentes a estas técnicas, por exemplo, atrasos devidos à utilização de filtros para obtenção das componentes c.c. [7].

Por outro lado, a implementação do controlador  $G_{cv}$  com as ações proporcional e integral para o rastreamento da tensão de referência  $V_o^*$  com múltiplos harmônicos também tem a grave limitação de resposta com defasagem angular dependente da frequência. Com isso, a tensão  $V_o'$  estabelecida teria componentes com ângulos de fase diferentes daqueles que foram determinados e a característica puramente reativa desejável para a impedância harmônica sintetizada seria inviabilizada. Uma solução para esse inconveniente é utilização de um controlador repetitivo.

O controlador repetitivo surgiu a partir da necessidade de eliminação de distúrbios de carga e rastreamento de referências periódicas em sistemas de controle e é baseado no princípio do modelo interno, que estabelece que para que um sistema possua erro nulo em regime permanente na presença de determinada referência ou distúrbio de carga, os modelos desses sinais devem estar presentes na malha fechada estável do sistema de controle [103].

Para operação com harmônicos ímpares, o que é comum em sistemas elétricos, a implementação pode ser feita por meio do atraso de meio período fundamental ( $T_1/2$ ) do sinal de entrada alocado em uma malha de realimentação negativa, como mostra a Figura 4.8.

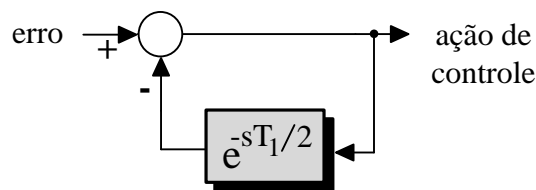


Figura 4.8. Modelo em diagrama de blocos do controlador repetitivo para harmônicos ímpares.

cuja função de transferência é dada por:

$$\frac{\text{ação de controle}}{\text{erro}} = \frac{1}{1 + e^{-sT_1/2}} \quad (4.6)$$

Os polos da função de transferência da equação (4.6) são:

$$1 + e^{-sT_1/2} = 0 \quad (4.7)$$

$$e^{-sT_1/2} = -1 = e^{\pm j\pi(2k+1)}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$sT_1 = \pm j2\pi(2k + 1), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$s = \pm j \frac{2\pi}{T_1} (2k + 1) = \pm j \omega_1 (2k + 1), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$$

A Figura 4.9 mostra a resposta em frequência para  $T_1 = 1/60$ .

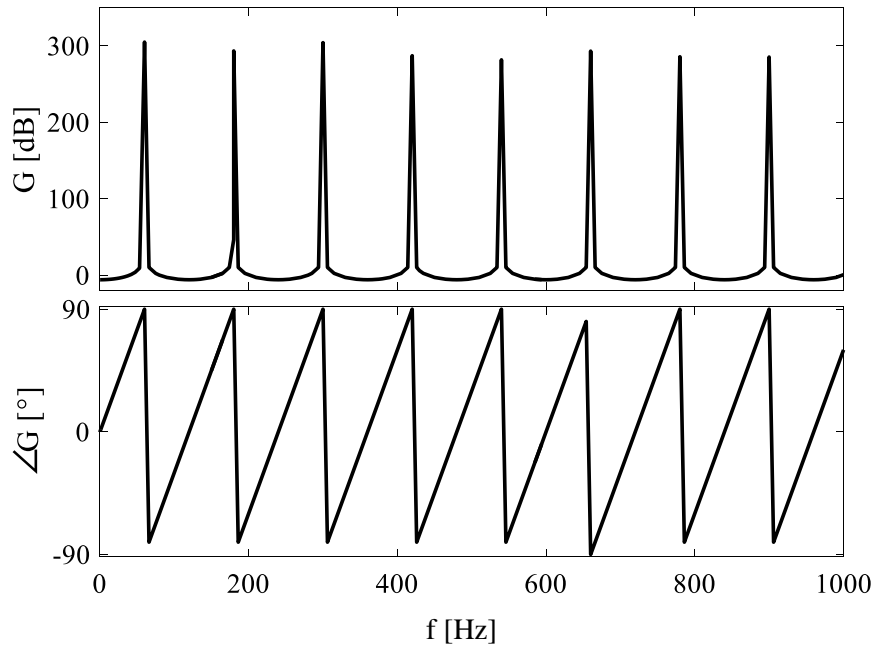


Figura 4.9. Curvas de resposta em frequência do controlador repetitivo para harmônicos ímpares.

Uma das principais características deste controlador é que sua resposta transitória leva um intervalo de tempo de meio ciclo da frequência fundamental, em função do atraso de tempo presente na sua realimentação [103], e por essa razão não é efetivo na compensação de distúrbios de carga abruptos. Além disso, observa-se na equação (4.7) que não há polos em  $j\omega = 0$ . Desta forma, o controlador repetitivo é geralmente utilizado em combinação com outro controlador com característica rápida, por exemplo o proporcional-integral.

Portanto, o bloco  $G_{cv}$  da Figura 4.6 é implementado como mostra a Figura 4.10, em que  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  são os ganhos proporcional e integral e  $K_r$  é o ganho do controlador repetitivo. Um Filtro Passa Baixas (FPB) é inserido na realimentação com vistas à limitação da faixa de passagem do controlador de tensão, que deve ser obrigatoriamente mais lento do que o controlador interno de corrente.

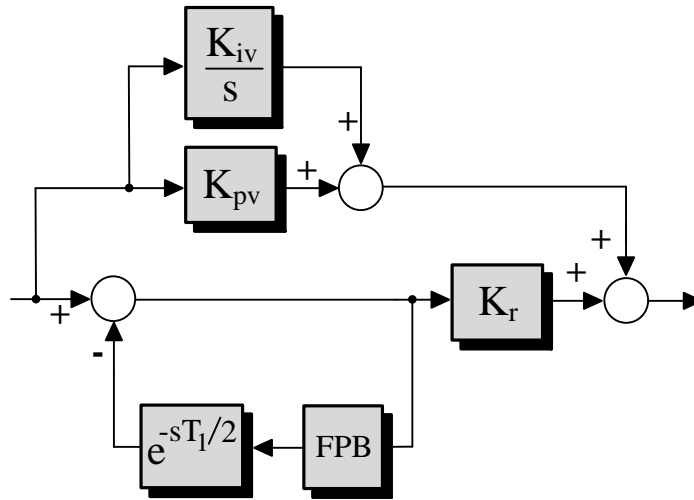


Figura 4.10. Modelo em diagrama de blocos do controlador de tensão  $G_{cv}$ .

A sintonia do controlador de tensão é feita considerando-se inicialmente apenas a parcela proporcional-integral, utilizando-se uma das técnicas apresentadas na literatura. Novamente, o objetivo é garantir, além de faixa de passagem adequada, rejeição a perturbações de carga. A determinação dos ganhos  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  é feita, neste trabalho, com base no critério de alocação de polos.

Tendo em vista que a função de transferência de malha fechada da malha de corrente tem módulo unitário, o diagrama de blocos da Figura 4.6 pode ser representado da maneira simplificada mostrada na Figura 4.11, em que o bloco com ganho unitário representa, além da malha de controle de corrente, o conversor c.c./c.a.

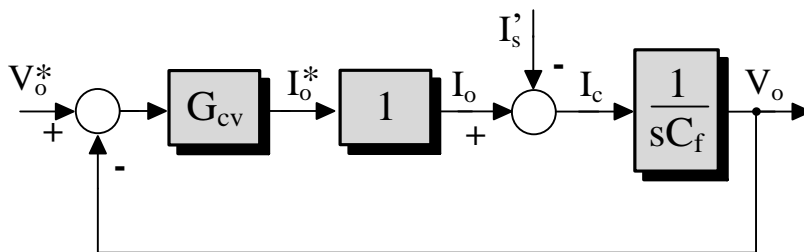


Figura 4.11. Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão de saída.

Considerando apenas a parcela proporcional-integral do controlador  $G_{cv}$ , a função de transferência e a rigidez dinâmica são dadas pelas equações (4.8):

$$G_{cv} = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \tag{4.8a}$$

$$\left. \frac{V_o}{V_o^*} \right|_{I_s'=0} = \frac{sK_{pv} + K_{iv}}{s^2C_f + sK_{pv} + K_{iv}} \tag{4.8b}$$

$$\left. \frac{I'_s}{V_o} \right|_{V_o^*=0} = - \left( \frac{K_{iv}}{s} + sC_f + K_{pv} \right) \quad (4.8c)$$

Os polos devem ser alocados de forma tal que a frequência de corte de malha fechada seja de cerca de 1/5 da frequência de corte (3 kHz) da malha de controle de corrente [102]. Por outro lado, a frequência de corte ( $f_{c,v}$ ) deve ser suficientemente elevada para que todos os harmônicos que se deseja sintetizar se encontrem dentro da faixa de passagem. Considerando operação até o 7º harmônico (420 Hz), tem-se que:

$$420 \text{ Hz} \leq f_{c,v} \leq \frac{3 \text{ kHz}}{5} = 600 \text{ Hz} \quad (4.9)$$

A técnica de ajuste dos ganhos consiste em se alocar os polos da função de transferência de forma que sejam reais, conforme as equações (4.10) [107]:

$$K_{pv} = 2\pi \cdot (f_{c,v,p} + f_{c,v,i}) \cdot C_f \quad (4.10a)$$

$$K_{iv} = 4\pi^2 \cdot f_{c,v,p} \cdot f_{c,v,i} \cdot C_f \quad (4.10b)$$

em que  $f_{c,v,p}$  é a frequência de corte da malha associada com o ganho proporcional e  $f_{c,v,i}$  é a frequência de corte da malha associada ao ganho integral, cujos valores são [102]:

$$f_{c,v,p} = f_{c,v} \quad (4.11a)$$

$$f_{c,v,i} = \frac{f_{c,v}}{5} \quad (4.11b)$$

A Figura 4.12 mostra as curvas de resposta em frequência e rigidez dinâmica para os valores de  $L_f$  e  $C_f$  definidos neste trabalho e os ganhos sintonizados adotando-se  $f_{c,v} = 600 \text{ Hz}$ :  $K_{pv} = 0,2262$  e  $K_{iv} = 142,1$ . Pode-se notar uma pequena defasagem na tensão de saída em frequências dentro da faixa de passagem.

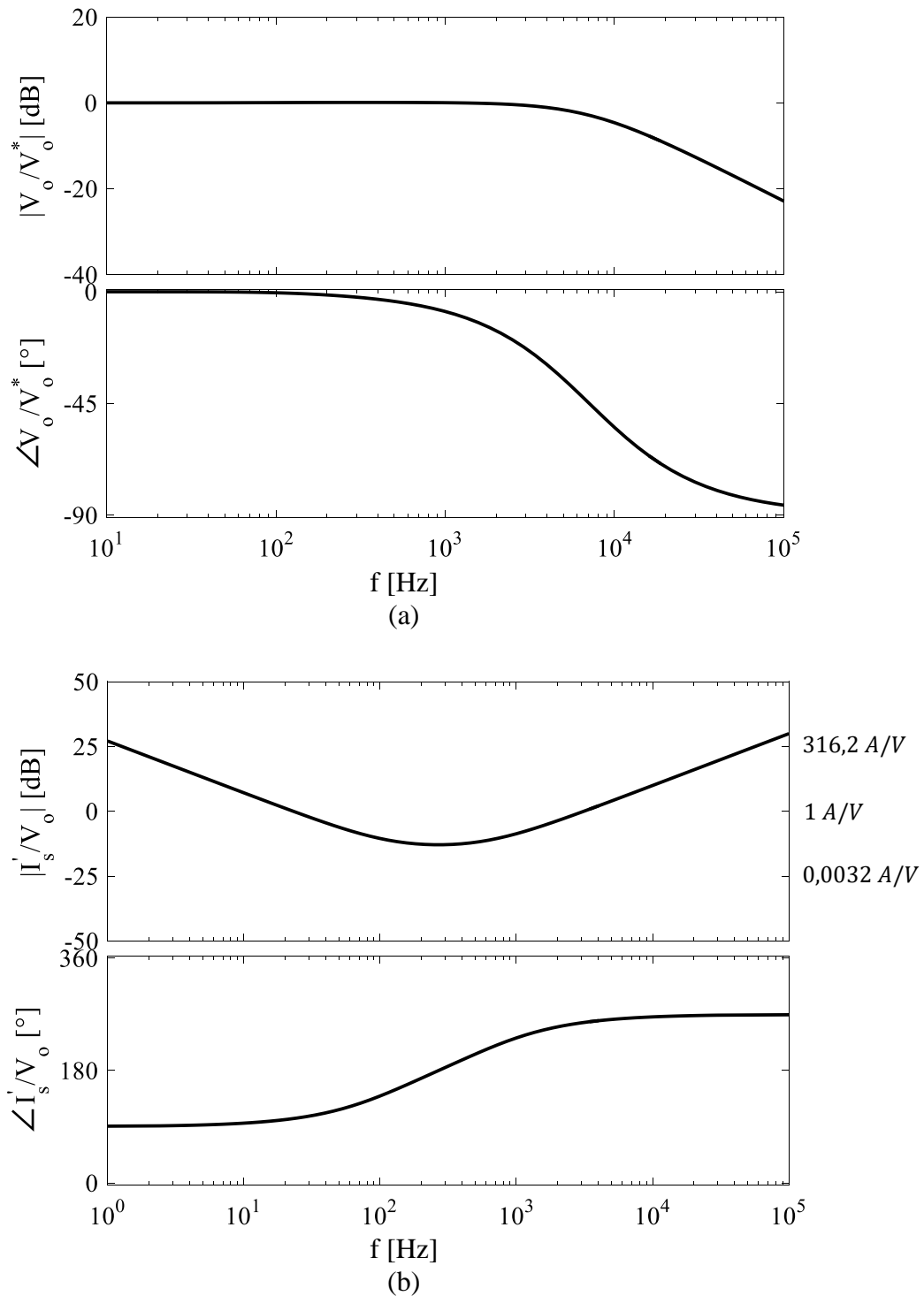


Figura 4.12. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão (proporcional-integral somente).

O ajuste do ganho  $K_r$  do controlador repetitivo envolve uma relação de compromisso entre o desempenho em regime transitório e a estabilidade da malha. Quanto maior o valor de  $K_r$ , mais rápida é a resposta transitória. Por outro lado, altos valores de  $K_r$  provocam redução na margem de fase do sistema de controle, podendo causar a saturação do inversor PWM e



instabilidade [108], [109]. Foi verificado, via simulação computacional, que valores de  $K_r$  superiores a 1 geram saturação no inversor, sendo adotado, portanto,  $K_r = 0,75$ .

Para finalizar a sintonia do controlador de tensão, resta a definição da função de transferência do filtro passa-baixas, que deve ter frequência de corte inferior à frequência de corte da malha de corrente e característica de fase nula na faixa de passagem [103]. Um filtro de segunda ordem com compensação em avanço de fase, cuja função de transferência  $F$  é dada pela equação (4.12), pode ser empregado para satisfazer estes requisitos.

$$F(s) = \frac{e^{\tau s}}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{2\xi s}{\omega_c} + 1} \quad (4.12)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência de corte,  $\xi$  é o fator de amortecimento e  $\tau$  representa o período de tempo de avanço. A Figura 4.13 mostra a resposta em frequência do filtro para  $\omega_c = 4\pi \text{ krad/s}$  e  $\xi = 0,7$  determinados com base na referência [103] e valores de  $\tau$  correspondentes a 0, 1 e 2 períodos de amostragem na frequência de chaveamento  $f_s$ .

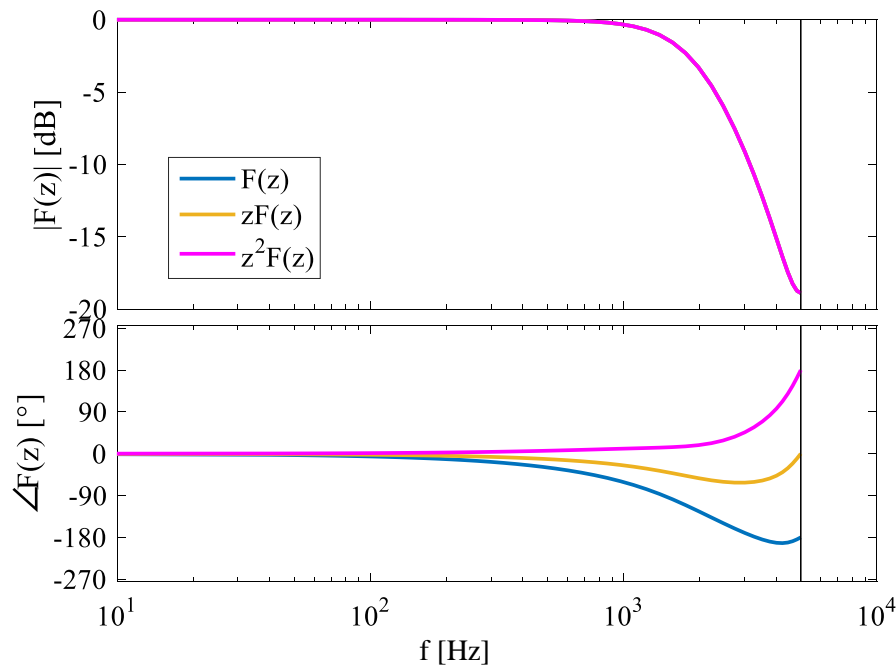


Figura 4.13. Curvas de resposta em frequência do filtro de realimentação do controlador repetitivo para vários valores de avanço de fase.

A melhor das respostas é referente ao avanço de fase correspondente a 2 períodos de amostragem, com ganho unitário e defasagem de  $5,6^\circ$  no 7º harmônico.

A Figura 4.14 mostra a resposta em frequência e a rigidez dinâmica da malha de controle de tensão mostrada na Figura 4.11, incluindo o controlador repetitivo com o filtro  $z^2F(z)$ .

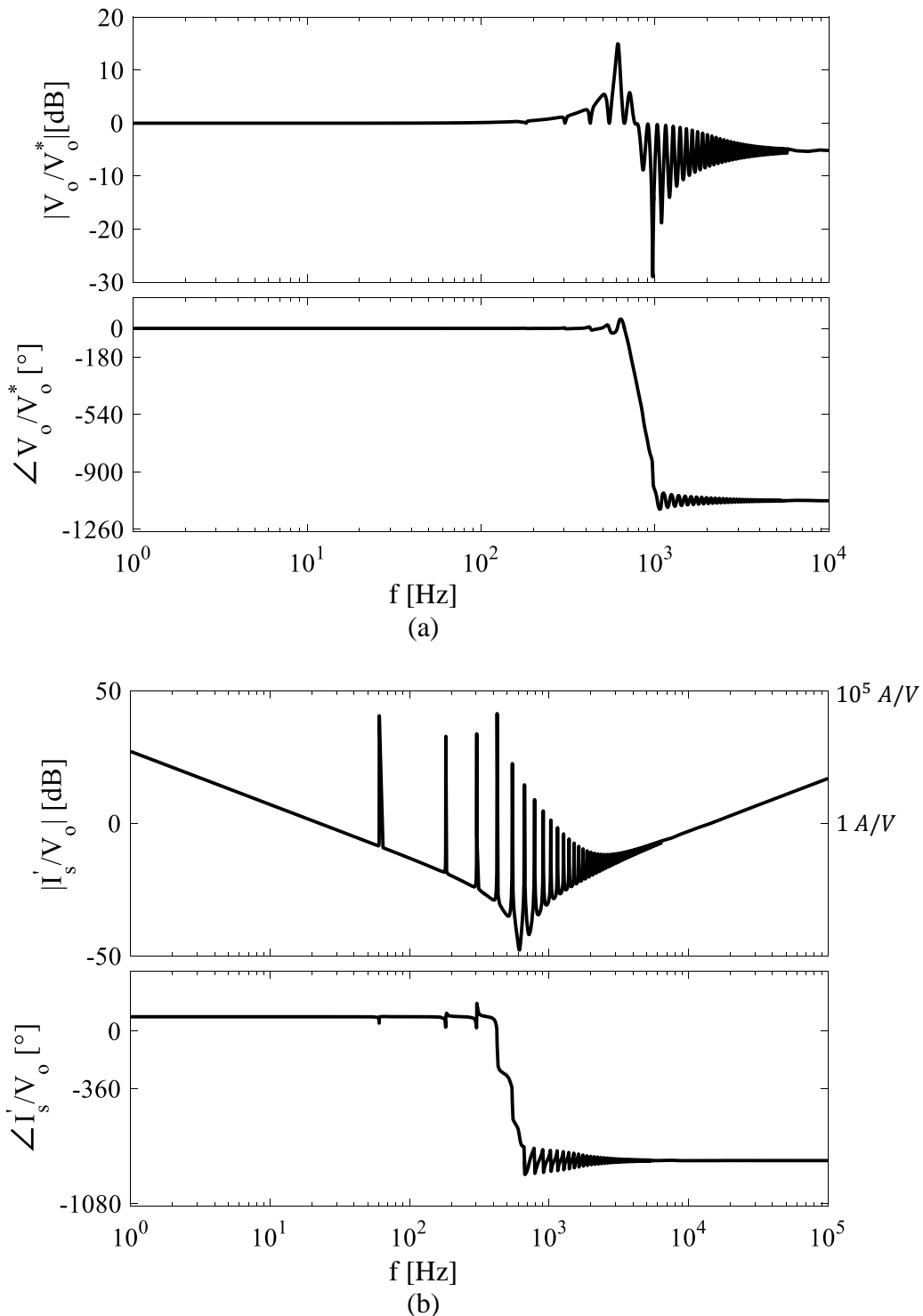


Figura 4.14. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão, incluindo o controlador repetitivo.

Pode-se perceber, na Figura 4.14(a), que a adição do controlador repetitivo garante ganho unitário em todos os harmônicos ímpares dentro da faixa de passagem do filtro  $z^2F(z)$ . Da Figura 4.14(b), nota-se que o controlador repetitivo eleva o valor da rigidez dinâmica nessas frequências, tornando a operação do compensador praticamente imune a perturbações

de carga. Essa característica pode ser entendida pelo Princípio do Modelo Interno, segundo o qual “um sistema em malha fechada segue um sinal de referência, sem erro de regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado estável” [103]. No caso do controlador repetitivo, as referências de tensões harmônicas senoidais são seguidas devido ao fato de sua função de transferência englobar esses modelos, conforme foi demonstrado pela equação (4.7).

## 4.2. Cálculo da Tensão de Referência

A tensão a ser sintetizada pelo compensador pode incluir múltiplas composições harmônicas, dependendo da dinâmica do sistema onde o mesmo encontra-se instalado. Independentemente da composição da tensão harmônica, a tensão do barramento c.c. deve ser continuamente regulada, pois ocorre descarga devido à energia gasta para suprimento de perdas no compensador. Neste trabalho, a proposta é que a energia necessária para operação do compensador seja absorvida da própria rede elétrica pela síntese de tensão fundamental em fase com a corrente fundamental, emulando uma resistência nessa frequência. Quanto maior a amplitude da tensão, maior o valor da resistência e, conseqüentemente, da potência ativa drenada.

A tensão no barramento c.c. deve ser regulada para um valor nominal  $v_{cc}^*$  predeterminado. A comparação deste valor com a tensão  $v_{cc}$  medida e a utilização de um controlador proporcional  $G_{cb} = K_{pb}$  fornecem a amplitude da tensão fundamental a ser sintetizada. A Figura 4.15 mostra, na forma de diagrama de blocos, a obtenção de  $v_{o,1}^*$ . Um algoritmo para determinação do ângulo da componente fundamental da corrente do sistema,  $\Phi_1$ , será apresentado na próxima seção, lembrando que:

$$i'_{s,1}(t) = \sqrt{2}I'_{s,1} \cdot \text{sen}(\Phi_1) \quad (4.13a)$$

$$\Phi_1 = \omega t + \varphi_1 \quad (4.13b)$$

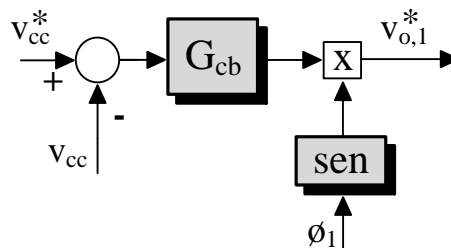


Figura 4.15. Modelo em diagrama de blocos para geração da tensão de referência na frequência fundamental. Adaptado de [7].

O ajuste do ganho  $K_{pb}$  é feito considerando-se que a corrente no barramento c.c. é composta por duas parcelas, como mostra a Figura 4.16. A parcela  $I_c$  é responsável pela carga do capacitor, e está diretamente relacionada com a tensão sintetizada pelo compensador na frequência fundamental. Por outro lado, a parcela  $I_d$  está relacionada com a potência ativa drenada do barramento para suprimento das perdas nos elementos do compensador.

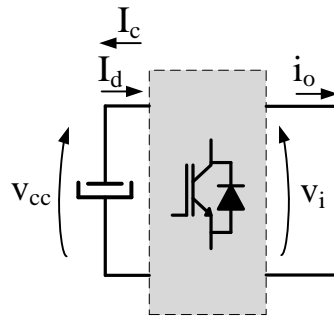


Figura 4.16. Correntes de carga e descarga do barramento c.c.

Essas correntes estão relacionadas com a tensão  $V_{cc}$  conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 4.17.

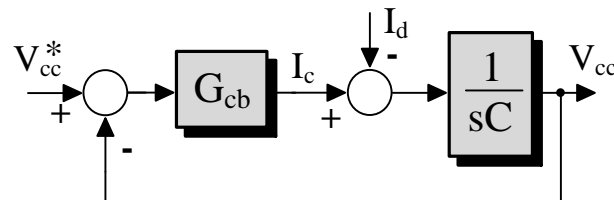


Figura 4.17. Malha de controle de tensão do barramento c.c.

A função de transferência de malha fechada e a rigidez dinâmica desta malha são dadas pelas equações 4.14:

$$\left. \frac{V_{cc}}{V_{cc}^*} \right|_{I_d=0} = \frac{K_{pb}}{sC + K_{pb}} \quad (4.14a)$$

$$\left. \frac{I_d}{V_{cc}^*} \right|_{V_{cc}=0} = -(K_{pb} + sC) \quad (4.14b)$$

A Figura 4.18 mostra as curvas de resposta em frequência para  $C = 1,9 \text{ mF}$  e vários valores de  $K_{pb}$ . Pode-se perceber, das figuras, que quanto maior o valor de  $K_{pb}$ , maior a faixa de passagem e melhor a rigidez dinâmica do controle de tensão. Por outro lado, o aumento da faixa de passagem torna mais rápida a resposta dinâmica, podendo levar ao cálculo de

referência de tensão maior do que o inversor pode sintetizar. Nesse sentido, será adotado  $K_{pb} = 20$ .

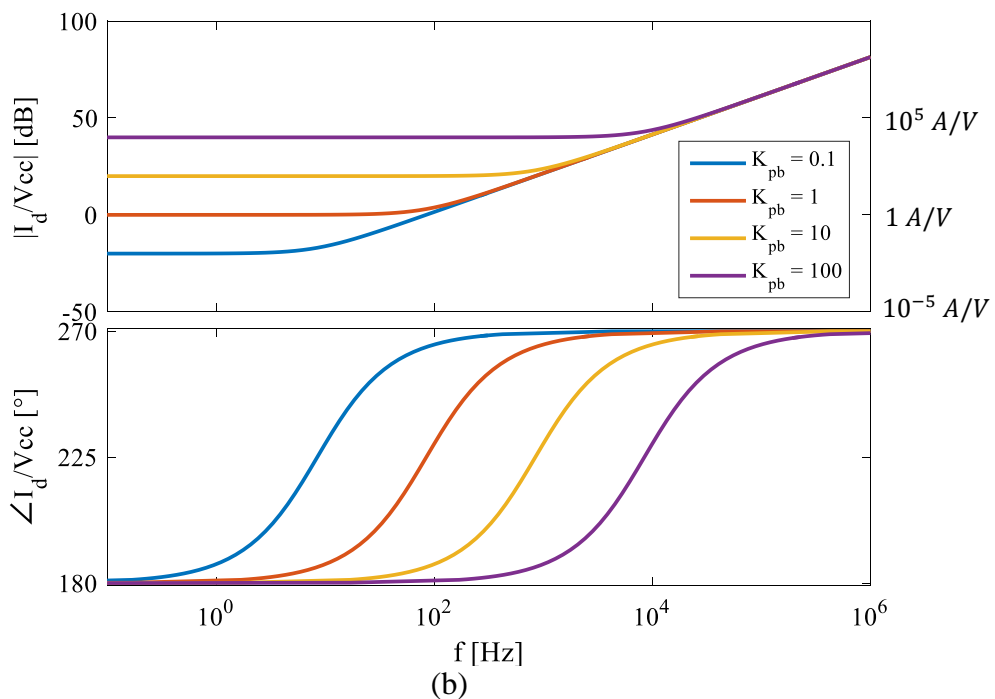
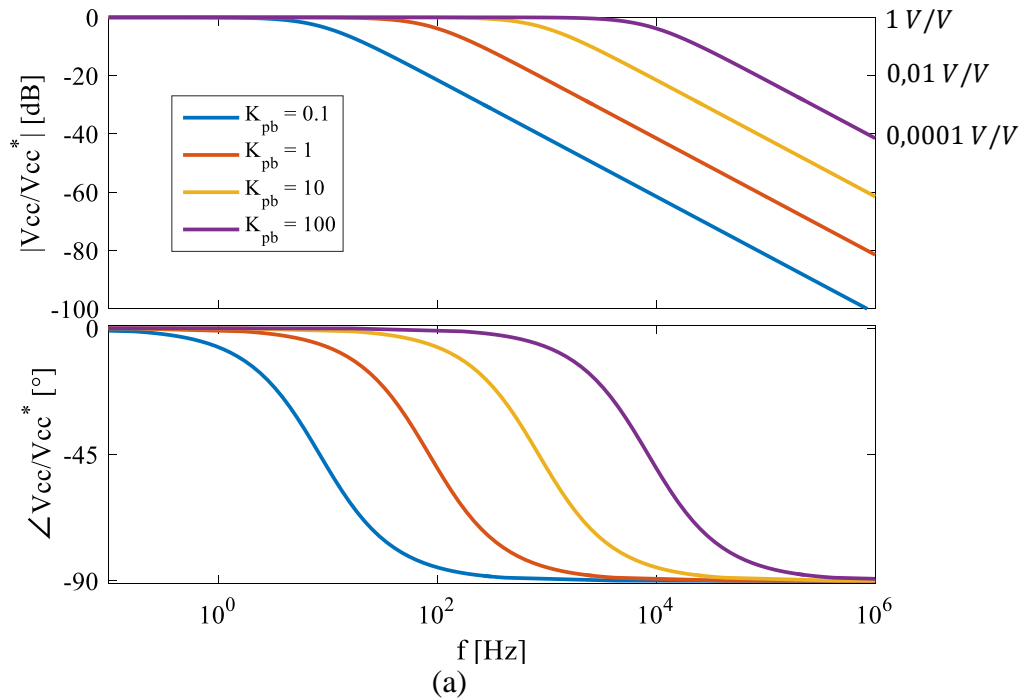


Figura 4.18. Curvas de (a) resposta em frequência e (b) rigidez dinâmica da malha de controle de tensão do barramento c.c. para vários valores de ganho do controlador.

Já a geração das referências de tensão nas frequências harmônicas deve ser feita para que a impedância emulada seja puramente indutiva, conforme as equações (4.15), em que  $L_h^*$  representa a indutância que se deseja sintetizar.

$$v_{o,h}^* = L_h^* \cdot \frac{di'_{s,h}}{dt} = L_h^* \sqrt{2} I'_{s,h} h\omega \cdot \text{sen} \left( h\omega t + \varphi_h + \frac{\pi}{2} \right) = L_h^* \sqrt{2} I'_{s,h} h\omega \cdot \text{cos}(\Phi_h) \quad (4.15a)$$

$$\Phi_h = \omega t + \varphi_h \quad (4.15b)$$

A Figura 4.19 mostra a implementação da equação (4.15a) na forma de diagrama de blocos. Assim como o  $\Phi_1$ , os valores de  $\Phi_h$  e  $I'_{s,h}$  são dados pelo algoritmo de rastreamento que será apresentado na próxima seção.

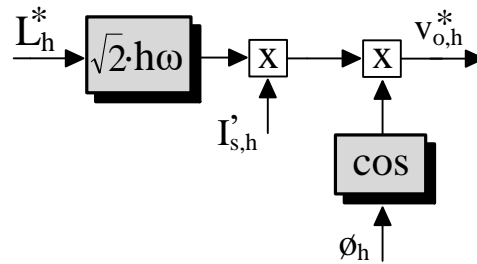


Figura 4.19. Modelo em diagrama de blocos para geração da tensão de referência harmônica.

Finalmente, a referência para o conversor é dada pelo somatório da componente fundamental  $v_{o,1}^*$  na saída do diagrama de blocos da Figura 4.15 e pela componente  $v_{o,h}^*$  da Figura 4.19, podendo ser utilizados quantos harmônicos quanto forem desejados dentro da faixa de passagem do sistema. A Figura 4.20 mostra, por exemplo, a síntese simultânea dos harmônicos 3 e 5.

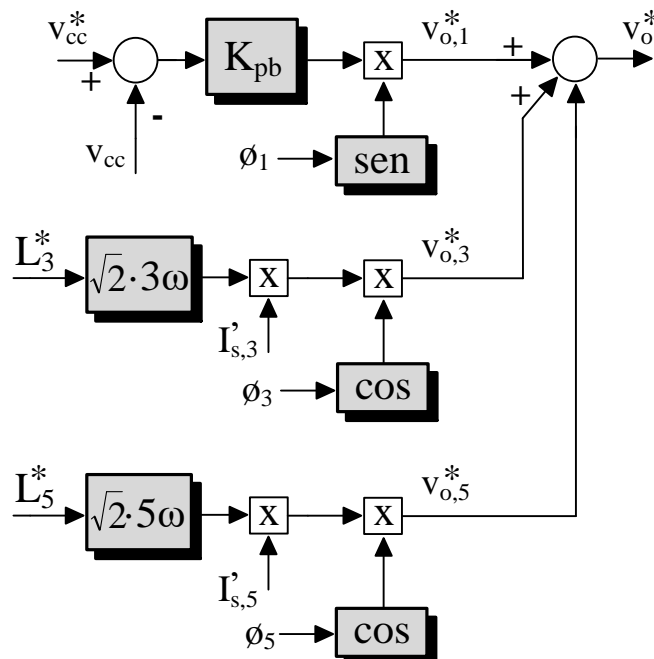


Figura 4.20. Modelo em diagrama de blocos mostrando a geração de tensão de referência contendo fundamental e 3º e 5º harmônicos.

### 4.3. Detecção Seletiva de Componentes Harmônicas de Corrente

Conforme demonstrado na seção anterior, o cálculo das tensões de referência para o compensador demanda a determinação das amplitudes e ângulos de fase instantâneos das componentes harmônicas da corrente de carga. O rastreamento dessas grandezas é feito utilizando-se algoritmos *Phase-Locked Loop* (PLL). Para a aplicação explorada neste trabalho, em que é necessário estimar simultaneamente múltiplas componentes de frequência, as técnicas baseadas na teoria de Fourier são as mais adequadas. Pela relativa simplicidade de implementação, robustez e eficácia, o algoritmo apresentado na referência [110], denominado *Fourier-Based PLL* (FB-PLL), será adotado.

O algoritmo é mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.21, sendo constituído de três componentes básicos: Detector de Fase (DF), Análise Discreta de Fourier (ADF) e Reconstrução do Sinal Original (RSO). As operações executadas por cada um desses blocos são mostradas na Figura 4.22.

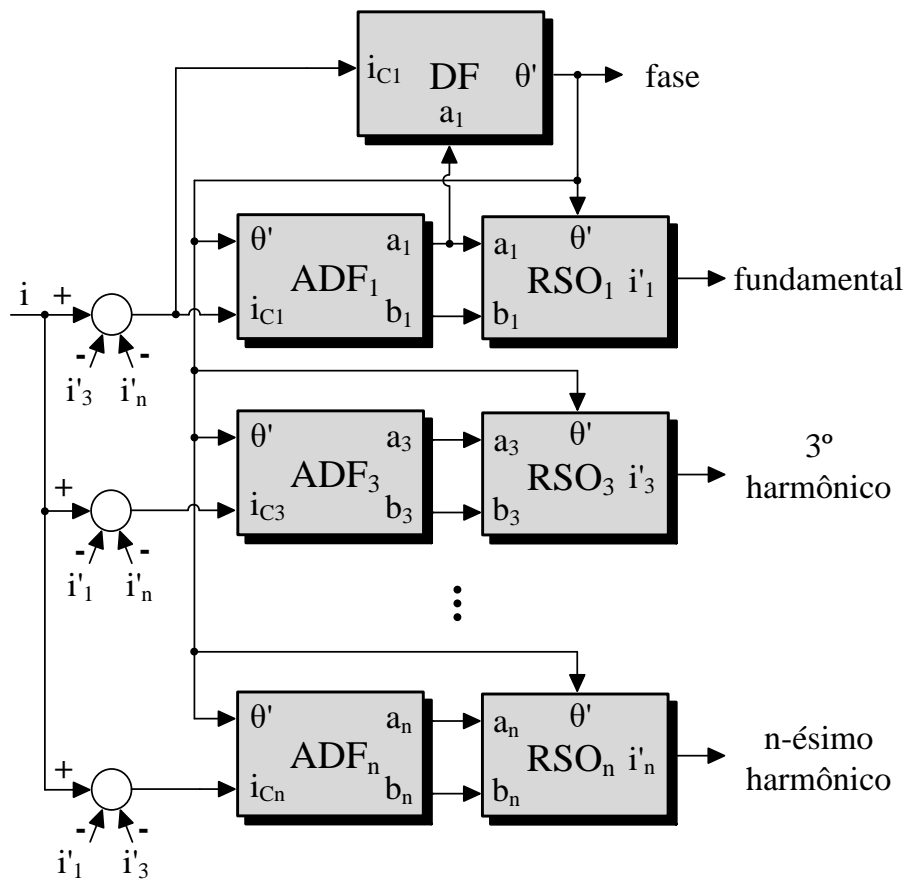


Figura 4.21. Diagrama de blocos do FB-PLL.

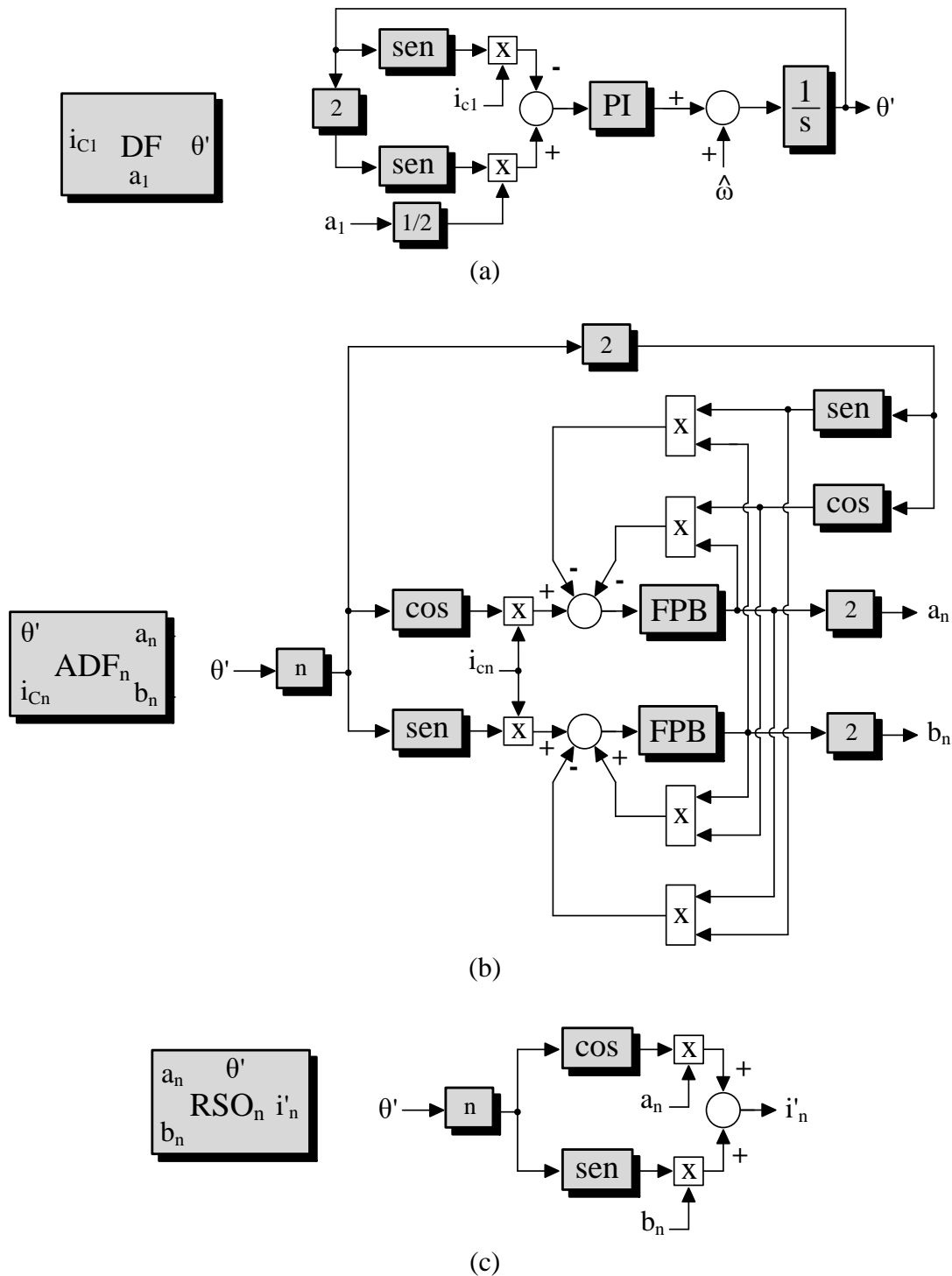


Figura 4.22. Blocos constituintes do FB-PLL: (a) Detector de Fase (DF); (b) Análise Discreta de Fourier (ADF); e (c) Reconstrução do Sinal Original (RSO).

Para o ajuste dos ganhos do compensador Proporcional-Integral (PI) do Detector de Fase, é necessário determinar o valor instantâneo máximo da corrente a ser processada. Conforme obtido na equação (3.58b), o valor eficaz é de 4,8 A. Dado que essa corrente é composta por múltiplas componentes de frequência, seu fator de crista pode ser muito maior do que  $\sqrt{2}$ . Desta forma, será adotado  $i'_{s,max} = 15 A$ , resultando em um fator de crista de 3,1.



As equações (4.16) fornecem os ganhos do compensador:

$$\frac{2\pi \cdot 60}{2.5} = \sqrt{K_i \cdot i'_{s,max}} \quad (4.16a)$$

$$\sqrt{2} = \frac{K_p}{2} \cdot \sqrt{\frac{i'_{s,max}}{K_i}} \quad (4.16b)$$

resultando em  $K_i = 1516 \text{ rad/A}$  e  $K_p = 28,43 \text{ rad/A} \cdot \text{s}$ .

O filtro passa baixas da Análise Discreta de Fourier é de primeira ordem, com função de transferência dada por:

$$FPB = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (4.17)$$

com  $\tau = \sqrt{2}/\omega_1$  [110].

Finalmente, o valor de  $\hat{\omega}$  no Detector de Fase é igual à frequência nominal da corrente fundamental, ou seja,  $2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$ .

#### 4.4. Conclusão

Neste capítulo, foram tratadas as estratégias de controle do compensador. Foram definidos os controladores das malhas de corrente e tensão, sendo que nesta última foi empregado um controlador proporcional-integral clássico em conjunto com um controlador repetitivo. Os ganhos desses controladores foram sintonizados e a robustez do compensador frente a perturbações de carga foi analisada, obtendo-se resultados bastante satisfatórios.

Foram definidas também as técnicas para cálculo das componentes de tensão de referência, incluindo uma estratégia simples para distribuição dinâmica de potência entre os harmônicos. Além disso, uma estratégia baseada na implementação da teoria de Fourier foi selecionada para a detecção seletiva das componentes harmônicas de corrente.



## Capítulo 5

### Resultados

*Tendo se tratado das principais questões relativas ao projeto do compensador no Capítulo 3 e das técnicas de controle no Capítulo 4, têm-se as ferramentas necessárias para a demonstração da sua operação no sistema elétrico. Essa demonstração será feita neste capítulo, contemplando resultados de simulação e a construção de um protótipo com vistas à execução de futuros ensaios experimentais.*

Para a demonstração da operação do compensador, será utilizado um sistema monofásico composto por uma carga não linear (retificador passivo), dois reatores operando em paralelo e uma fonte c.a. programável, além do próprio compensador como mostra a Figura 5.1. Esse arranjo foi determinado com base em duas condições: (i) representatividade, do ponto de vista de circulação de harmônicos, de um sistema elétrico comercial de baixa tensão; e (ii) restrição de disponibilidade de equipamentos/material em laboratório para composição de arranjo de testes para execução de ensaios em escala reduzida.

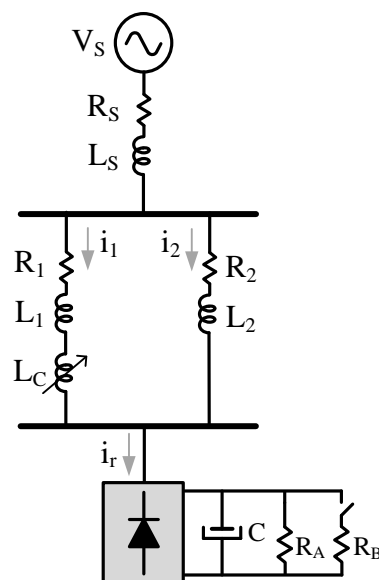


Figura 5.1. Diagrama esquemático do sistema para demonstração da operação do compensador.

Os elementos  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$  e  $L_2$  foram escolhidos como representativos das impedâncias de cabos e transformadores que seriam encontrados em uma instalação real. A alocação do

compensador (representado por  $L_C$ ) no ramo 1 tem por objetivo desviar a parcela harmônica da corrente deste ramo para o ramo 2.

A carga no lado c.c. do retificador é composta por dois resistores,  $R_A$  e  $R_B$ , sendo este último chaveado via contator eletromecânico para verificação da resposta transitória do compensador frente a distúrbios de carga. A Tabela 5.1 apresenta os valores dos elementos do sistema.

Tabela 5.1. Parâmetros dos elementos do sistema de testes do compensador.

$V_S$	$R_S$ [m $\Omega$ ]	$L_S$ [ $\mu$ H]	$R_1, R_2$ [m $\Omega$ ]	$L_1, L_2$ [ $\mu$ H]	$C$ [mF]	$R_A, R_B$ [ $\Omega$ ]
127 V / 60 Hz	10	100	82	150	3,76	10

A apresentação dos resultados será dividida em duas partes, sendo a primeira referente às simulações computacionais e a segunda referente ao arranjo para testes experimentais.

## 5.1. Resultados de Simulação

As simulações computacionais foram realizadas utilizando-se a plataforma Matlab/Simulink®. As funções de transferência das malhas de controle do Capítulo 4 foram discretizadas empregando-se a aproximação bilinear, com frequência de amostragem igual a 5 vezes a frequência de chaveamento do conversor c.c./c.a., ou seja, 50 kHz.

O compensador encontra-se inicialmente em modo desligado e o primário do transformador de acoplamento curto-circuitado pela chave estática de *bypass*. Para a entrada em operação, a seguinte sequência de etapas é executada:

- a referência de tensão para o conversor c.c./c.a. é nula enquanto a chave estática é mantida fechada;
- a chave estática é aberta;
- a referência de tensão ( $v_o^*$ ) é lentamente elevada até o valor calculado na saída do diagrama da Figura 4.20 ( $v_o^*$ ). Isso é feito multiplicando-se  $v_o^*$  por uma rampa que cresce de 0 até 1 em alguns ciclos da frequência fundamental (neste trabalho, foi adotado intervalo de 2 ciclos).

A Figura 5.2 mostra os resultados obtidos conforme esta metodologia, para compensação apenas no 3º harmônico ( $L_3^* = 253 \mu H$ ), barramento c.c. previamente carregado com tensão nominal (400 V) e apenas  $R_A$  como carga no lado c.c. do retificador. A Figura 5.3 apresenta as formas de onda de corrente  $i_r$ ,  $i_1$  e  $i_2$ . Finalmente, a Figura 5.4 traz a decomposição espectral das formas de onda dessas correntes.

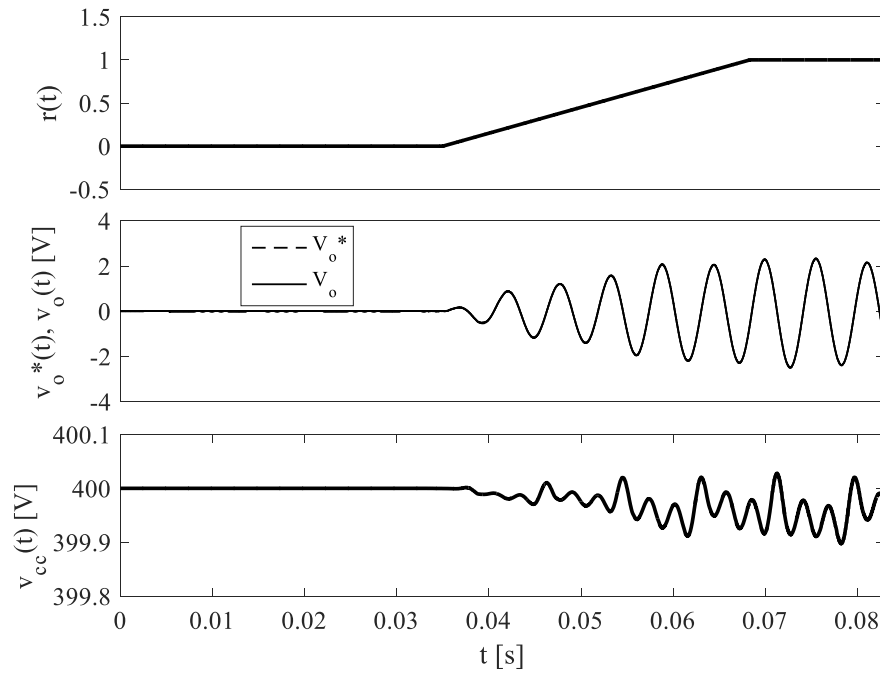


Figura 5.2. Rampa, referência de tensão e tensão de saída, e tensão do barramento c.c. para compensação com  $L_3^* = 253 \mu H$ .

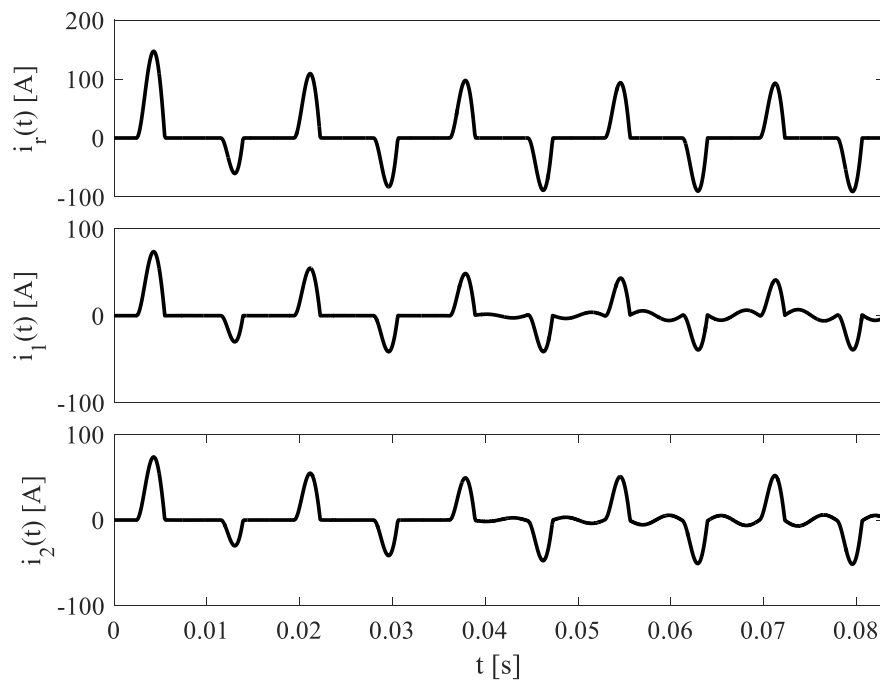


Figura 5.3. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com  $L_3^* = 253 \mu H$ .

Pode-se observar na Figura 5.2 que a tensão de saída do compensador praticamente rastreia a referência. Também é possível verificar a oscilação da tensão no barramento c.c.

A Figura 5.3 mostra que, enquanto o compensador encontra-se desligado, a corrente  $i_r$  se divide de forma praticamente idêntica entre os ramos 1 e 2. Com a operação do compensador, a impedância do ramo 1 no 3º harmônico aumenta e, conseqüentemente, parte da corrente nessa frequência é desviada para o ramo 2.

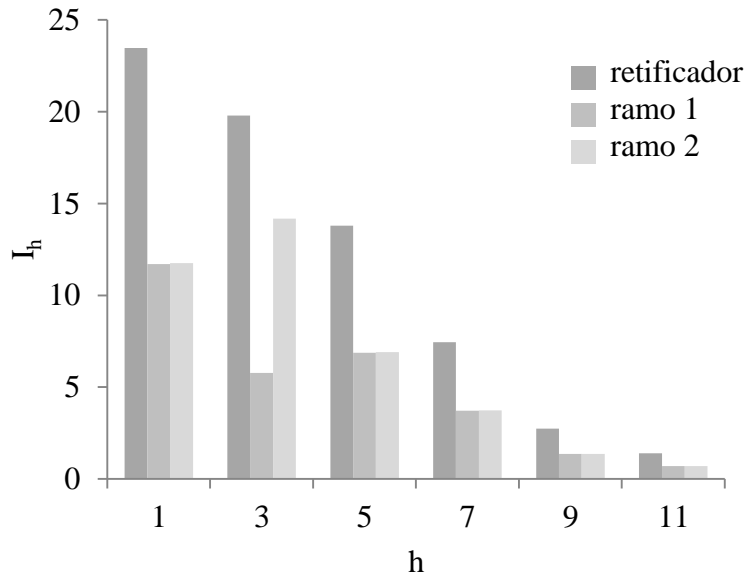


Figura 5.4. Decomposição espectral das correntes da Figura 5.1, para  $L_3^* = 253 \mu H$ .

Da Figura 5.4, percebe-se que as correntes nas frequências em que o compensador não opera são igualmente divididas entre os ramos 1 e 2, conforme era esperado devido ao fato de as impedâncias desses dois ramos serem idênticas.

Ainda neste caso de compensação exclusiva no terceiro harmônico, o compensador opera com potência  $S$  igual a:

$$S = V_C \cdot I_1 = 1,6 \cdot \sqrt{12^2 + 5,8^2 + 6,9^2 + 3,7^2 + 1,4^2 + 0,7^2} = 25 VA \quad (5.1)$$

onde  $V_C$  é a tensão estabelecida pelo compensador e  $I_1$  é a corrente no ramo 1.

Seja, agora, utilizar a mesma indutância de referência para compensação no 5º harmônico apenas, ou seja,  $L_5^* = 253 \mu H$ . Nesse novo cenário, têm-se os resultados mostrados nas figuras 5.5, 5.6 e 5.7, em que é possível verificar a grande redução da corrente de 5º harmônico no ramo 1.

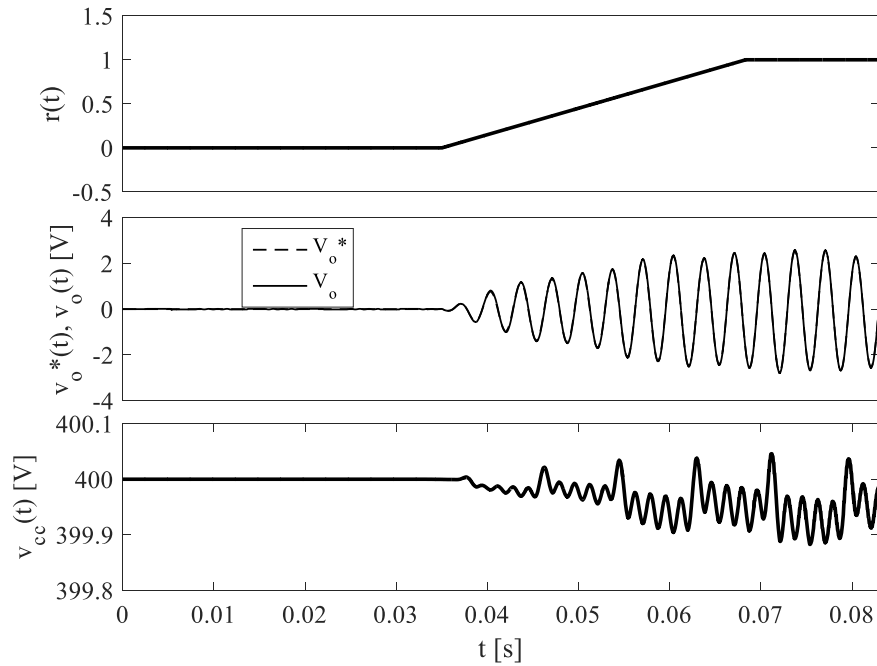


Figura 5.5. Rampa, referência de tensão e tensão de saída, e tensão do barramento c.c. para compensação com  $L_5^* = 253 \mu H$ .

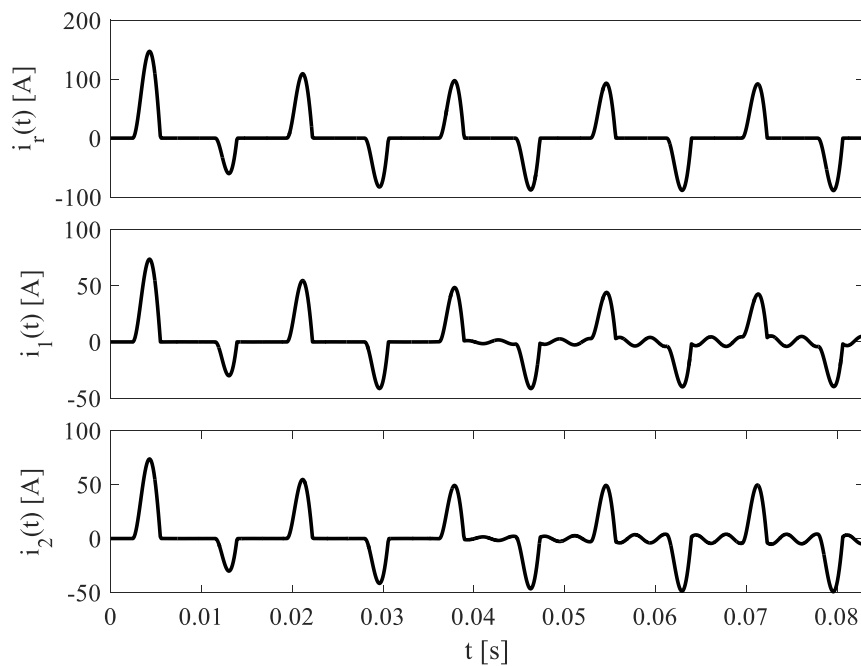


Figura 5.6. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com  $L_5^* = 253 \mu H$ .

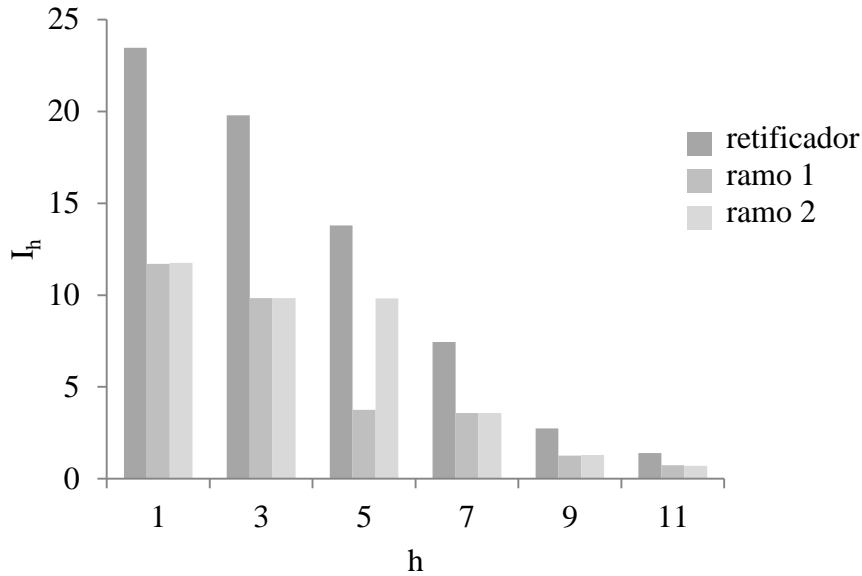


Figura 5.7. Decomposição espectral das correntes do sistema da Figura 5.1, para  $L_5^* = 253 \mu H$ .

Neste caso, o compensador opera com potência  $S$  igual a:

$$S = V_C \cdot I_1 = 1,8 \cdot \sqrt{12^2 + 9,8^2 + 3,8^2 + 3,6^2 + 1,3^2 + 0,7^2} = 29 VA \quad (5.2)$$

onde  $V_C$  é a tensão estabelecida pelo compensador e  $I_1$  é a corrente no ramo 1.

Seja, agora, a operação simultânea do compensador no 3° e no 5° harmônicos, com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .

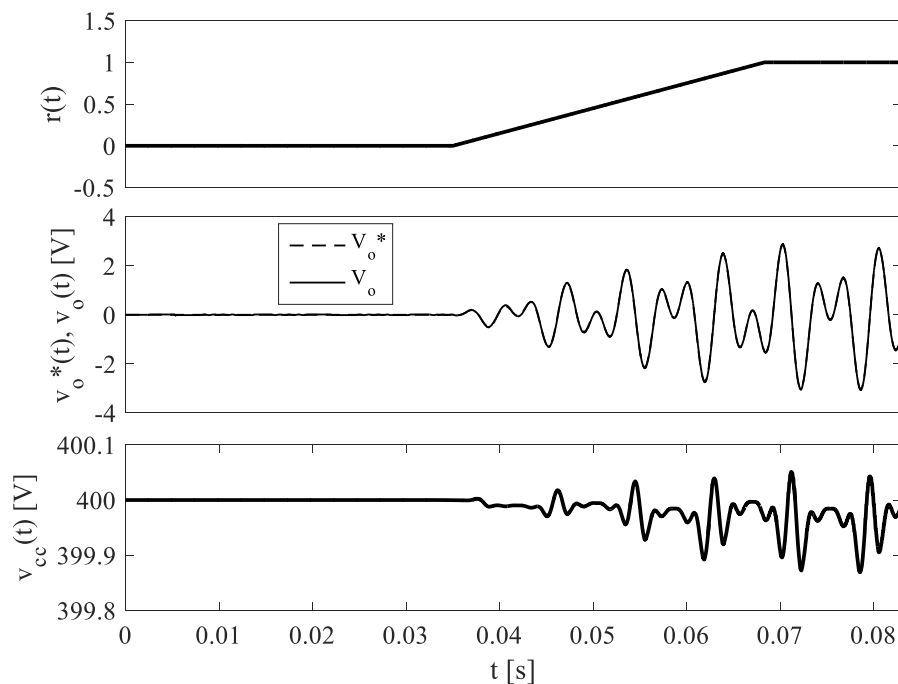


Figura 5.8. Rampa, referência de tensão e tensão de saída, e tensão do barramento c.c. para compensação com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .



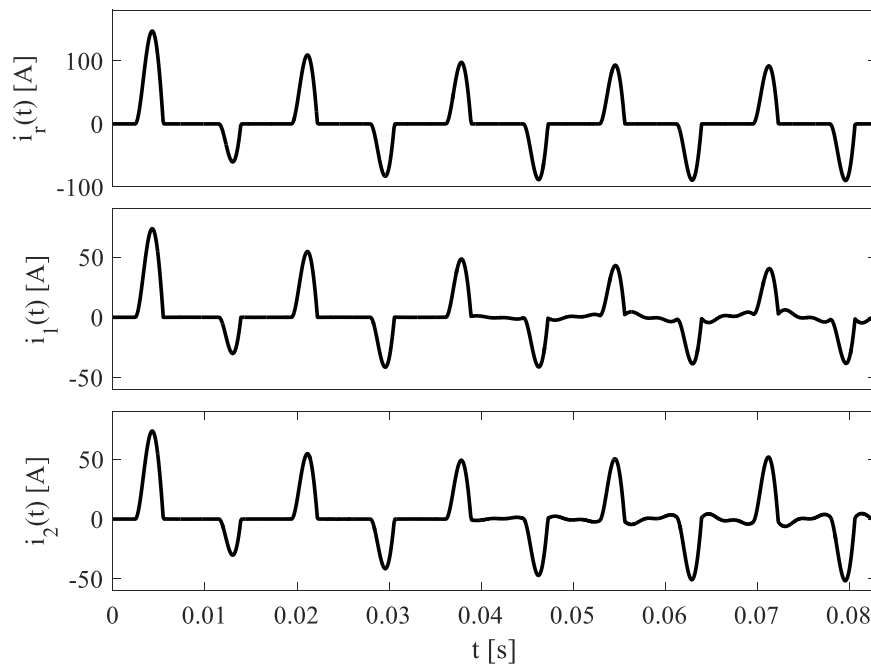


Figura 5.9. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, para compensação com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .

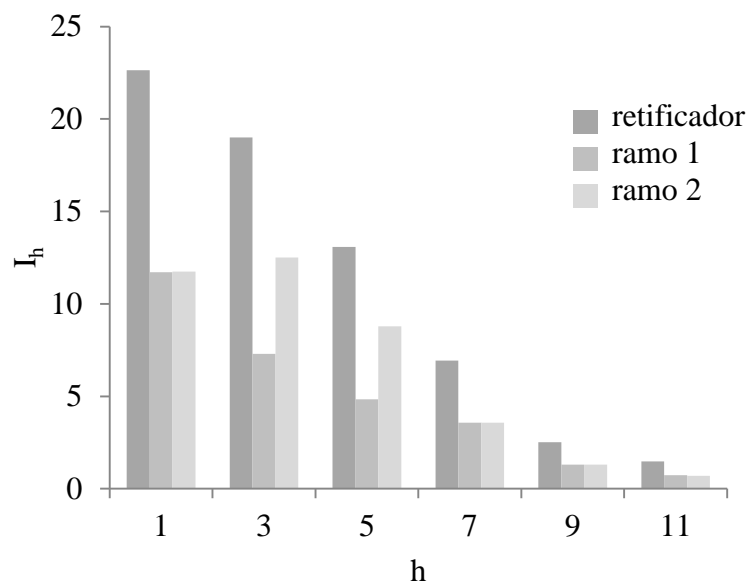


Figura 5.10. Decomposição espectral das correntes do sistema da Figura 5.1, para  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .

Neste caso, o compensador opera com potência  $S$  igual a:

$$S = V_C \cdot I_1 = 1,6 \cdot \sqrt{12^2 + 7,3^2 + 4,8^2 + 3,6^2 + 1,3^2 + 0,7^2} = 25 VA \quad (5.3)$$

onde  $V_C$  é a tensão estabelecida pelo compensador e  $I_1$  é a corrente no ramo 1.

A Figura 5.11 mostra a resposta do sistema, ainda com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ , ao distúrbio de carga correspondente ao fechamento da chave que conecta o resistor de carga  $R_B$  no lado c.c. do retificador em  $t = 0,12$  s.

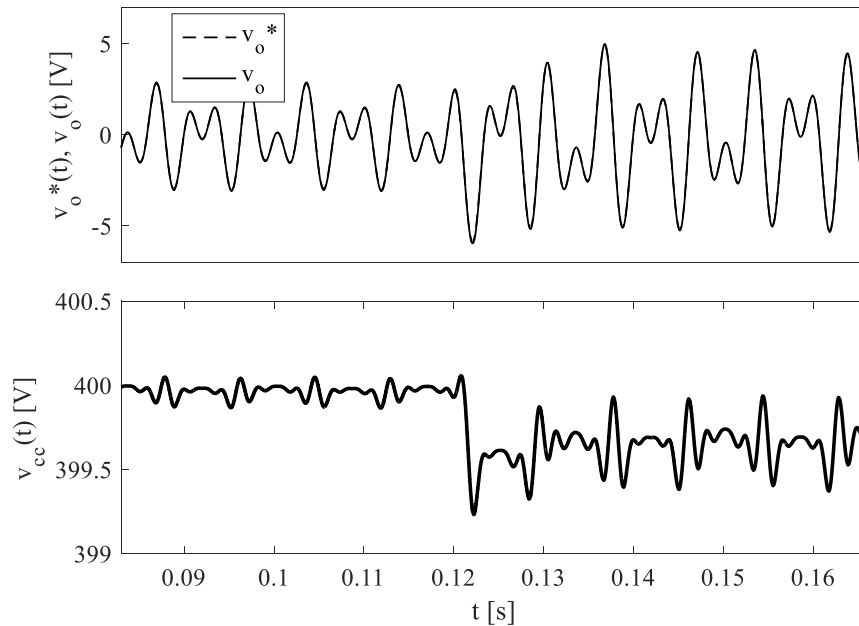


Figura 5.11. Referência de tensão e tensão de saída e tensão do barramento c.c. frente a um distúrbio de carga, para compensação com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .

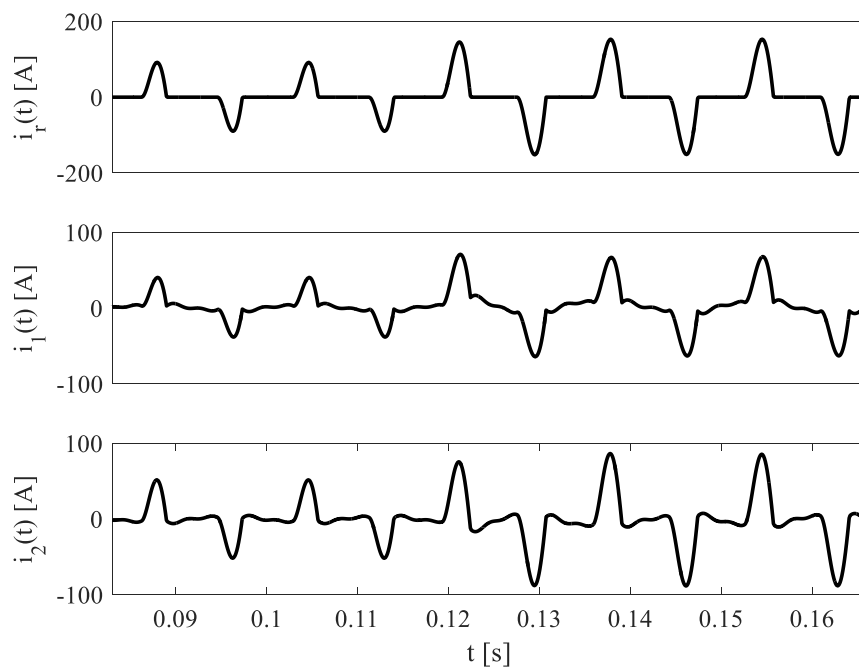


Figura 5.12. Corrente total no retificador e correntes nos dois ramos do sistema, com distúrbio de carga em  $t = 0,12$  s e compensação com  $L_3^* = L_5^* = 127 \mu H$ .

## 5.2. Protótipo Construído

Um protótipo foi construído, no âmbito deste trabalho, com vistas à execução de futuros ensaios experimentais para validação dos resultados de simulação. A seção a seguir descreve sucintamente os componentes básicos utilizados, cuja seleção foi feita com base nos critérios de projeto definidos no Capítulo 3.

### 5.2.1. Protótipo

#### 5.2.1.1. Transformador de Acoplamento

Para a montagem do transformador de acoplamento, havia disponível um núcleo com as dimensões da Tabela 3.1, laminado em chapas com espessura de cerca de  $0,20\text{ mm}$ , mas cujas propriedades magnéticas eram até então desconhecidas devido à falta de documentação. Desta forma, foi necessária a realização ensaios para a determinação de sua curva de magnetização. A metodologia e os resultados destes ensaios estão reportados no Anexo I. O valor de  $B_{max}$  obtido é de  $1,2\text{ T}$ . Para o estudo de caso a que se destina a aplicação do protótipo, a operação será feita nos harmônicos de ordem 3 e 5, de forma que as recomendações da Seção 3.1.1 para minimização das perdas no núcleo são satisfeitas.

O enrolamento primário de 63 espiras (vide equação 3.58a) foi construído com fio de cobre esmaltado de bitola 14 AWG e conforme o direcionamento dado na Seção 3.1.2 (apenas uma camada).

#### 5.2.1.2. Chave de *Bypass*

A chave de *bypass* foi construída com o material disponível em laboratório, sendo um módulo de tiristores modelo SK45UT08, da Semikron®, e um relé eletromecânico biestável modelo RT33LA12, da Tyco Electronics®. Ambos dispositivos têm capacidade de condução em regime permanente satisfazendo à equação (3.58b), apesar de suas capacidades energéticas serem insuficientes para uma futura instalação definitiva, em que o compensador poderia ser submetido aos efeitos de um curto-circuito no sistema.

#### 5.2.1.3. Conversor c.c./c.a.

Foi empregado um módulo a IGBTs modelo FSBB20CH60F, da Fairchild®, com tensão de bloqueio nominal de  $600\text{ V}$ , corrente nominal de  $20\text{ A}$  e frequência de chaveamento máxima de  $20\text{ kHz}$ .

#### 5.2.1.4. Filtro

O capacitor disponível (modelo UP3 BC0300, da Electronic Concepts Inc.<sup>®</sup>) tem capacitância nominal de  $30 \mu F$  e atende aos requisitos mínimos da Tabela 3.8, mesmo essa capacitância demandando maior capacidade de condução de corrente. Para esse valor de capacitância, o indutor deve ser de  $L_f = 0.84 \text{ mH}$ .

Para a construção desse indutor, havia disponível apenas os modelos da família *High Flux* do fabricante Magnetics Inc.<sup>®</sup>. O *part number* com a maior capacidade energética (58083) pode operar com até  $100 \text{ mHA}^2$  e foi adotado por falta de alternativa, com a restrição de operação com corrente de até:

$$\frac{1}{2} \cdot 0,84 \text{ mH} \cdot i_{max}^2 = 100 \text{ mHA}^2 \quad (5.4a)$$

$$i_{max} = 15,4 \text{ A} \quad (5.4b)$$

Para o núcleo selecionado,  $A = 107,2 \text{ mm}^2$ ,  $\bar{l} = 98,4 \text{ mm}$  e  $B_{sat} = 1,5 \text{ T}$ . A Figura 5.13 mostra as curvas obtidas das equações (3.76), cujo ponto de interseção indica  $N = 113$  e  $B_{max} = 1 \text{ T}$ . Como  $B_{max} = 1 \text{ T} < 0,7 \cdot B_{sat} = 0,7 \cdot 1,5 = 1,05 \text{ T}$ , o critério de máxima densidade de fluxo é satisfeito.

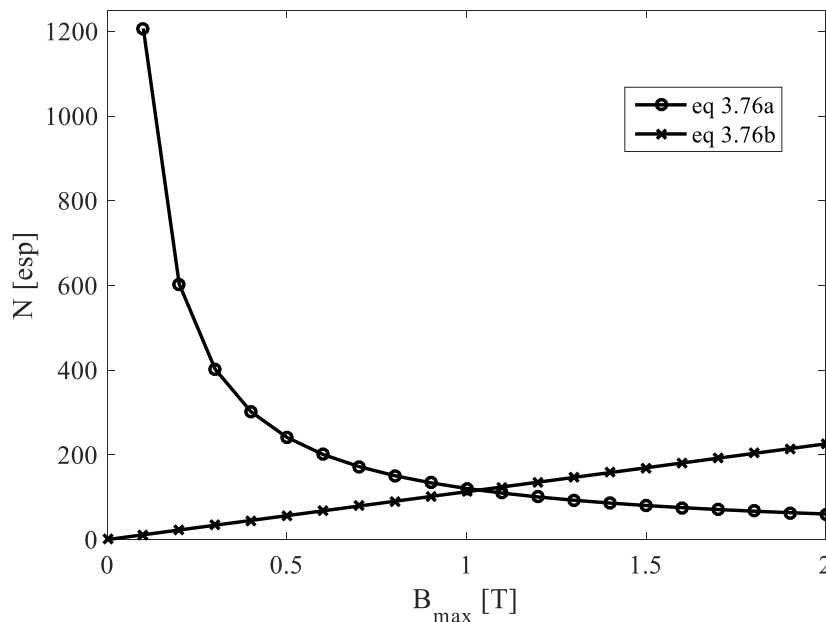


Figura 5.13. Curvas resultantes das equações (3.76) para determinação do número de espiras do indutor.

Para o protótipo, foi utilizado o fio nº 21 AWG disponível. A resistência c.c. a frio foi medida, obtendo-se um valor de  $R_L = 0,55 \Omega$ . A montagem conforme as restrições

estabelecidas permite desprezar o efeito pelicular e o efeito proximidade. A elevação da resistência do enrolamento com a temperatura também será desprezada.

#### 5.2.1.5. Barramento c.c.

O modelo de capacitor disponível para o barramento c.c. (B43504-A9477-M97, da Epcos<sup>®</sup>), tem capacitância nominal de  $470 \mu F$ , tensão nominal de  $400 V$  e capacidade de condução de corrente de  $5,1 A @ 100 Hz / 60^{\circ}C$ . Pelo critério de mínima capacitância da equação (3.81), seriam necessários 2 capacitores em paralelo.

Retomando as componentes de corrente da Tabela 3.9 referentes ao pior caso e aplicando os fatores de correção fornecidos no catálogo do fabricante, tem-se corrente equivalente de  $10,9 A @ 100 Hz$ , resultando em uma demanda por 3 capacitores em paralelo. Este será o número de capacitores utilizados no barramento c.c. do protótipo.

#### 5.2.2. Arranjo para Execução de Ensaios

O arranjo para execução de futuros testes experimentais será composto pelas seguintes partes, além do próprio protótipo:

- fonte c.a. programável, modelo 345-ASX da Pacific Power Source<sup>™</sup>;
- retificador a diodos com capacidade de corrente instantânea de até  $160 A$ .

A Figura 5.14 ilustra um modelo tridimensional, e a Figura 5.15 uma fotografia do protótipo.

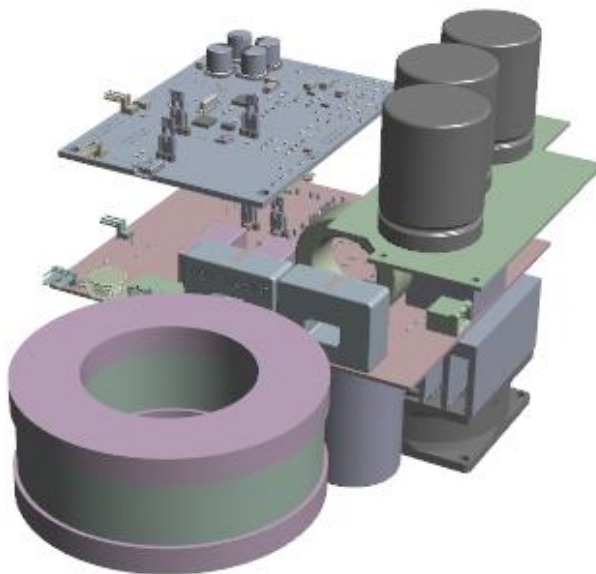


Figura 5.14. Modelo 3D do protótipo construído.

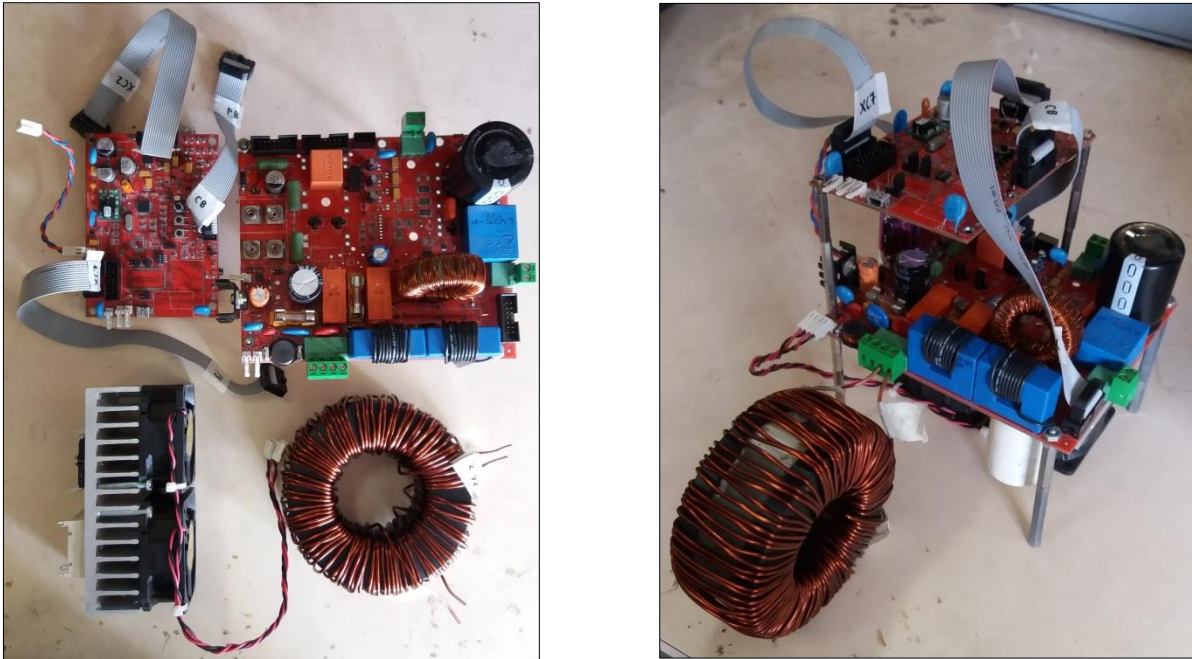


Figura 5.15. Fotografias do protótipo construído.

Parte dos componentes utilizados na construção do protótipo (núcleo magnético, conversor c.c./c.a., chave de *bypass*, dentre outros) foi aproveitada do material disponível em laboratório, de forma que o volume e peso obtidos ainda não são os mínimos possíveis. Por essa mesma razão, não foi calculado um custo final relativo ao material utilizado. Ainda assim, foram estimados os seguintes valores: volume de 3 litros, peso de 3 kg e custo de R\$ 1500,00.

### 5.3. Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado um sistema de testes simplificado, que foi utilizado para avaliação do projeto desenvolvido, tanto do ponto de vista de dimensionamento quanto de controle. Ainda que obtidos com potência reduzida, os resultados de simulação indicam sucesso no projeto dos elementos básicos do compensador e no emprego das técnicas de controle adotadas, incluindo ajuste dos ganhos das malhas, modulação, etc.

## Capítulo 6

### Conclusões e Propostas de Continuidade

*Neste capítulo, são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho. Ainda que o escopo tenha sido bem definido, diversas questões foram levantadas durante sua execução, sendo relevante a apresentação desses tópicos para o norteamento de trabalhos futuros.*

#### 6.1. Conclusões

A modelagem de cargas não lineares com barramento c.c. em tensão como fontes de tensão harmônica foi utilizada, neste trabalho, com vistas à demonstração da operação do compensador proposto na inserção de impedâncias ativas em sistemas elétricos. A utilização de modelos do tipo fonte de tensão permite demonstrar e tratar problemas relacionados à circulação de correntes harmônicas em sua origem, ou seja, circuitos retificadores e diodos. A técnica de inserção de impedâncias foi apresentada e seu efeito em sistemas com cargas não lineares matematicamente demonstrado com base em problemas tipicamente encontrados em sistemas elétricos de baixa tensão (ressonâncias, sobrecarga do condutor neutro, etc).

Os padrões internacionalmente aceitos como referência para quantificação de distorções harmônicas em sistemas elétricos foram apresentados, bem como as soluções convencionalmente adotadas para a solução dos problemas citados. Em geral, soluções concentradas são adotadas com vistas à adequação do ponto de acoplamento comum com a concessionária, sendo menos comum o tratamento de problemas internos à instalação do consumidor. Nesse sentido, a viabilização de soluções distribuídas de baixo custo é de grande valor para melhoria da qualidade da energia elétrica em instalações comerciais e industriais.

Neste trabalho, foi estudada a topologia de um compensador para inserção de impedâncias ativas em sistemas elétricos de baixa tensão, com foco no projeto e dimensionamento dos seus componentes básicos. Devido à natureza dinâmica da carga em uma instalação comercial ou industrial, é inviável determinar o pior caso de operação do compensador. Por essa razão, o estudo dos componentes foi feito com o intuito de fornecer diretrizes básicas.

Para o transformador de acoplamento com o sistema elétrico, a determinação das perdas com base nas equações de Steinmetz é inviabilizada pela operação com tensão em múltiplas frequências. Uma formulação alternativa baseada na frequência fundamental e no fator de

---

forma da tensão aplicada foi adotado, levando à definição do valor máximo para a espessura da lâmina em função do material e da máxima frequência da tensão a ser sintetizada.

Em relação ao enrolamento primário, deve-se utilizar o número mínimo de camadas para minimizar as perdas adicionais por efeito proximidade. Para correntes de projeto até cerca de 40 A, em frequências até o 13º harmônico, não é necessária a utilização de fio Litz, uma vez que as perdas adicionais por correntes parasitas são praticamente desprezíveis.

Já em relação ao conversor c.c./c.a., as simulações computacionais revelaram que, para uma dada corrente no sistema elétrico, as perdas nas chaves crescem à medida que a síntese de tensão é alocada no harmônico de maior ordem, assim como a corrente no barramento c.c. Além disso, os valores de corrente nos elementos do filtro de saída são elevados com o aumento da tensão harmônica de saída, impactando no custo do capacitor e no projeto do indutor. A frequência de chaveamento tem impacto direto na escolha da bitola máxima do condutor a ser utilizado no indutor, para que não haja perdas adicionais por correntes parasitas. Caso a bitola não seja suficiente para condução da corrente calculada, deve-se empregar fio Litz.

O compensador foi modelado na forma de diagrama de blocos para fins de determinação das malhas de controle, sendo adotado, na malha de tensão, o controlador repetitivo em conjunto com um controlador PI. O controlador repetitivo garante rastreamento praticamente perfeito das componentes de tensão harmônica de referência, além de conferir alta rigidez dinâmica ao sistema frente a variações na corrente de carga.

Equações que fornecem a densidade de fluxo magnético instantânea, as perdas adicionais no núcleo e as perdas adicionais no enrolamento primário para correntes maiores do que 40 A e/ou frequências maiores do que o 13º harmônico podem ser embutidas no sistema de controle do compensador para garantir a operação do transformador de acoplamento dentro dos seus limites magnéticos e térmicos.

Finalmente, simulações computacionais foram realizadas em ambiente Matlab/Simulink® com base em um sistema de testes simplificado composto por uma fonte, dois cabos idênticos e carga não linear baseada em retificador a diodos. Foi demonstrado, através do registro das formas de onda obtidas via simulação, a efetividade do compensador no desvio das correntes harmônicas de um cabo para outro.

Um protótipo foi projetado e construído com base em um estudo de caso reportado na literatura, com vistas à execução de ensaios experimentais para validação das técnicas de dimensionamento e controle apresentadas neste trabalho.

---



## 6.2. Propostas de Continuidade

A primeira proposta de continuidade para este trabalho é a execução de ensaios experimentais utilizando o protótipo construído. Os ensaios serão úteis na validação das estratégias propostas frente a condições não consideradas, tais como distorções harmônicas pré-existentes na rede elétrica.

As demais propostas de continuidade podem ser divididas em dois grupos, sendo o primeiro relativo ao compensador em si e o segundo a suas aplicações no sistema elétrico.

### 6.2.1. Compensador

#### 6.2.1.1. Gerenciamento de Potência

Do ponto de vista de desenvolvimento do compensador, o principal desafio é a implementação de uma estratégia para distribuição dinâmica ótima da sua potência nominal entre as componentes harmônicas. Neste trabalho, as indutâncias de referência foram pré-selecionadas, resultando em uma característica fixa de compensação. Todavia, a composição harmônica da carga em um sistema elétrico tem característica dinâmica, sendo apropriada a definição dos valores de indutância com base nos valores instantâneos da corrente de carga no ponto onde o compensador está instalado.

Tendo em vista que se tem disponível a medição da corrente de carga e que o algoritmo PLL fornece as amplitudes das componentes harmônicas de interesse, a implementação de uma estratégia de gerenciamento de potência não demanda nenhuma alteração no *hardware* do compensador. O desenvolvimento dessa estratégia deve resultar em um procedimento matemático capaz de definir, em tempo real, quais são as indutâncias de referência que levam ao aproveitamento ótimo da potência do compensador e, conseqüentemente, a uma característica ótima de mitigação harmônica no sistema.

#### 6.2.1.2. Influência da Defasagem Angular entre Componentes Harmônicas

As simulações computacionais para avaliação das perdas no conversor c.c./c.a. e da variação de carga no barramento c.c. foram feitas, neste trabalho, considerando-se defasagem nula entre as componentes harmônicas da tensão sintetizada. Contudo, essas defasagens podem assumir infinitos valores durante a operação do compensador, resultando em variações na forma de onda e no fator de crista da tensão  $v_o$  (vide Figura 3.22). Nesse sentido, é interessante realizar mais simulações com diferentes defasagens para avaliação do impacto dessa variável nas perdas no conversor e na variação de carga do barramento c.c.

---

### 6.2.2. Aplicações no Sistema Elétrico

Há uma gama de aplicações possíveis para o compensador. Ainda que estas aplicações também estejam enquadradas na área de qualidade da energia elétrica e que a topologia apresentada neste trabalho possa ser aplicada exatamente como foi proposta, é necessário um estudo sobre o desempenho do equipamento na solução de outros problemas (por exemplo, avaliação das perdas nos componentes), além, é claro, de modificações no algoritmo de controle.

#### 6.2.2.1. Inserção de Impedâncias

Ainda na operação como impedância ativa, o compensador pode ser utilizado para outras finalidades como:

- sintonia fina de filtros passivos: com a variação da carga instalada e da impedância da rede, filtros passivos para harmônicos perdem a sintonia previamente definida em projeto. A instalação de impedâncias ativas é capaz de restaurar a sintonia do filtro, tornando-o imune a essas alterações;
- bobina de Petersen: o aterramento do neutro de sistemas elétricos via bobina de Petersen convencional tem como principal dificuldade a manutenção da sintonia frente a variações na configuração do sistema. Nesse sentido, a implementação de impedâncias ativas é capaz de prover sintonia fina da bobina, tornando-a robusta frente a essas variações.

#### 6.2.2.2. Inserção de Tensões

Para a inserção de impedâncias ativas, mede-se a corrente de carga e estabelece-se tensão com a defasagem angular desejada. Pode-se, com pequena alteração na topologia do compensador, proceder à medição da tensão em um ponto do sistema (ao invés da corrente) e estabelecimento de tensão para mitigação dos seguintes distúrbios:

- desequilíbrios de tensão: tendo em vista os baixos valores de desequilíbrio de tensão encontrados nos sistemas elétricos, é possível manter a utilização de transformador de acoplamento com secundário de espira única. Contudo, é necessário interligar os barramentos c.c. dos compensadores das 3 fases, uma vez que o estabelecimento de tensão em uma fase demanda extrair potência ativa de pelo menos uma das outras duas fases;
-

- flutuações de tensão: em sistemas industriais, pode-se destinar um compensador operando na síntese de tensão para a derivação que alimenta as luminárias, mitigando cintilações provocadas por cargas intermitentes de alta potência.
-



## Referências Bibliográficas

- [1] Manson, J., and Targosz, R., “European Power Quality Survey Report”, November, 2008.
- [2] Duarte, C. H., and Schaeffer, R., “Economic Impacts of Power Electronics on Electricity Distribution Systems”, *Elsevier Energy Journal*, vol. 35, issue 10, Oct. 2010.
- [3] Deng, K., Cao, J., Guo, P., and Xu, X., “Energy Saving Analysis of Harmonic Suppression in a Distribution Network”, *Proceedings of International Conference on Networking and Distributed Computing*, Dec. 2013.
- [4] Baghini, A., “Handbook of Power Quality”, 1<sup>st</sup> ed., England, John Wiley & Sons, 2008.
- [5] Cavallini, A., Fabiani, D., and Montanari, G. C., “Power Electronics and Electrical Insulation Systems – Part 1: Phenomenology Overview”, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 26, no. 3, May/June 2010.
- [6] Mölder, H., Vinnal, T., and Beldjajev, V., “Harmonic Losses in Induction Motors Caused by Voltage Waveform Distortions”, *Proceedings of Electric Power Quality and Supply Reliability Conference*, June 2010.
- [7] França, G. J., “Desenvolvimento de Compensador Série para Mitigação Harmônica Distribuída e Correção Dinâmica de Fator de Potência”, Tese de Doutorado, PPGEE/UFGM, Fevereiro de 2013.
- [8] Rogers, K. M., and Overbye, T. J., “Power Flow Control with Distributed Flexible AC Transmission System (D-FACTS) Devices”, *Proceedings of North American Power Symposium (NAPS)*, Oct. 2009.
- [9] França, G. J., and Cardoso, B. J., “Series-Shunt Compensation for Harmonic Mitigation and Dynamic Power Factor Correction”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 3, June/Aug. 2012.
- [10] Diniz, R. A., Pires, I. A., França, G. J., and Cardoso, B. J., “Distributed Series/Hybrid-Shunt Compensation for Harmonic Mitigation in Commercial Facilities”, *Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference*, May 2014.
- [11] Douglas, J., "Quality of Power In The Electronics Age", *IEEE Power Engineering Review*, vol. 6, pp. 5-8, Mar 1999.
-

- [12] Bollen, M. H. J., “Understanding Power Quality Problems – Voltage Sags and Interruptions”, pp. 1-34, New York - NY, John Wiley & Sons, 2000.
- [13] Dugan, R. C., McGranaghan, M. F., Santoso, S., and Beaty, H. W., “Electrical Power Systems Quality”, 2<sup>nd</sup> ed., New York - NY, McGraw-Hill, 2004.
- [14] Bhattacharyya, S., Myrzik, J., and Kling, W., “Consequences of Poor Power Quality – An Overview”, *Proceedings of 42<sup>nd</sup> International Universities Power Engineering Conference*, Sept. 2007.
- [15] Bantras, T., Čuk, V., Cobben, J. F. G., and Kling, W. L., “Estimation and Classification of Power Losses Due to Reduced Power Quality”, *Proceedings of IEEE Power and Energy Society General Meeting*, July 2012.
- [16] Arrilaga, J., and Watson, N. R., “Power System Harmonics”, 2<sup>nd</sup> ed., England, John Wiley & Sons, 2003.
- [17] Mohan, N., Undeland, W. P., and Robbins, W. P., “Power Electronics – Converters, Applications and Design”, 3<sup>rd</sup> ed., USA, John Wiley & Sons, 2003.
- [18] Yildiz, A. B., and Aglar, E. U., “Harmonic Modeling of Full-Wave Diode Rectifier for Nonuniform Load Currents”, *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, vol. 44, no. 4, 2014.
- [19] Boyce, W. E., and DiPrima, R. C., “Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno”, 10<sup>a</sup> ed., São Paulo, LTC, 2015.
- [20] Grady, W. M., and Gilleskie, R. J., “Harmonics and How They Relate to Power Factor”, *Proceedings of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference*, Nov. 1993.
- [21] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Standard 519, 2014.
- [22] Sainz, L., Pedra, J., and Mesas, J., “Study of Neutral Conductor Current in Three-Phase Networks With Single-Phase Converters”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, July, 2006.
- [23] Demoulias, C., Goutzamanis, D., and Gouramanis, K., “Voltage Harmonic Distortion at Buses Feeding Office Loads”, *Proceedings of IEEE Power Tech*, July, 2007.
-

- 
- [24] Rawa, M. J. H., Thomas, D. W. P., and Sumner, M., “Background Voltage Distortion and Percentage of Nonlinear Load Impacts on the Harmonics Produced by a Group of Personal Computers”, *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, September, 2014.
- [25] Blanco, A. M., Stiegler, R., and Meyer, J., “Power Quality Disturbances Caused by Modern Lighting Equipment (CFL and LED)”, *Proceedings of IEEE Power Tech*, June, 2013.
- [26] Desmet, J., Vanalme, G., Belmans, R., and Dommelen, D., “Simulation of Losses in LV Cables due to Nonlinear Loads”, *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June, 2008.
- [27] Tofoli, F. L., Sanhueza, S. M. R., and Oliveira, A., “On the Study of Losses in Cables and Transformers in Nonsinusoidal Conditions”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 2, April 2006.
- [28] Javadi, A., and Al-Haddad, K., “A Single-Phase Transformerless Active Filter With Reduced dc-link Voltage”, *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, June 2014.
- [29] Deng, K., Cao, J., Guo, P., and Xu, X., “Energy Saving Analysis of Harmonic Suppression in a Distribution Network”, *Proceedings of International Conference on Networking and Distributed Computing*, Dec. 2013.
- [30] Wanik, M. Z. C., Yusuf, Y., Al-Yousif, S. N., and Umeh, K. C., “Simulation of Resonance and Harmonic Amplification in Industrial Distribution System”, *Proceedings of National Power & Energy Conference*, Nov. 2004.
- [31] Koch, A. S., Myrzik, J. M. A., Wiesner, T., and Jendernalik, L., “Harmonics and Resonances in the Low Voltage Grid Caused by Compact Fluorescent Lamps”, *Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Sept. 2010.
- [32] Boonseng, C., Chompoo-Inwai, C., Kinnares, V., Nakawiwat, K., and Apiratikul, P., “Failure Analysis of Dielectric of Low Voltage Power Capacitors due to Related Harmonic Resonance Effects”, *Proceedings of Power Engineering Society Winter Meeting*, Jan. 2001.
- [33] Chicco, G., Postolache, P., and Toader, C., “Triplen Harmonics: Myths and Reality”, *Elsevier Electric Power Systems Research Journal*, vol. 81, issue 7, July 2011.
- [34] Filho, J. M., “Instalações Elétricas Industriais”, 7<sup>a</sup> ed., Fortaleza, LTC, 2007.
-

- [35] Choi, S., and Jang, M., “Analysis and Control of a Single-Phase-Inverter-Zigzag-Transformer Hybrid Neutral-Current Suppressor in Three-Phase Four-Wire Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, Aug. 2007.
- [36] *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 1 - Introdução*, Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, Revisão 9, 2016.
- [37] *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*, Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, Revisão 7, 2016.
- [38] Markiewicz, H., and Klajn, A., “Voltage Disturbances: Standard EN 50160 – Voltage Characteristics in Public Distribution Systems”, *Power Quality Application Guide*, July 2004.
- [39] *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-6: Limits – Assessment of Emission Limits for the Connection of Distorting Installations to MV, HV and EHV Power Systems*, IEC 61000-3-6 Standard, 2008.
- [40] *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 2-2: Environment – Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems*, IEC 61000-2-2 Standard, 2002.
- [41] Halpin, S. M., “Comparison of IEEE and IEC Harmonic Standards”, *Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 2005.
- [42] McGranaghan, M., “Power Quality Standards”, *Electrical Contractor Magazine*, 1998.
- [43] *Instalações Elétricas de Baixa Tensão*, ABNT NBR 5410, 2008.
- [44] Key, T. S., and Lai, J., “IEEE and International Harmonic Standards Impact on Power Electronic Equipment Design”, *Proceedings of International Conference on Industrial Electronics*, Nov. 1997.
- [45] Amaral, F. V., Silva, S. M., Silva, S. R., e Filho, B. J. C., “Aplicação de Impedâncias Ativas na Mitigação do Fluxo de Harmônicos em Sistemas Radiais”, *Anais da XI Conferência Brasileira Sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Julho, 2015.
- [46] Falvo, M. C., Grasselli, U., Lamedica, R., and Prudenzi, A., “Harmonics Monitoring Survey on Office LV Appliances”, *Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Sept. 2010.
-



- 
- [47] Patidar, R. D., and Singh, S. P., “Harmonics Estimation and Modeling of Residential and Commercial Loads”, *Proceedings of International Conference on Power Systems*, Dec. 2009.
- [48] Kolar, J. W., and Zach, F. C., “A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 4, August, 1997.
- [49] Mathuria, K., Verma, A. K., Singh, B., and Bhuvanewari, G., “Single-Phase Series Active Compensator Integrated with a Rectifier for Voltage Sags, Swells and Harmonics Mitigation”, *Proceedings of International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, Dec. 2014.
- [50] Du, X., Zhou, L., Lu, H., and Tai, H., “DC Link Active Power Filter for Three-Phase Diode Rectifier”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, March, 2012.
- [51] Makoschitz, M., Hartmann, M., and Erti, H., “Topology Survey of DC-Side-Enhanced Passive Rectifier Circuits for Low-Harmonic Input Currents and Improved Power Factor”, *Proceedings of International Exhibition and Conference on Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, May 2015.
- [52] Lam, J., Jain, P. K., “A Simple Single Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps with Passive Power Factor Correction (PFC) and Soft Switching Capability”, *Proceedings of Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2012.
- [53] Key, T., Lai, J., “Analysis of Harmonic Mitigation Methods for Building Wiring Systems”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 13, no. 3, August, 1998.
- [54] Das, J. C., “Passive Filters – Potentialities and Limitations”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, Jan./Feb. 2004.
- [55] *Manual para Correção do Fator de Potência*, WEG Automação S.A., 2009.
- [56] Huang, Z., Xu, W., and Dinavahi, V. R., “A Practical Harmonic Resonance Guideline for Shunt Capacitor Applications”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 4, Oct. 2003.
- [57] Song, Q., Yin, Z., Xue, J., and Zhou, L., “Zero-Sequence Harmonics Current Minimization Using Zero-Blocking Reactor and Zig-Zag Transformer”, *Proceedings of International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, April 2008.
-

- [58] Singh, B., Jayaprakash, P., and Kothari, D. P., “Magnetics for Neutral Current Compensation in Three-Phase Four-Wire Distribution System”, *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, Dec. 2010.
- [59] Negi, A., Surendhar, S., Kumar, S. R., and Raja, P., “Assessment and Comparison of Different Neutral Current Compensation Techniques in Three-Phase Four-Wire Distribution System”, *Proceedings of IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, June 2012.
- [60] Peng, F. Z., “Harmonic Sources and Filtering Approaches”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, issue 4, July/Aug. 2001.
- [61] Salam, Z., Cheng, T. P., and Jusoh, A., “Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review”, *Elektrika*, vol. 8, no. 2, Jan. 2006.
- [62] Wu, J., Jou, H., Hsaio, H., and Xiao, S., “A New Hybrid Power Conditioner for Suppressing Harmonics and Neutral-Line Current in Three-Phase Four-Wire Distribution Power Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 4, August, 2014.
- [63] Mulla, M. A., Chudamani, R., and Chowdhury, A., “Series Hybrid Active Power Filter for Mitigating Voltage Unbalance and Harmonics under Unbalanced Non-Sinusoidal Supply Conditions”, *Proceedings of IEEE International Conference on Power and Energy*, Dec. 2012.
- [64] Key, T. S., and Lai, J., “Costs and Benefits of Harmonic Current Reduction for Switch-Mode Power Supplies for Switch-Mode Power Supplies in a Commercial Office Building”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, Sept./Oct. 1996.
- [65] Lai, J., and Key, T. S., “Effectiveness of Harmonic Mitigation Equipment for Commercial Office Buildings”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, July/Aug. 1997.
- [66] Cheng, P., and Lee, T., “Distributed Active Filter Systems (DSFSs): A New Approach to Power System Harmonics”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, Sept./Oct. 2006.
- [67] Kuo, S., Lee, T., Chen, C., Cheng, P., and Pan, C., “Distributed Active Filters for Harmonic Resonance Suppression in Industrial Facilities”, *Proceedings of Power Conversion Conference*, April 2007.
-

- 
- [68] Johal, H., and Divan, D., “Design Considerations for Series-Connected Distributed FACTS Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, Nov./Dec. 2007.
- [69] Nasiri, M., Rostami, M., and Fathi, S. H., “Parallel and Series Harmonic Resonance Prevention by Anti-Resonance Hybrid Capacitor System for Power Factor Correction”, *Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, June 2010.
- [70] Silva, C. H., Pereira, R. R., Silva, L. E. B., Lambert-Torres, G., Gonzatti, R. B., Ferreira, S. C., and Silva, L. G., “Smart Impedance: Expanding the Hybrid Active Series Power Filter Concept”, *Proceedings of Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2012.
- [71] Gonzatti, R. B., Ferreira, S. C., da Silva, C. H., da Silva, L. E. B., Lambert-Torres, G., and Silva, L. G., “Smart Impedance Application on Unbalanced Harmonic Mitigation in Three-Phase Four-Wire Systems”, *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept. 2013.
- [72] da Silva, C. H., Gonzatti, R. B., Ferreira, S. C., Pereira, R. R., da Silva, L. E. B., Lambert-Torres, G., and Ahn, S. U., “Active Impedance: A Closed-Loop Approach on Hybrid Active Series Power Filter”, *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference*, Sept. 2011.
- [73] Gonzatti, R. B., Ferreira, S. C., da Silva, C. H., da Silva, L. E. B., Lambert-Torres, G., and Silva, L. G., “Hybrid Active Power Filter Applied to Harmonic Compensation of Current-Source Type and Voltage-Source Type Nonlinear Loads”, *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference*, Oct. 2013.
- [74] Tian, J., Chen, Q., and Xie, B., “Series Hybrid Active Power Filter Based on Controllable Harmonic Impedance”, *IET Power Electronics*, vol. 5, issue 1, Jan. 2012.
- [75] Inoue, S., Shimizu, T., and Wada, K., “Control Methods and Compensation Characteristics of a Series Active Filter for a Neutral Conductor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, Feb. 2007.
- [76] Cheng, P., Hou, C., and Huang, Y., “Overload Prevention: A Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase, Four-Wire Distribution Systems”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, issue 6, Nov./Dec. 2004.
-

- [77] Sen, P. C., “Principles of Electric Machines and Power Electronics”, 2<sup>nd</sup> ed., USA, John Wiley & Sons, 1997.
- [78] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., and Umans, S. D., “Electric Machinery”, 6<sup>th</sup> ed., USA, McGraw-Hill, 2003.
- [79] Schmidt, W., “Materiais Elétricos”, 2<sup>a</sup> ed., vol. 2 – Isolantes e Magnéticos, Brasil, Edgard Blucher.
- [80] Roshen, W. A., “A Practical, Accurate and Very General Core Loss Model for Nonsinusoidal Waveforms”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, Jan. 2007.
- [81] Hurley, W. G., and Wolfle, W. H., “Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications”, 1<sup>st</sup> ed., UK, John Wiley & Sons, 2013.
- [82] Hofmann, M. J., and Herzog, H. “Modeling Magnetic Power Losses in Electrical Steel Sheets in Respect of Arbitrary Alternating Induction Waveforms: Theoretical Considerations and Model Synthesis”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 2, Feb. 2015.
- [83] Amar, M., and Kaczmarek, R. “A General Formula for Prediction of Iron Losses Under Nonsinusoidal Voltage Waveform”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 5, Sept. 1995.
- [84] Bertotti, G., “Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. I. Theoretical Considerations”, *Journal of Applied Physics*, vol. 57, March 1985.
- [85] Hewitson, L., Brown, M., and Balakrishnan, R., “Practical Power System Protection”, 1<sup>st</sup> ed., USA, Elsevier, 2004.
- [86] *Aços Elétricos de Grão Orientado e de Grão Não Orientado*, Aperam, 2012.
- [87] Alexander, C. K., and Sadiku, M., “Fundamentals of Electric Circuits”, 4<sup>th</sup> ed., USA, McGraw-Hill, 2008.
- [88] Parentoni, M., “Análise Experimental do Acréscimo de Perdas Elétricas Devido à Circulação de Correntes Distorcidas”, Tese de Doutorado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Unifei, Agosto de 2010.
- [89] Dixon, L. H., “Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring”, *Unitrode Seminar Manual SEM600*, 1988.
-

- 
- [90] Dowell, P. L., “Effects of Eddy Currents in Transformer Windings”, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, issue 8, Aug. 1966.
- [91] Ferreira, J. A., “Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, Jan. 1994.
- [92] Frank, J. M., “Origin, Development, and Design of K-Factor Transformers”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Sept./Oct. 1997.
- [93] *IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents*, ANSI/IEEE C57.110-1986.
- [94] Gonen, T. “Electric Power Distribution System Engineering”, 2<sup>nd</sup> ed., USA, CRC Press, 2008.
- [95] Sullivan, C. R., “Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 2, March 1999.
- [96] Tabela com valores nominais dos parâmetros de condutores no padrão AWG. Disponível em [http://www.andersonpower.com/\\_global-assets/downloads/pdf/conversion.pdf](http://www.andersonpower.com/_global-assets/downloads/pdf/conversion.pdf). Último acesso em 16/07/2016.
- [97] Bhattacharya, S., and Mirzaee, H., “Series Active Filter Control and Implementation for Utility Interface of Multiple Adjustable Speed Drives”, *Proceedings of the 36<sup>th</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2010.
- [98] Erickson, R. W., “Fundamentals of Power Electronics”, 2<sup>nd</sup> ed., USA, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [99] Amaral, F. V., Silva, S. M., Brito, J. A. S., and Filho, B. J. C., “Analysis and Characterization of an Active Bypass Switch for Series Connected Power Conditioners”, *Proceedings of the 13<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference and 1<sup>st</sup> Southern Power Electronics Conference*, Nov./Dec. 2015.
- [100] Metz-Noblat, B., Dumas, F., and Poulain, C., “Calculation of Short-Circuit Currents”, *Schneider Electric Cahier Technique no. 158*, Sept. 2005.
- [101] Rashid, M. H., “Power Electronics Handbook”, 1<sup>st</sup> ed., USA, Academic Press, 2001.
- [102] Silva, S. M., “Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão”, Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 1999.
-

- [103] Borges, A. F., “Aplicação de Controle Repetitivo em Inversor PWM Monofásico com Filtro LC de Saída Utilizado em Fonte Programável c.a.”, Dissertação de Mestrado, PPGEL/Cefet-MG - UFSJ, 2012.
- [104] Cota, A. P. L., “Estudos de Rendimento de UPSs Trifásicas de Dupla Conversão”, Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 2016.
- [105] Swihart, M. A., “Inductor Cores – Material and Shape Choices”, Application Note, Magnetics, Division of Spang & Co., USA, 2013.
- [106] Axente, I., Basu, M., Conlon, M. F., and Gaughan, K., “Protection of Unified Power Quality Conditioner Against the Load Side Short Circuits”, *IET Power Electronics*, vol. 3, issue 4, 2010.
- [107] Cupertino, A. F., “Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos para Testes de Conversores Estáticos”, Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 2015.
- [108] Ramos, G. A., Costa-Castelló, R., and Olm, J. M., “Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions”, UK, Springer, 2013.
- [109] Buso, S., Mattavelli, P. “Digital Control in Power Electronics”, 1<sup>st</sup> ed., USA, Morgan & Claypool, 2006.
- [110] Santos, C. H. G., Ferreira, R. V., Silva, S. M., and Filho, B. J. C., “Fourier-Based PLL Applied for Selective Harmonic Estimation in Electric Power Systems”, *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 5, September 2013.
- [111] *Standard Test Method for Alternating-Current Magnetic Properties of Materials at Power Frequencies Using Wattmeter-Ammeter-Voltmeter Method and 25-cm Epstein Test Frame*, ASTM, July, 2003.
- [112] Soong, W. L., “BH Curve and Iron Loss Measurements for Magnetic Materials”, *Power Engineering Briefing Note Series*, no. 5, May 2008.
-

## Apêndice A

### Determinação Experimental das Características Magnéticas do Núcleo Utilizado

Seja o arranjo da Figura 3.4, considerando núcleo de aço-silício com área de seção transversal retangular de profundidade  $e$ , massa  $m$  e os demais parâmetros mostrados na Tabela A.1.

Tabela A.1. Parâmetros construtivos do arranjo da Figura 3.4.

$N_1$	$N_2$	$r_1$ [mm]	$r_2$ [mm]	$e$ [mm]	$m$ [kg]
26	67	30	50	40	1,520

Um ensaio para determinação dos parâmetros do núcleo foi adaptado a partir do padrão recomendado em [111], utilizando o procedimento descrito na referência [112]. A Figura A.1 mostra uma fotografia do arranjo montado para execução desse ensaio, em que se coleta a corrente no enrolamento primário e a tensão no enrolamento secundário.

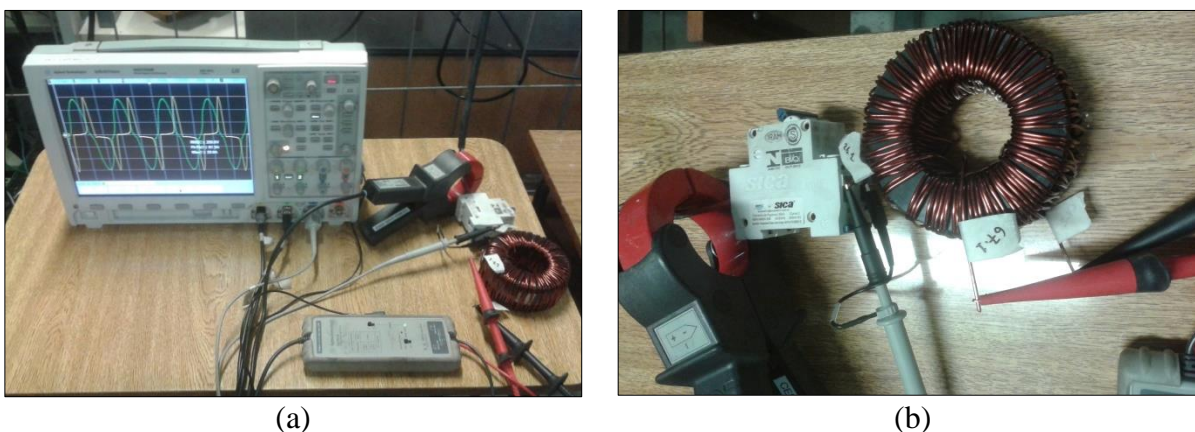


Figura A.1. Arranjo para ensaio do núcleo magnético: (a) instrumentos utilizados; (b) detalhe das conexões com os enrolamentos de cobre.

O *script* abaixo foi desenvolvido a partir das equações descritas em [112] e, a partir das medições feitas no ensaio, as curvas de histerese, magnetização e densidade de perdas mostradas nas figuras A.2 a A.6 foram obtidas.

---

```
% Curvas de histerese, magnetização e perdas com base em %  
% medições feitas em ensaio conforme ASTM 343. %  
% Autor: Fernando Amaral %  
% Data: 09/06/2016 %  
  
clc  
clear all  
% dados  
N1 = 26;  
N2 = 67;  
rmed = 0.04;  
l = 2*pi*rmed;  
A = 0.04*0.02;  
m = 1.520;  
C = csvread('15hz7v.csv',2,0);  
t = C(:,1);  
t = t-t(1);  
dt = t(2)-t(1);  
i = C(:,2);  
v = C(:,3);  
  
% remove componente c.c. das medições  
% tensão  
vdc=0;  
for k=1:length(t)  
    vdc = vdc+v(k)*dt;  
end  
vdc = vdc/t(end);  
if (vdc>0)  
    sig_vdc = 1;  
else  
    sig_vdc = -1;  
end  
v = v+vdc*sig_vdc;  
% corrente  
idc=0;  
for k=1:length(t)  
    idc = idc+i(k)*dt;  
end  
idc = idc/t(end);  
if (idc>0)  
    sig_idc = 1;  
else  
    sig_idc = -1;  
end  
i = i+idc*sig_idc;  
  
% calcula fluxo(t)  
fluxo(1) = v(1)*dt;  
for k=2:length(t)  
    fluxo(k) = fluxo(k-1)+v(k-1)*dt;
```

---



---

```
end

% remove componente c.c. do fluxo
fluxodc=0;
for k=1:length(t)
    fluxodc = fluxodc+fluxo(k)*dt;
end
fluxodc = fluxodc/t(end);
if (fluxodc>0)
    sig_flxdc = 1;
else
    sig_flxdc = -1;
end
fluxo = fluxo+fluxodc*sig_flxdc;

% plota formas de onda sem componente c.c.
figure (1)
subplot(3,1,1)
plot(t,i)
subplot(3,1,2)
plot(t,v)
subplot(3,1,3)
plot(t,fluxo)

t = interp(t,3);
v = interp(v,3);
i = interp(i,3);
fluxo = interp(fluxo,3);

% calcula H(t)
for k=1:length(t)
    H(k) = N1*i(k)/l;
end

% calcula B(t)
for k=1:length(t)
    B(k) = fluxo(k)/(A*N2);
end

% calcula curva de histerese média e plota
NPPC = 2000;
Nciclos = 3;
for k=1:NPPC
    Hmed(k)=H(k);
    Bmed(k)=B(k);
    for q=1:(Nciclos-1)
        Hmed(k) = Hmed(k)+H(k+q*NPPC);
        Bmed(k) = Bmed(k)+B(k+q*NPPC);
    end
end
Hmed = Hmed/Nciclos;
```

---

```

Bmed = Bmed/Nciclos;
Hmed(NPPC+1) = Hmed(1);
Bmed(NPPC+1) = Bmed(1);
figure (2)
plot (Hmed,Bmed)

% calcula valor médio das perdas magnéticas
P = 0;
for k=1:NPPC
    P = P+v(k)*i(k);
    for q=1:(Nciclos-1)
        P = P+v(k+q*NPPC)*i(k+q*NPPC);
    end
end
P = P/Nciclos;
P = (N1/N2)*(1/NPPC)*P/m

save ('15hz7v.mat', 'Hmed', 'Bmed', 'P')

```

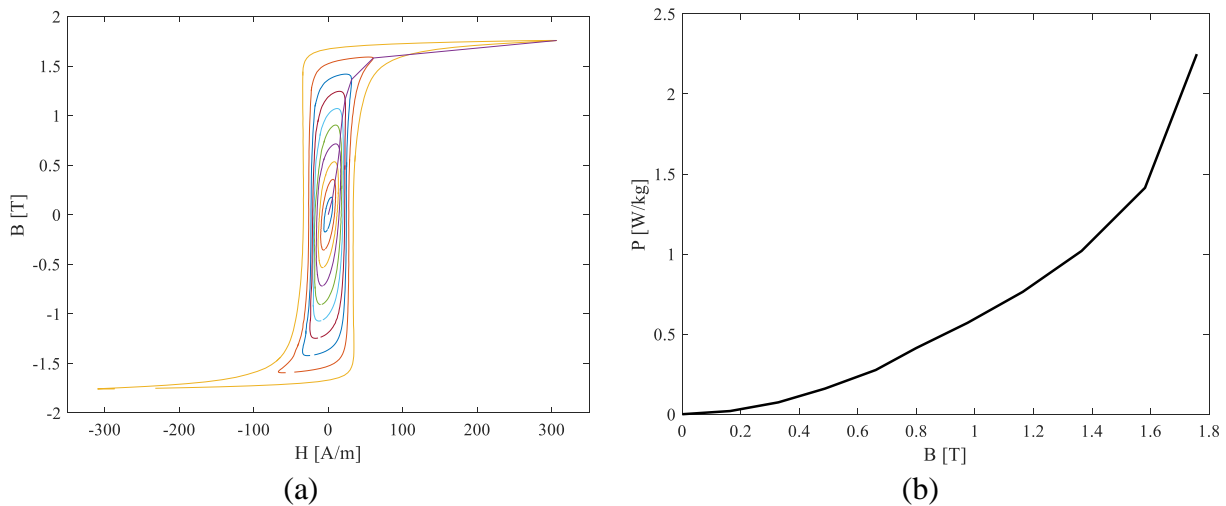


Figura A.2. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas na frequência fundamental.

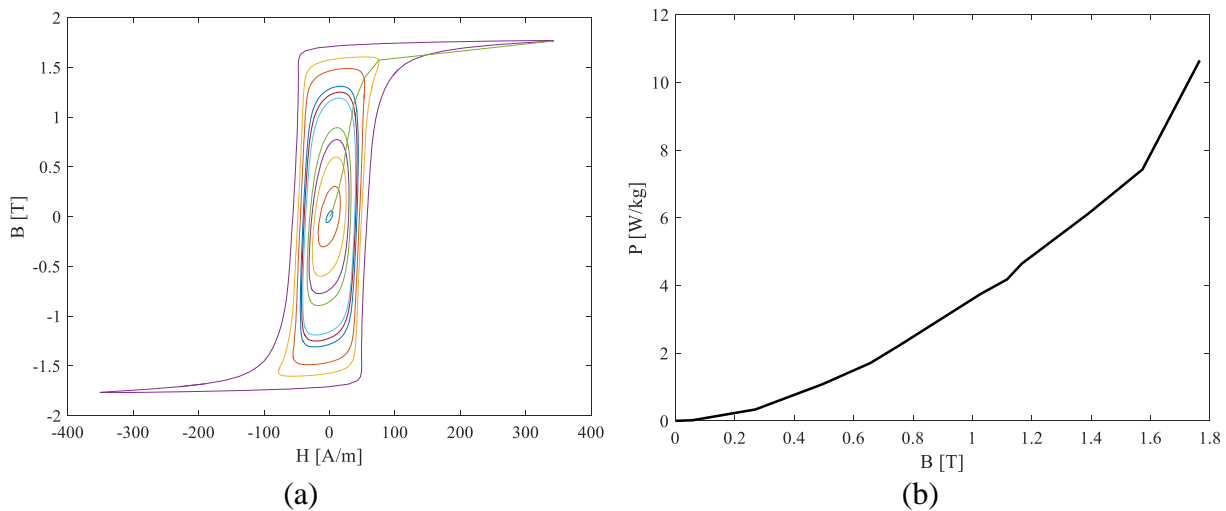


Figura A.3. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 3º harmônico.

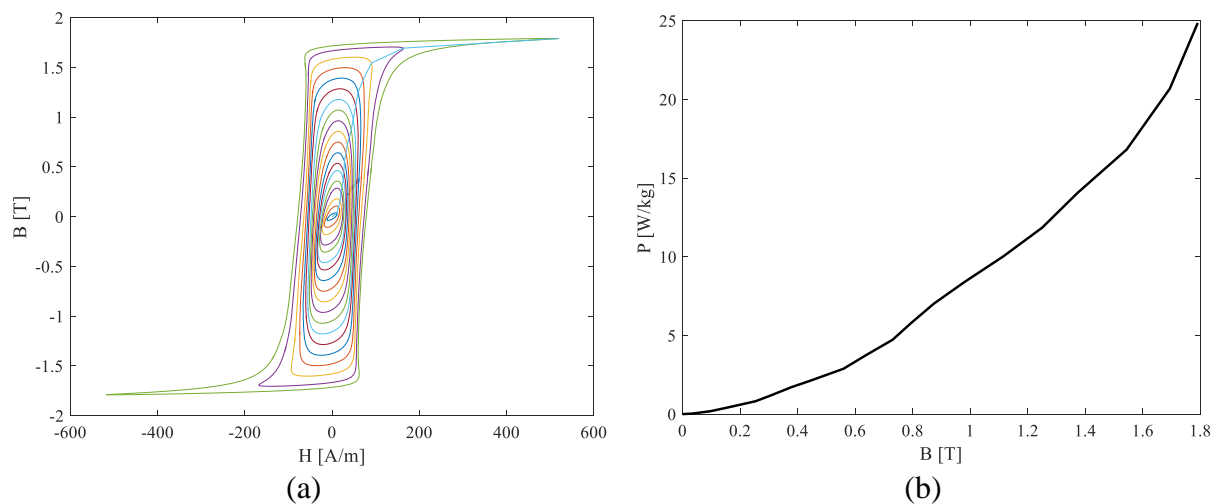


Figura A.4. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 5° harmônico.

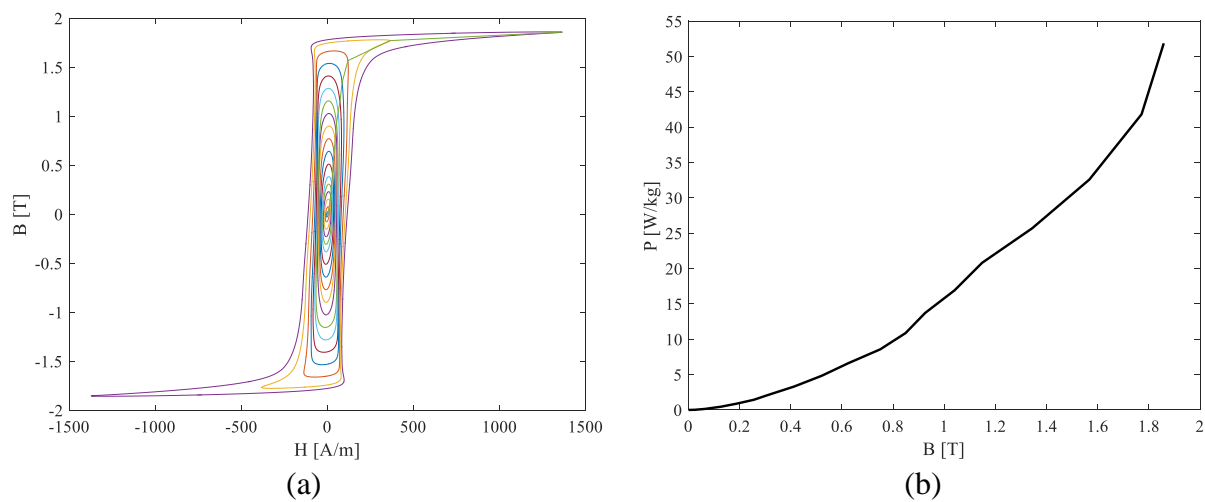


Figura A.5. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 7° harmônico.

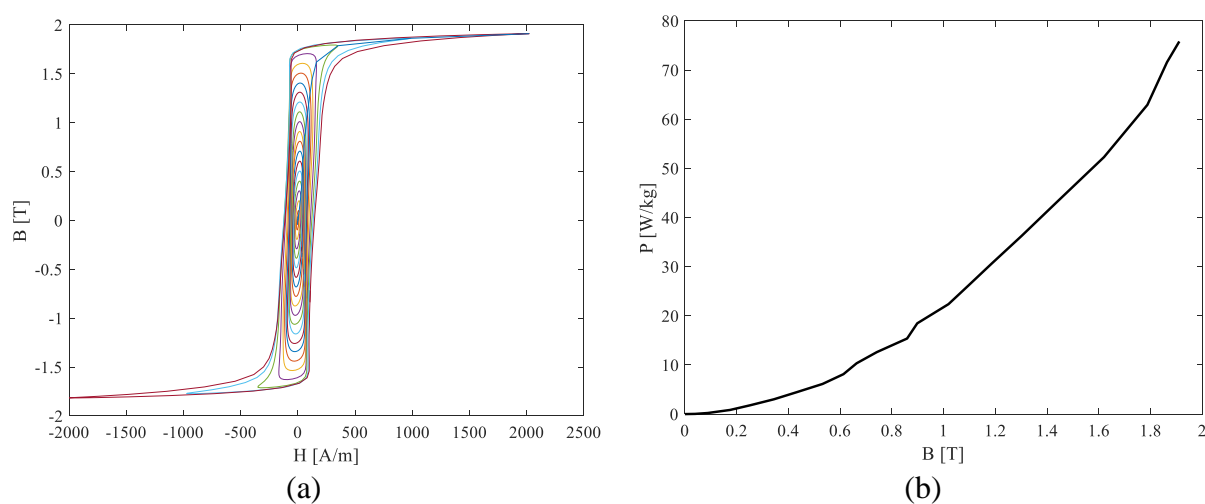


Figura A.6. Curvas de (a) histerese e magnetização e (b) de perdas no 9° harmônico.