

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA  
FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E DA  
ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE  
ENTRADA NO PROJETO DE  
CONVERSORES PFC PARA  
MINIMIZAÇÃO DO VOLUME DE  
MAGNÉTICOS**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**MARLON PIENIZ**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2006**

**ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DE  
COMUTAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE  
DE ENTRADA NO PROJETO DE CONVERSORES PFC  
PARA MINIMIZAÇÃO DO VOLUME DE  
MAGNÉTICOS**

**por**

**Marlon Pieniz**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Hélio Leães Hey**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2006**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado:

**ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DE  
COMUTAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE  
ENTRADA NO PROJETO DE CONVERSORES PFC PARA  
MINIMIZAÇÃO DO VOLUME DE MAGNÉTICOS**

elaborada por:  
**Marlon Pieniz**

como requisito parcial para obtenção do grau de:  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Dr. Hélio Leães Hey (UFSM)**  
(Orientador)

---

**Dr. José Renes Pinheiro (UFSM)**

---

**Dr. José Eduardo Baggio (UNIFRA)**

Santa Maria, 31 de Março de 2006.

## **DEDICATÓRIA**

*À minha querida e amada noiva Majana, pelo amor, carinho e compreensão,  
À minha querida irmã Mônica, pela amizade e incentivo,  
Aos meus pais Luiz e Maria Madalena, que me deram a vida e me mostraram os  
valores verdadeiros...*

# RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

## **ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA NO PROJETO DE CONVERSORES PFC PARA MINIMIZAÇÃO DO VOLUME DE MAGNÉTICOS**

Autor: Marlon Pieniz

Orientador: Professor Dr. Hélio Leães Hey

Local e Data da Defesa: Santa Maria, 31 de março de 2006

Esse trabalho investiga a relação de dependência que existe entre o volume de magnéticos, a frequência de comutação e a máxima ondulação de corrente em um conversor PFC de 1kW baseado na estrutura boost, monofásico, com entrada universal e que esteja de acordo com as normas internacionais IEC 61000-3-2 e CISPR 22. Tal conversor tem aplicação típica em módulos de fontes para Telecom de sistemas distribuídos de potência (DPS – *Distributed Power Systems*).

Para a realização da investigação considerou-se a utilização de um arranjo magnético adequado para a aplicação em questão, o qual foi escolhido através de uma revisão bibliográfica, onde se consideraram aspectos como custo, perdas, densidade de fluxo e propagação do ruído eletromagnético conduzido. Segundo essa análise, o arranjo magnético escolhido baseia-se em um núcleo magnético do tipo Powder no formato toroidal, mais especificamente o material *Sendust*, no qual a bobinagem é feita com uma única camada de fio.

Todos os fatores limitantes para a elevação da frequência de comutação e da ondulação de corrente foram identificados, modelados e considerados para a implementação de um algoritmo capaz de estimar o ponto de operação que minimiza o volume de magnéticos do conversor PFC. Além disso, todos os modelos utilizados são bem estabelecidos na literatura correlata, tanto no desenvolvimento teórico quanto na comprovação experimental.

# **ABSTRACT**

Master of Science Thesis

## **INFLUENCE ANALYSIS OF THE SWITCHING FREQUENCY AND INPUT CURRENT RIPPLE ON THE PFC CONVERTER DESIGN AIMING TO MINIMIZE THE MAGNETIC VOLUME**

Author: Marlon Pieniz

Supervisor: Professor Dr. Hélio Leães Hey

Place and Date of Defense: Santa Maria, March, 31 of 2006

This work investigates the relationship among the magnetic volume, switching frequency and input current ripple of a single-phase, 1kW boost based PFC converter with universal input voltage range, complying with the international standards IEC 61000-3-2 and CISPR 22. Such topology is frequently applicable in Telecom power supplies modules, as a part of a Distributed Power System (DPS).

The investigation is carried out employing an appropriate magnetic arrangement for the specific case, which has been chosen through an extended bibliographic review, where features such as costs, losses, flux density capability and conducted noise propagation has been considered. The review leads to magnetic arrangement composed by a toroidal core shape, based in the Sendust type powder material which is wounded by a single layer coil.

All the limiting factors for the elevation of the switching frequency and input current ripple were identified, modeled and considered to the elaboration of an algorithm that is able to estimate an operation point that minimize the magnetic volume of the PFC converter. Furthermore, all the models used in the analysis are well established in the literature, either in the theoretical development as in the experimental results.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1-1. Formas de onda e espectro de um retificador passivo tradicional.....	13
Figura 1-2. Envelope da corrente de entrada que define um equipamento como classe D.....	17
Figura 1-3. Formas de onda e espectro de um retificador ativo (PFC).....	18
Figura 1-4. Exemplo de PFC passivo de 250W para fontes de microcomputador [3].....	19
Figura 1-5. Fontes com correção de FP de um ou dois estágios.....	20
Figura 1-6. Conversor PFC baseado na estrutura boost.....	23
Figura 1-7. Representação gráfica das relações entre frequência, ondulação de corrente e volume para a definição do ponto de operação.....	27
Figura 2-1. Limites recomendados para os ruídos conduzido nos terminais de alimentação (de modo comum e diferencial) e irradiado segundo a norma CISPR 22.....	32
Figura 2-2. Caminhos para o ruído conduzido.....	34
Figura 2-3. Circulação do Ruído Conduzido em uma Fonte para Telecom.....	35
Figura 2-4. Caminho para o ruído diferencial de alta frequência através do parasita capacitivo do indutor boost.....	36
Figura 2-5. Curva da impedância do conversor boost e sua influencia no ruído de modo diferencial [33].....	38
Figura 2-6. Estrutura do Filtro PI Balanceado que atua em ambos tipos de ruído conduzido.....	40
Figura 2-7. Circuitos equivalentes para o filtro PI balanceado segundo o tipo de ruído.....	41
Figura 2-8. Influência da frequência de comutação na frequência de corte máxima do filtro de EMI.....	46
Figura 2-9. Frequência de corte do filtro PI segundo sua curva típica de atenuação (modo diferencial).....	48
Figura 2-10. Frequência de corte máxima do filtro de EMI-DM (PI balanceado) para atingir conformidade com a norma CISPR 22 em função da frequência de comutação do conversor PFC.....	50
Figura 2-11. Relação entre a Freq. de corte necessária no filtro de EMI-DM e a ondulação da corrente de entrada, quando $f_s=70\text{kHz}$ .....	51
Figura 2-12. Esquema básico para o ensaio de EMI conduzido.....	55
Figura 2-13. Rede Artificial (LISN) recomendada pela CISPR 16.....	56
Figura 2-14. Simplificação da Rede Artificial para estimativa do ruído diferencial.....	56
Figura 2-15. Considerações do detector de quase-pico.....	58
Figura 2-16. Circuito elétrico do Demodulador do Receptor de EMI.....	58
Figura 2-17. Circuito elétrico do detector de Quase-pico do Receptor de EMI.....	59
Figura 2-18. Resultado da simulação do algoritmo que estima o valor de quase-pico.....	60
Figura 2-19. Resultado do Emulador de Quase-Pico.....	61
Figura 3-1. Expectativa de vida de núcleos Iron Powder.....	70
Figura 3-2. Curva de Magnetização.....	71
Figura 3-3. Perdas em função da frequência e da densidade de fluxo AC.....	71
Figura 3-4. Permeabilidade Inicial em função da temperatura.....	71
Figura 3-5. Permeabilidade em função da polarização DC do núcleo.....	72
Figura 3-6. Permeabilidade em função da densidade de fluxo AC.....	72

Figura 3-7. Permeabilidade em função da frequência.....	72
Figura 3-8. Efeito da saturação suave dos núcleos Powder na ondulação da corrente de entrada do PFC-CCM .....	76
Figura 3-9. Ajuste de curva da curva de permeabilidade em função da indução DC do núcleo Kool $M\mu$ .....	78
Figura 3-10. Descrição da figura em questão .....	80
Figura 3-11. Ajuste de curvas na curva de magnetização do Kool $M\mu$ .....	83
Figura 3-12. Ilustração do Procedimento para estimar as perdas no cobre.....	84
Figura 4-1. Conversor Boost Modelado .....	88
Figura 4-2. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e gera a corrente de entrada.....	92
Figura 4-3. Resultados de simulação @ $P_{in}=1kW$ e $f_s=70kHz$ .....	94
Figura 4-4. Resultados de simulação @ $P_{in}=1kW$ , $f_s=400kHz$ , $V_{fase}=90V_{rms}$ e $\Delta i_{max}=50\%$ .....	94
Figura 4-5. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e gera a corrente de entrada quando se considera o efeito da saturação suave dos núcleos Powder.....	96
Figura 4-6. Resultados de simulação quando se considera o efeito da saturação suave dos núcleos Powder; feita @ $P_{in}=1kW$ e $f_s=70kHz$ .....	97
Figura 4-7. Ampliação da figura 4-6-(b) (pico); Observa-se a curvatura na rampa de corrente resultante da variação da indutância.....	97
Figura 5-1. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e estima as perdas no núcleo e no cobre.....	99
Figura 5-2. Fluxograma do Algoritmo que estima o valor de Quase-Pico do ruído emitido na frequência do harmônico crítico .....	103
Figura 5-3. Fluxograma do Algoritmo que estima o núcleo mínimo para a condição de operação especificada.....	107
Figura 5-4. Fluxograma do Algoritmo que calcula o número de espiras necessário para atender a máxima ondulação de corrente especificada.....	108
Figura 5-5. Resultados de simulação da rotina que estima o volume mínimo do indutor boost para diferentes valores máximos de elevação de temperatura .....	111
Figura 5-6. Resultados de simulação da rotina que estima o volume mínimo do indutor boost para três modelos de núcleo kool $M\mu^{TM}$ (três valores de permeabilidade inicial).....	112
Figura 5-7. Verificação da influência da tensão de entrada no volume mínimo do indutor e na frequência de corte máxima do filtro .....	115
Figura 5-8. Verificação da influência da ondulação de corrente na corrente eficaz do interruptor principal ( $V_{fase(rms)}=90V_{rms}$ ).....	117
Figura 5-9. Influência da utilização de empilhamento de toróides no resultado da rotina de otimização.....	118
Figura 5-10. Volume mínimo de material magnético resultante da rotina que estima o núcleo mínimo (para $\mu_i=60\mu_0$ ) .....	119
Figura 5-11. Possíveis configurações utilizando núcleos reais fabricados pela MAGNETICS.....	120
Figura 6-1. Simulação para encontrar a amplitude de ondulação de corrente que minimiza o indutor boost no protótipo de 500W ( $\Delta T_{max}=50^\circ C$ , $V_{fase(rms)}=90V_{rms}$ ) .....	123

# LISTA DE TABELAS

---

Tabela 1-1. Amplitude máxima dos harmônicos de corrente segundo a norma IEC 61000-3-2.....	17
Tabela 2-1. Especificações para o detector de quase-pico pela norma CISPR 16.....	57
Tabela 3-1. Relações entre os índices de desempenho e as partes do conversor.....	63
Tabela 3-2. Comparativo dos núcleos powder fabricado pela Magnetics® .....	67
Tabela 3-3. Comparativo de núcleos powder [45, 49]. .....	68
Tabela 3-4. Comparativo das perdas no cobre considerando ou não os efeitos skin e proximidade.....	85
Tabela 5-1. Condições de operação do conversor PFC utilizadas na simulação.....	110
Tabela 5-2. Pontos de operação que minimizam o volume do indutor boost.....	113
Tabela 5-3. Identificação dos núcleos utilizados para a confecção da figura 5-11 .....	120
Tabela 6-1. Variáveis adquiridas no conversor PFC implementado para o ensaio experimental.....	124

# LISTA DE SÍMBOLOS

---

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$A_e$	- Área transversal de material magnético do núcleo
$B$	- Densidade de fluxo magnético
$BW$	- Banda passante do filtro de entrada do receptor de EMI
$C, m, n$	- Coeficientes da equação de Steinmetz
$D$	- Razão cíclica
$d_f$	- Diâmetro do fio esmaltado utilizado no indutor
$FP$	- Fator de Potência
$f_c$	- Freqüência de corte do filtro de EMI
$f_{rede}$	- Freqüência da tensão do sistema de distribuição de energia (50/60Hz)
$f_s$	- Freqüência de comutação do conversor
$H$	- Indução magnética ou altura do núcleo toroidal
$h_c$	- Ordem harmônica do harmônico crítico
$H_n$	- Harmônico de ordem "n"
$i$	- Corrente no indutor, igual a corrente de entrada do conversor PFC
$ID$	- Diâmetro interno do núcleo toroidal
$j, k$	- Índices utilizados nos algoritmos de simulação
$k_p, k_i$	- Ganhos do compensador (Proporcional-Integral)
$k_h, k_d$	- Fatores de forma do núcleo toroidal
$L$	- Indutância
$l_e$	- Comprimento médio do núcleo
$N_{max}$	- Número máximo de espiras que podem ser utilizadas para que o enrolamento fique com uma única camada de fio
$np$	- Número de pontos utilizados na simulação do conversor PFC
$N_{req}$	- Número de espiras do indutor boost
$OD$	- Diâmetro externo do núcleo toroidal

- $P_{in}$  - Potência de entrada do conversor
- $P_{out}$  - Potência de saída do conversor
- $ppc$  - Número de pontos da simulação por período de comutação, utilizado na simulação do conversor
- $P_{nuc}$  - Perdas no núcleo
- $P_{cob}$  - Perdas no cobre
- $R_{ac}$  - Resistência do fio para uma componente AC de corrente, usada para a estimativa das perdas causadas pelo efeito skin e proximidade
- $S_{ext}$  - Superfície externa do indutor bobinado
- $T_a$  - Período de amostragem da discretização para simulação do conversor
- $T_s$  - Período da frequência de comutação do conversor
- $U_{int}$  - Tensão interferente, medida na resistência de carga da rede artificial (LISN)
- $U_D$  - Tensão de saída do demodulador
- $U_{QP}$  - Tensão de saída do detector de quase-pico
- $V_{QP}$  - Valor de quase pico estimado
- $V_O$  - Tensão de saída do conversor
- $V_{fase(rms)}$  - Valor eficaz da tensão de entrada do conversor
- $V_{fmin(rms)}$  - Valor eficaz da tensão de entrada mínima do conversor
- $z_c$  - Zero da função de transferência do compensador
- $\Delta i(\%)_{max}$  - Valor percentual da ondulação da corrente de entrada máxima do conversor
- $\Delta T$  - Elevação de temperatura do indutor boost
- $\mu_{\%}$  - Fator de redução da permeabilidade magnética do núcleo
- $\mu_0$  - Permeabilidade magnética do ar
- $\mu_i$  - Permeabilidade inicial relativa do núcleo magnético
- $\rho_{\%}$  - Eficiência percentual do conversor
- $\omega_z$  - Frequência de ganho unitário da função de transferência de malha aberta do sistema

# SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>12</b>
1.1. MOTIVAÇÃO PARA A UTILIZAÇÃO DE CIRCUITOS PFC.....	12
1.2. CIRCUITOS PFC.....	18
1.3. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA .....	24
1.4. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	29
<b>CAPÍTULO 2 – EMI CONDUZIDO .....</b>	<b>30</b>
2.1. COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA E INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA .....	30
2.2. EMI CONDUZIDO NO PFC, GERAÇÃO E CONTROLE.....	34
2.2.1. <i>Identificação das Fontes de Ruído Conduzido</i> .....	34
2.2.2. <i>Controle da Emissão do Ruído Eletromagnético Conduzido</i> .....	38
2.3. VOLUME DO FILTRO DE EMI VERSUS FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E ONDULAÇÃO DE CORRENTE.....	44
2.3.1. <i>Frequência de Comutação versus EMI Diferencial</i> .....	45
2.3.2. <i>Ondulação da Corrente de Entrada versus EMI Diferencial</i> .....	50
2.4. MODELAGEM E MEDIDA DO VALOR DE QUASE-PICO.....	53
<b>CAPÍTULO 3 – MAGNÉTICOS.....</b>	<b>62</b>
3.1. OS ELEMENTOS MAGNÉTICOS NO PFC.....	62
3.2. INDUTORES APLICADOS AO PFC CCM .....	64
3.3. COMPARATIVO DE NÚCLEOS POWDER .....	67
3.4. MODELAGEM .....	74
3.4.1. <i>Variação da Permeabilidade</i> .....	74
3.4.2. <i>Perdas no Núcleo</i> .....	78
3.4.3. <i>Perdas no Cobre</i> .....	83
3.4.4. <i>Elevação de Temperatura</i> .....	85
<b>CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO DO PFC E GERAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA .....</b>	<b>87</b>
4.1. MODELO DISCRETO DO CONVERSOR BOOST .....	87
4.2. MODELO COM INDUTÂNCIA VARIÁVEL .....	95
<b>CAPÍTULO 5 – INVESTIGAÇÃO DO VOLUME DE MAGNÉTICOS .....</b>	<b>98</b>
5.1. ESTIMATIVA DAS PERDAS E DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA.....	98
5.2. ESTIMATIVA DO RUÍDO DIFERENCIAL .....	101
5.3. VOLUME MÍNIMO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA.....	104
5.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	109
5.5. SELEÇÃO DO NÚCLEO REAL.....	117
<b>CAPÍTULO 6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>123</b>
<b>CAPÍTULO 7 – CONCLUSÃO .....</b>	<b>126</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>130</b>
<b>APÊNDICE A – CONSIDERAÇÕES GEOMÉTRICAS DO NÚCLEO PARA O ALGORITMO DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>134</b>
<b>APÊNDICE B – COEFICIENTES DO AJUSTE DE CURVAS DAS CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DO NÚCLEO KOOL <math>M\mu^{TM}</math>.....</b>	<b>137</b>
<b>APÊNDICE C – SCRIPT DO PROGRAMA EM MATLAB .....</b>	<b>139</b>

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

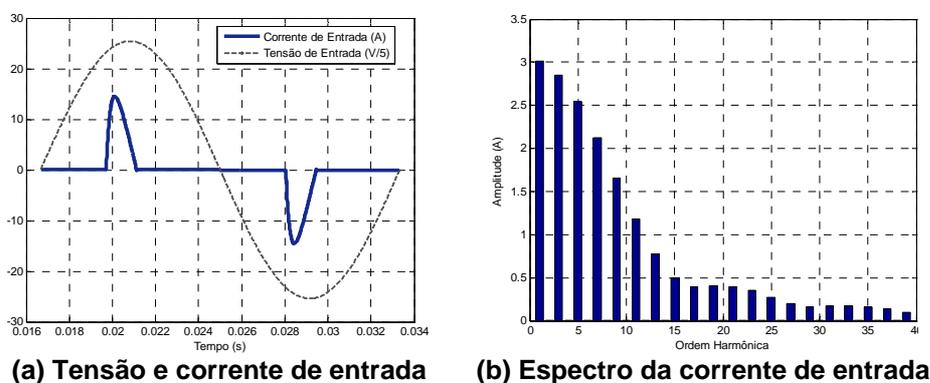
Neste capítulo o tema “correção do fator de potência” é introduzido, onde são discutidos os motivos para a adoção de circuitos que trazem melhorias no fator de potência. Além disso, os principais tipos de circuitos são expostos e brevemente discutidos, dando mais ênfase à topologia estudada nesse trabalho, ou seja, o conversor PFC de 1kW com entrada universal, baseado no conversor boost operando no modo de condução contínua. Essa topologia é muito aplicada a sistemas distribuídos de potência (DPS – Distributed Power Systems) [1], como por exemplo, em fontes para Telecom. O capítulo é então finalizado com a discussão do problema central abordado na dissertação em relação à topologia adotada.

### 1.1. Motivação Para a Utilização de Circuitos PFC

O tema correção do fator de potência (Power factor correction – PFC) é relativamente antigo e bem conhecido no meio industrial. Entretanto, por uma questão de necessidade da manutenção da qualidade da energia elétrica, mais recentemente esse tema tem ultrapassado as fronteiras do meio industrial para invadir os meios comercial e residencial. Nos últimos anos o mundo tem observado um significativo aumento no número e na diversidade de cargas elétricas não lineares, para quase todos os tipos de aplicações. Os equipamentos relacionados à tecnologia de informação representam uma fatia significativa dessas novas cargas devido ao grande avanço ocorrido nessa área, englobando cargas como centrais de telefonia fixa e móvel (fontes para Telecom), equipamentos para informática, como servidores, redes de computadores e fontes ininterruptas de potência (UPS – Uninterrupted Power Supply).

Muitas dessas cargas requerem alimentação com tensão e corrente contínua para seu funcionamento, o que exige algum tipo de condicionamento, mais especificamente a retificação, no estágio de entrada para permitir o provimento de energia a partir do sistema elétrico de geração e distribuição, que proporciona apenas tensão alternada. A solução mais simples é a utilização de um retificador

passivo a diodos acompanhado de um filtro capacitivo. Entretanto, esse tipo de retificação produz uma corrente deformada que degrada significativamente o fator de potência do equipamento em questão. Para ilustrar esse efeito, na figura 1-1-(a) são mostradas as formas de onda de tensão e corrente típicas de um retificador passivo de 200W, para uma tensão de entrada de  $90V_{rms}$ , ou seja, o limite mínimo em uma fonte de entrada universal, e que produz os maiores esforços de corrente no retificador em questão. Na figura 1-1-(b) o espectro da corrente é mostrado. A simulação foi feita para uma tensão de entrada de  $90V(rms)$ , ou seja, o limite mínimo em uma fonte de entrada universal, e que produz a maior corrente. Para consumir 200W com fator de potência unitário seria necessário uma corrente em fase com a tensão com amplitude de 3.14A, e como se observa no espectro da corrente de entrada na figura 1-1-(b), o primeiro harmônico tem uma amplitude de aproximadamente 3A. Isso significa que todos os harmônicos de ordem superior a 1 praticamente não contribuem para a entrega de potência ativa, pois quase a totalidade da potência que a carga necessita está sendo transferida apenas pelo primeiro harmônico de corrente.



**Figura 1-1. Formas de onda e espectro de um retificador passivo tradicional**

Essa situação resulta em um baixo fator de potência (FP), ou seja, a potência ativa é significativamente menor do que a aparente. A equação (1.1) apresenta o conceito geral de fator de potência, o qual relaciona a potência ativa com a potência aparente:

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot I(t) \cdot dt}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (1.1)$$

Quando a tensão e a corrente possuem a forma senoidal, a equação (1.1) torna-se dependente apenas do ângulo entre os mesmos, e chega-se na equação (1.2) que é um caso particular do conceito geral mostrado na equação (1.1):

$$FP = \cos(\theta) \quad (1.2)$$

A equação (1.2) é mais conhecida, principalmente no meio industrial onde os principais agentes abaixadores do FP são cargas indutivas (lineares). Entretanto é errôneo fazer qualquer associação de defasagem angular e FP para cargas não lineares como o retificador passivo do exemplo recém citado, o qual tem um FP de aproximadamente 0,6 [2, 3].

Os harmônicos de ordem igual ou superior a 3, na figura 1-1-(b), não contribuem para a transferência de potência ativa, mas são necessários para que o retificador passivo seja capaz de entregar a energia que a carga necessita. Em uma rede onde existam muitos equipamentos com baixo fator de potência, seja com cargas lineares ou não, o efeito cumulativo dessas correntes circulantes que não agregam potência ativa sobrecarrega o sistema de distribuição e geração, podendo limitar significativamente a capacidade da rede de entregar potência ativa. Quando as cargas não lineares predominam, entretanto, mais problemas podem aparecer devido à presença de harmônicos. Como a rede de distribuição tem impedância finita, uma deformação da forma de onda da corrente acarreta deformação também na forma de onda de tensão. Essas deformações de tensão e corrente, ou seja, a presença de harmônicos, pode produzir efeitos indesejados em componentes do sistema [4], entre eles:

- Motores e geradores:
  - Aumento do aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre, afetando a eficiência e o torque disponível;
  - Aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação senoidal;
  - A presença de harmônicos no fluxo pode produzir alterações no acionamento como componentes de torque que atuam no sentido oposto ao da fundamental (como o 5º harmônico);
  - Alguns pares de componentes (por exemplo, 5º e 7º) podem produzir oscilações mecânicas em sistemas turbina-gerador ou motor-carga, devido a uma possível excitação de ressonâncias mecânicas;

- Transformadores:
  - Redução da eficiência devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre;
  - O efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência;
  - Maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamentos) que podem realizar acoplamentos não desejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo;
- Cabos de alimentação:
  - Em razão do efeito pelicular, que restringe a seção condutora para componentes de frequência elevada, os cabos têm um aumento de perdas devido às harmônicas de corrente;
  - Caso os cabos sejam longos e os sistemas conectados tenham suas ressonâncias excitadas pelas componentes harmônicas, podem aparecer elevadas sobre tensões ao longo da linha, podendo danificar o cabo;
- Capacitores:
  - Possibilidade de ocorrência de ressonâncias excitadas pelas harmônicas, podendo produzir níveis excessivos de corrente e/ou de tensão;
  - Como a reatância capacitiva diminui com o aumento da frequência, tem-se um aumento nas correntes relativas aos harmônicos presentes na tensão;
- Equipamentos eletrônicos:
  - Alguns equipamentos podem ser muito sensíveis às distorções na forma de onda de tensão. Por exemplo, se um aparelho utiliza o cruzamento por zero (ou outros aspectos da onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções na forma de onda podem alterar, ou mesmo inviabilizar, seu funcionamento;
  - Caso as harmônicas penetrem na alimentação do equipamento por meio de acoplamentos capacitivos (que se tornam mais efetivos com o aumento da frequência), eles podem também alterar o bom funcionamento do aparelho;

Pelo exposto, a presença de harmônicos não afeta apenas o FP, mas também os geradores, transformadores e cabos, os quais implicam diretamente nos custos com geração e distribuição de energia elétrica. A presença excessiva de harmônicos exigirá o sobre dimensionamento de todos os elementos de geração e distribuição. Preocupada com esse fenômeno e sua proliferação, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) estabeleceu, em 2000, que as unidades consumidoras industriais devem ter um fator de potência mínimo de 0,92 [5]. Um FP menor por longos períodos de tempo implica em cobrança de multas, como uma forma de controlar o mau uso do sistema. Entretanto, a resolução definida pela ANEEL define apenas o FP mínimo e, não impõe restrições na taxa de distorção harmônica, ou seja, se o conteúdo harmônico produzido por um determinado equipamento for capaz de atingir um FP de 0,92, ele está dentro da lei.

Há uma tendência mundial de que também nos meios comercial e residencial passe a existir limites para o fator de potência ou na taxa de distorção harmônica. Na União Européia já é necessária a utilização de circuitos PFC para a maioria dos equipamentos de potência igual ou superior a 75W [3] para que o mesmo atenda as normas vigentes. Órgãos reguladores internacionais elaboraram recomendações para limitar a amplitude máxima dos harmônicos que pode ser injetado na rede em cada equipamento. A norma internacional IEC 61000-3-2 é atualmente a mais utilizada para equipamentos que exigem uma corrente máxima de 16A por fase, em sistemas de tensão fase-neutro de 220V ou 240V. Para sistemas de tensões inferiores os limites ainda não foram definidos (2000).

A norma IEC 61000-3-2 estabelece 4 classes de equipamentos:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.
- Classe B: Ferramentas portáteis.
- Classe C: Dispositivos de iluminação, incluindo reguladores de intensidade (dimmer).
- Classe D: A potência ativa de entrada deve ser inferior a 600W e a corrente possuir uma forma que fique dentro do envelope mostrado na figura 1-2.

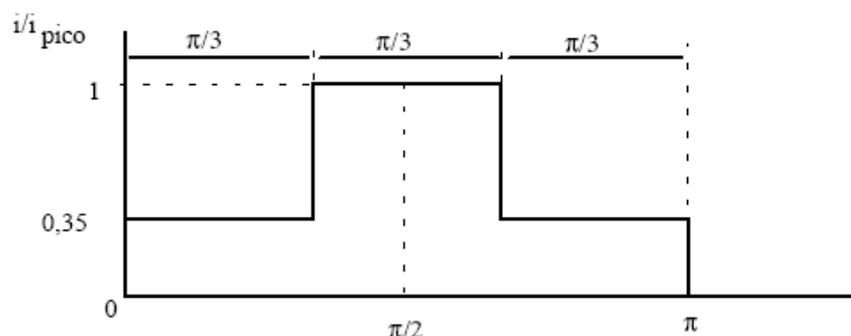


Figura 1-2. Envelope da corrente de entrada que define um equipamento como classe D.

Esse trabalho aborda, mais especificamente, a aplicação de conversores PFC em fontes modulares para Telecom, onde cada módulo opera com cerca de 1kW, o qual se encaixa na classe A da norma. A tabela 1-1 contém os valores máximos das amplitudes dos harmônicos segundo a norma IEC 61000-3-2. É importante notar, entretanto, que a norma IEC em questão não especifica o fator de potência mínimo, mas sim as amplitudes máximas dos harmônicos, que também influenciam no FP em cargas não lineares.

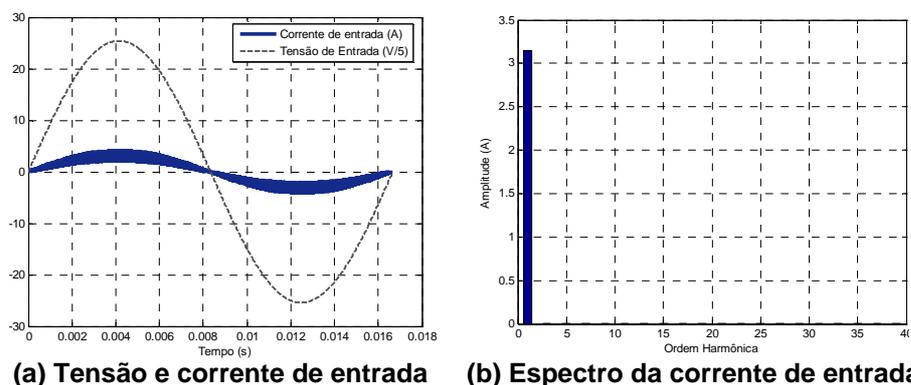
Tabela 1-1. Amplitude máxima dos harmônicos de corrente segundo a norma IEC 61000-3-2

Ordem Harmônica (n)		Corrente Máxima (A)		% da fundamental	mA/W
		Classe A	Classe B	Classe C	Classe D
Impares	3	2,30	3,45	30.FP	3,4
	5	1,14	1,71	10	1,9
	7	0,77	1,155	7	1,0
	9	0,40	0,6	7	0,5
	11	0,33	0,495	3	0,35
	13	0,21	0,315	3	0,296
	$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot (15/n)$	$0,225 \cdot (15/n)$	3	$3,85/n$
Pares	2	1,08	1,62	2	
	4	0,43	0,645		
	6	0,3	0,45		
	$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot (8/n)$	$0,35 \cdot (8/n)$		

É possível observar, comparando a amplitude dos harmônicos da figura 1-1-(b) com os da tabela 1-1, que um retificador passivo de apenas 200W não atende à norma (tanto na classe A quanto na classe D, na qual o equipamento poderia ser enquadrado devido sua potência), o que faz necessária a utilização de alguma técnica para adequar o equipamento à norma. Os circuitos PFC surgiram para realizar essa tarefa. A figura 1-3-(a) contém as formas de onda de um conversor também de 200W, mas com um estágio PFC agregado ao invés de simplesmente um retificador passivo, como no caso da figura 1-1. Nesse exemplo uma técnica ativa foi utilizada, mais especificamente um conversor boost operando

como PFC. A espessura do traço da corrente, na figura 1-3-(a) se deve à ondulação de corrente de alta frequência, ou seja, da frequência de comutação, que nesse caso é de 70kHz.

A figura 1-3-(b) mostra o espectro da corrente, onde se pode perceber que os harmônicos ímpares, que eram elevados na figura 1-1-(b), praticamente desapareceram. O gráfico mostra apenas até o 40º harmônico, ou seja, até onde a norma restringe, e por isso a amplitude do harmônico da frequência de comutação não aparece no mesmo.



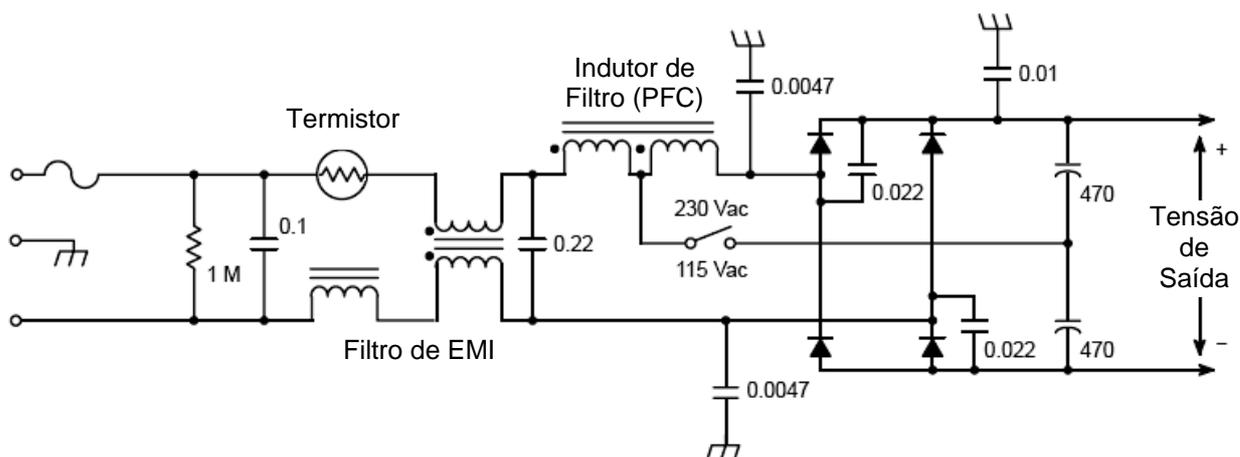
**Figura 1-3. Formas de onda e espectro de um retificador ativo (PFC)**

Com o exposto acima procura-se salientar a crescente importância e necessidade da utilização de circuitos PFC. Além do aumento da quantidade e da variedade de cargas que já tem ocorrido nos últimos anos, sabe-se que ainda novas cargas aparecerão [6]. Como exemplo, uma das áreas que mais tem crescido atualmente é de tecnologia de informação, a qual tem gerado novos produtos e novas oportunidades. Os conversores PFC serão peças fundamentais para se garantir a qualidade da energia entregue pelas distribuidoras, bem como para a utilização racional do sistema de geração e distribuição. Devido a isso, várias pesquisas têm sido feitas em busca de melhoramentos dos conversores PFC tradicionais. Isso inclui várias áreas de estudo, como materiais magnéticos [7, 8], semicondutores [9, 10], circuitos de auxílio à comutação [11-13], interferência eletromagnética [14-17] e novas topologias [18].

## 1.2. Circuitos PFC

Existem várias formas de se realizar a correção do fator de potência para que a norma IEC 61000-3-2 seja satisfeita. A primeira classificação que se pode fazer diz

respeito à complexidade, o que distingue os circuitos PFC ativos dos passivos. Os circuitos passivos se utilizam apenas de componentes passivos, como indutores, resistores e capacitores, enquanto que os circuitos ativos baseiam-se em conversores comutados, onde existem chaves semicondutoras controladas. Os circuitos PFC passivos atuam como filtros, tentando atenuar aqueles harmônicos que infringirem a norma. Eles têm vantagens em relação a simplicidade, robustez e baixo custo, entretanto, só são adequados para baixas potências devido ao grande volume e peso associado aos elementos passivos [3]. Além disso, os circuitos PFC passivos também são inadequados para equipamentos com faixa de tensão de entrada universal ou com chave seletora, pois a grande variação na tensão de entrada implica em uma grande variação também na faixa de corrente. Conseqüentemente, para que o equipamento atenda a norma com tensão de entrada baixa (110V) o indutor de entrada terá de ser grande e volumoso, devido a corrente elevada, enquanto que quando a tensão de entrada for alta (220V) haverá uma considerável parcela de peso e volume desnecessário no equipamento. A figura 1-4 apresenta um exemplo de PFC passivo, como mostrado em [3].

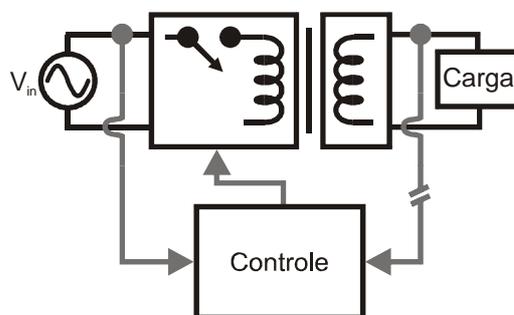


**Figura 1-4. Exemplo de PFC passivo de 250W para fontes de microcomputador [3]**

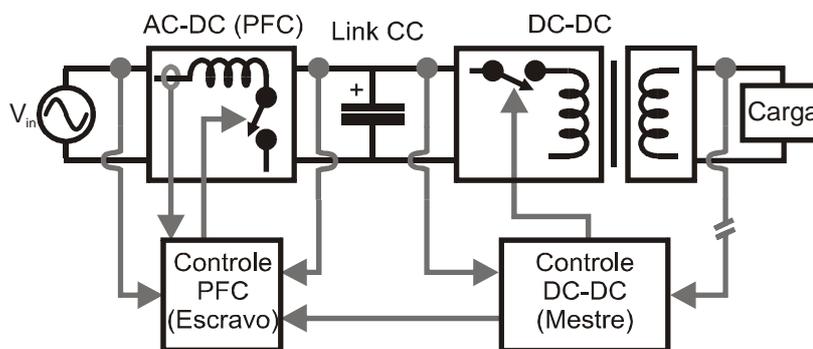
As técnicas ativas, por sua vez, podem realizar a correção do fator de potência com um volume de filtro bem menor, entretanto são circuitos mais complexos e sempre envolvem algum tipo de acionamento e sensoriamento. Primeiramente, pode-se distinguir as técnicas ativas em dois tipos: de baixa e de alta freqüência de comutação. Os circuitos ativos de baixa freqüência de comutação normalmente utilizam apenas uma comutação por semiciclo da rede, isto é, o interruptor principal comuta a 120Hz quando no sistema de 60Hz. Esse tipo de

circuito ativo tem a vantagem de praticamente eliminar as perdas de comutação nos semicondutores, mas são mais limitados em potência e não conseguem atingir a mesma densidade de potência que os circuitos ativos de alta frequência proporcionam [19, 20].

Os circuitos ativos de alta frequência, por sua vez, também são divididos em duas classes principais: de estágio simples ou único (figura 1-5-(a)), e de estágio duplo (figura 1-5-(b)). Em uma fonte que utiliza um PFC de estágio simples, existe apenas um controlador, o qual se encarrega de moldar a corrente para elevar o FP e ao mesmo tempo controlar a tensão de saída [21], que geralmente é da ordem de algumas dezenas de volts. Essa categoria de conversores PFC tem limitações na potência e na dinâmica do controlador da tensão de saída.



(a) Fonte com correção de FP de estágio simples



(b) Fonte com correção de FP de estágio duplo

**Figura 1-5. Fontes com correção de FP de um ou dois estágios**

Fontes que utilizam dois estágios fazem a operação de correção do FP no primeiro, e o controle da tensão de saída no segundo; a ligação entre um estágio e outro é feita através de um barramento CC. Esse é o caso em fontes para Telecom de 1kW e, portanto, doravante a expressão “conversor PFC” se refere apenas ao primeiro estágio da fonte.

O estágio de correção do fator de potência que utiliza alta frequência de comutação pode ser realizado empregando qualquer conversor DC-DC para moldar a corrente de entrada na forma senoidal, como Buck, Boost, Buck-boost, Cuk, Zeta, Sepic e Flyback, bastando que o mesmo seja acionado de forma adequada [22]. Tais conversores podem operar no modo de corrente contínua (CCM), no modo crítico (CRM) ou no modo descontínuo (DCM), sendo que a corrente que define o modo é aquela que flui no indutor principal do conversor. De um modo geral os conversores que operam no modo DCM ou CRM [23] são normalmente mais empregados em baixas potências, devido ao elevado pico de corrente que precisa circular pelos semicondutores, o que implica em perdas. Sua vantagem é a simplicidade do controle e o reduzido volume de magnéticos, entretanto, a ondulação de corrente é inerentemente alta e pode exigir um volumoso filtro de EMI. O modo CCM é mais viável para potências superiores, pois consegue reduzir o pico de corrente. A linha divisória para a opção do melhor modo de operação encontra-se em uma potência de aproximadamente 250W [23], entretanto, esse não é um valor fixo. Este limite está fortemente ligado aos avanços na tecnologia dos dispositivos semicondutores, que pode propiciar uma redução das perdas de condução e chaveamento e, conseqüentemente, permitirem a elevação da potência nos conversores DCM e CRM.

Na faixa de potência normalmente utilizada em fontes para Telecom de sistemas distribuídos (1kW), é bem conhecido o fato de que os conversores que operam no modo CCM são mais adequados. Então, pode-se enumerar algumas características importantes que precisam ser consideradas para a escolha da topologia mais adequada:

1. Complexidade do controle, acionamento (Drive) e sensoriamento;
2. Número de componentes;
3. Necessidade de Isolação;
4. Continuidade da corrente de entrada;
5. Ganho de tensão;

Em se tratando de conversores operando no modo CCM, o controle atinge um nível de complexidade considerável devido a necessidade de circuitos multiplicadores, entretanto, hoje em dia existem várias opções de circuitos

integrados [3, 24] de baixo custo que podem desempenhar essa tarefa sem comprometer o projeto. Custos adicionais podem aparecer devido a referências diferentes entre o circuito de controle e o de acionamento da chave principal ou de leitura de corrente, o que pode exigir sensores ou drives isolados. A topologia utilizada tem grande influência nesse aspecto.

O número de componentes necessários, tanto ativos como passivos, também pode variar significativamente de uma topologia para outra, o que pode agregar custos adicionais. A necessidade de isolamento entre a entrada e o circuito de saída também é uma forte restrição para a escolha da topologia. A continuidade da corrente de entrada influencia diretamente no ruído diferencial (EMI), sendo assim, conversores como o buck, por exemplo, que interrompem a corrente de entrada a cada comutação, exigirão filtros de entrada (filtros de EMI) mais volumosos. E finalmente, o ganho de tensão que a topologia pode fornecer é importante porque em alguns casos pode ser necessário tanto elevar como abaixar a tensão de entrada, o que acontece quando a tensão de saída for inferior ao pico da tensão de entrada. Como a tensão de entrada passa por zero, a capacidade de elevação sempre será necessária. A utilização de uma topologia que não tem capacidade de elevar a tensão implicará em maiores distorções na forma de onda da corrente [22].

Atualmente a literatura da área conta com diversos trabalhos que discutem todos esses aspectos comparando as vantagens e desvantagens de cada topologia utilizada [18, 22], inclusive com variações topológicas que fogem à estrutura tradicional e agregam benefícios adicionais ao conversor. Como exemplo temos as estruturas *Pseudo Totem-Pole* [18], o *Dual-Boost* [18], e a técnica de *Interleaving* [25, 26].

Na faixa de potência de interesse nesse trabalho (1kW), o conversor boost (CCM), mostrado na figura 1-6, tem sido largamente utilizado para realizar a etapa PFC das fontes. E mesmo atualmente, essa estrutura continua sendo uma das mais atrativas. Isso porque a estrutura boost proporciona bons resultados quando se avalia a mesma segundo a lista de características importantes citada anteriormente. Particularmente, quando não há necessidade de que a etapa PFC seja isolada, a estrutura boost proporciona baixo número de componentes, acionamento simples, baixa THD, baixa corrente de pico e alto ganho de tensão.

A figura 1-6 contém o esquema do conversor PFC típico baseado na estrutura boost. Pode-se identificar as seguintes partes: Filtro de EMI, retificador, conversor

boost e controle. Apesar das significativas vantagens dessa topologia, recém comentadas, ela também apresenta algumas limitações a serem consideradas:

**Perdas de condução:** Devido à presença obrigatória de pelo menos três semicondutores em condução (dois diodos da ponte retificadora de entrada e um dos semicondutores do conversor boost), as perdas de condução podem ser significativas. A topologia *Dual-Boost* [18] foi desenvolvida pra diminuir o número de componentes em condução, entretanto, sua estrutura emprega duas chaves ativas e duas chaves passivas de alta freqüência, o que encarece o conversor e dificulta o acionamento.

**Recuperação reversa do diodo:** O diodo de alta freqüência do conversor boost pode produzir perdas elevadas de comutação devido ao bloqueio com corrente, como ocorre em qualquer conversor que opere no modo CCM. Portanto, dependendo da freqüência de comutação escolhida pode ser necessária a utilização de um diodo ultra rápido, ou ainda, a mais recente tecnologia de diodos rápidos, o de Silicon Carbide [9, 27], que praticamente não apresenta recuperação reversa.

**Tamanho do Indutor:** Quando o conversor precisar operar em tensões de entrada baixas, como nos casos de entrada universal, o indutor do conversor boost pode ficar significativo em volume e peso. Entretanto, o tamanho final do indutor boost depende de uma série de fatores, como tensão de entrada, ondulação de corrente, filtro de EMI, tecnologia do material magnético utilizado e freqüência de comutação.

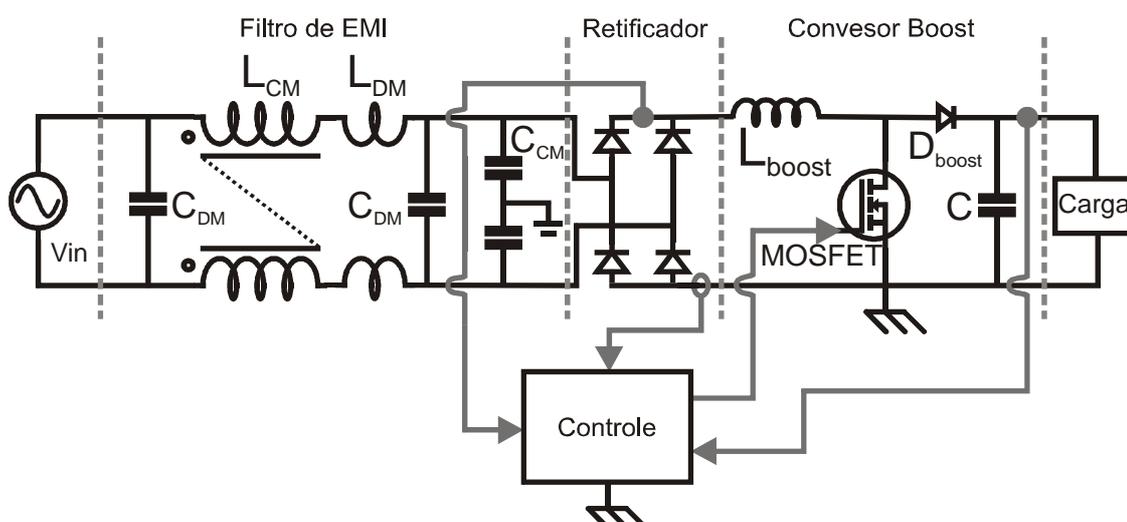


Figura 1-6. Conversor PFC baseado na estrutura boost

A literatura apresenta diversas sugestões para amenizar os problemas de perdas de condução [18] e comutação [11, 13, 27]. Entretanto, ainda são poucas e

incompletas as abordagens que estudam as correlações das grandezas relevantes para a definição de um ponto de operação que leve à minimização do volume do indutor boost.

Assim, o propósito deste trabalho é estudar detalhadamente este aspecto, visando analisar as possibilidades de uma otimização adicional no conversor boost, relativa a volume de magnéticos. A estrutura em questão é um conversor PFC de 1kW monofásico, baseado na estrutura boost, operando no modo CCM e com tensão de entrada universal (90V a 260V). O próximo tópico disserta a esse respeito.

### **1.3. Definição do Problema**

A evolução contínua de semicondutores e materiais magnéticos vem possibilitando um aumento gradativo da densidade de potência de fontes comutadas (SMPS – Switched Mode Power Supply). Os conversores PFC também podem ser significativamente beneficiados com as tecnologias recentes. A disponibilidade de chaves semicondutoras como o MOSFET do tipo CoolMOS™ [9, 10] e os diodos de Silicon Carbide [9, 27] têm permitido um aumento significativo da frequência de comutação (para o mesmo patamar de perdas), o que, teoricamente, pode ser traduzido em diminuição de volume de filtros (indutores e capacitores da estrutura do conversor). Os novos materiais magnéticos, como o núcleo Kool M $\mu$ ®, da MAGNETICS, possibilitam maiores densidades de fluxo do que os núcleos de Ferrite sem produzir perdas proibitivas, como no caso de núcleos Iron Powder [8]. Isso significa maior capacidade de acúmulo de energia no indutor, e portanto, para a mesma corrente e indutância isto se traduz em menor volume. O capítulo 3 trata mais detalhadamente desse tipo de material magnético e suas características.

Essas novas tecnologias despertam os pesquisadores a investigar, avaliar e quantificar os benefícios que podem ser conseguidos com as mesmas. O aparecimento das mesmas também significou um passo importante para as pesquisas em conversores com altas frequências de comutação, o que vinha sendo feito apenas com o uso de técnicas de comutação suave [11-13]. Isso se refletiu também nos conversores PFC, onde protótipos de até 400kHz já foram sugeridos na literatura [28], operando com comutação forçada, ou seja, sem a utilização de alguma técnica de comutação suave.

Apesar de já ter sido mostrado pela literatura a significativa elevação da frequência de comutação que pode ser conseguida utilizando as tecnologias de

semicondutores mais recentes [28], devido a drástica redução das perdas de comutação (e também de condução no caso do CoolMOS) nos mesmos, em se tratando de conversores PFC, ainda não foi feita uma avaliação que quantifique os reais benefícios, que se consegue na prática, com respeito à diminuição de volume de magnéticos. Espera-se uma redução significativa devido à diminuição da indutância necessária, todavia, em frequências mais altas as perdas no núcleo e no cobre podem aumentar significativamente, dependendo muito do material magnético empregado. Para que o núcleo não aqueça demasiadamente pode ser necessária a redução da ondulação de corrente, controlando assim as perdas e a elevação de temperatura. Com isso, a diminuição de volume esperada pode não ser atingida e, o montante de redução de volume alcançado terá grande dependência das características do material magnético utilizado.

Em relação ao volume do capacitor de saída, a topologia de conversor PFC aqui considerada não é beneficiada com o aumento da frequência de comutação. Tal capacitor precisa ser dimensionado, no melhor caso, para limitar apenas a ondulação de tensão de saída, e nesse caso a ondulação mais significativa é aquela que ocorre com o dobro da frequência da rede de alimentação, ou seja, à 100Hz ou 120Hz. Esse fato faz com que o dimensionamento do capacitor de saída não dependa da ondulação de corrente causada pela comutação. Além disso, em muitos casos tal capacitor deve funcionar como armazenador de energia para garantir certo tempo de operação da carga, mesmo que o sistema de distribuição cesse o fornecimento de energia. Esse tempo é normalmente chamado de “hold up time” (intervalo de retenção da tensão de saída da fonte dentro da faixa especificada desde a queda da tensão de entrada). Esse tempo normalmente fica numa faixa de 16ms a 60ms, o que exige um capacitor de saída ainda mais volumoso.

A escolha da frequência de comutação também afeta o volume do filtro de EMI de entrada. No caso de fontes para Telecom, a norma CISPR 22 é a mais adotada atualmente em âmbito internacional, a qual se dirige a equipamentos de tecnologia de informação. Esta norma recomenda limites para o ruído conduzido e irradiado, entretanto, os limites são diferentes para faixas de frequência diferentes. Devido a isso a frequência de comutação escolhida pode ter grande impacto na atenuação necessária no filtro de EMI. O capítulo 2 foi reservado para tratar desse assunto com detalhes, dada a complexidade do mesmo.

Conhecendo-se os fatos mencionados percebe-se que a principal, e praticamente única, vantagem em se aumentar a frequência de comutação no conversor PFC em questão é a possível redução do volume de magnéticos, mais especificamente o volume do indutor boost. A questão que fica em aberto é: Até que ponto é vantagem elevar a frequência? Se considerarmos que o conversor PFC seja implementado com as tecnologias mais recentes de semicondutores, já que as mesmas se tornarão cada vez mais populares e acessíveis, as perdas de comutação nos mesmos podem ser desprezadas em uma larga faixa de frequências. Como já comentado, uma frequência de até 400kHz já foi mostrada como possível. Nessas condições o elemento mais afetado pela frequência escolhida é o indutor boost, e existem dois aspectos principais que limitam o volume mínimo do mesmo:

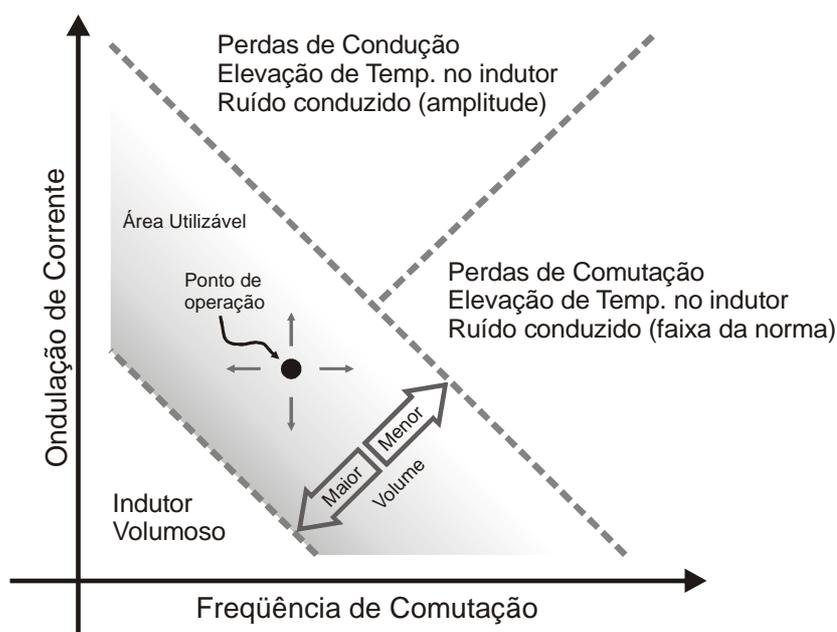
A operação segura do indutor: Está ligada a elevação de temperatura no mesmo. Uma temperatura máxima e segura de operação para o indutor precisa ser respeitada para evitar a sua danificação ou redução da vida útil. A elevação da temperatura dependerá das perdas do núcleo e do cobre, e também da área total que o mesmo dispõe para dissipar o calor gerado. As perdas do núcleo estarão ligadas ao material magnético utilizado, à frequência de comutação e à ondulação de corrente. As perdas no cobre dependem da corrente eficaz que deverá circular no indutor, da frequência, devido ao efeito skin e proximidade, e da forma como o indutor é implementado fisicamente, que também influencia no efeito skin e proximidade.

Ruído conduzido produzido: As características do indutor afetam o ruído conduzido, e pode tornar as necessidades de filtragem muito mais significativas para adequação a norma. Se o volume do filtro de EMI necessário aumentar, a redução no volume do indutor boost perde seu significado. O indutor afeta o ruído conduzido de modo diferencial de duas formas. Primeiro, pela ondulação de corrente (na frequência de comutação) que circula no mesmo e, segundo, devido aos elementos parasitas do indutor, principalmente a sua capacitância parasita. Esses aspectos são discutidos com detalhes no capítulo 2.

Há ainda um terceiro aspecto que pode influenciar no volume mínimo do indutor e que está ligado a máxima ondulação de corrente permitida. Esse aspecto só tem relevância se o interruptor principal utilizado for um MOSFET, mesmo sendo o CoolMOS [10]. Nesse caso, as perdas de condução podem sofrer influência da ondulação de corrente (devido ao valor RMS da corrente), uma vez que o MOSFET

pode ser modelado como uma resistência quando em condução. Quanto maior a resistência de condução do MOSFET utilizado, maior será a influência, e por isso esse aspecto será também verificado. A utilização do CoolMOS já contribui para a diminuição desse efeito devido ao fato de sua resistência de condução ser significativamente menor do que a dos MOSFET's comuns.

Por fim, conclui-se que, a correta escolha da **freqüência de comutação** e da **máxima ondulação de corrente** é fundamental para um projeto otimizado do indutor boost. A figura 1-7 ilustra o que foi comentado de uma forma gráfica simplificada, onde se tentou representar os possíveis pontos de operação do conversor juntamente com os limites e suas causas. A região central representa o conjunto de pontos utilizável, o qual mantém um compromisso entre o volume de magnéticos e os demais fatores limitantes para a elevação da freqüência de comutação e ondulação de corrente.



**Figura 1-7. Representação gráfica das relações entre freqüência, ondulação de corrente e volume para a definição do ponto de operação**

Apesar de os limites serem conhecidos qualitativamente, ainda não são quantitativamente, e a “área utilizável” representada na figura compreende ainda um grande conjunto de possibilidades. Essa área engloba os pontos de operação mais comumente utilizados, os quais são geralmente selecionados de forma empírica, portanto, o projetista não tem a noção exata de quão otimizado o seu projeto está. A literatura atual recomenda valores de ondulação de corrente que fiquem numa faixa de 20% a 50% da corrente de pico de entrada (corrente de fase) [24, 29], sendo que

a faixa de 20% a 30% é normalmente a mais utilizada. Entretanto, como se pode perceber pela representação gráfica, a escolha da frequência influencia na escolha da ondulação de corrente e, portanto, cabe ao projetista encontrar a combinação mais vantajosa para seu caso.

Este trabalho tenta colaborar nesse sentido, investigando mais a fundo esse conjunto de possibilidades, na busca de pontos de operação que tragam benefícios em relação a volume de magnéticos no conversor boost operando como PFC no modo CCM. Como a tecnologia de material magnético utilizado tem grande influência no resultado, é necessária a correta escolha do material a ser utilizado, que deve ser feita visando a melhor relação custo-benefício. Devido às suas atrativas características para a aplicação no conversor PFC em questão, os núcleos do tipo powder serão adotados, os quais já possuem uma boa penetração no mercado atual e a custos competitivos. Será também considerada a utilização das tecnologias de semicondutores CoolMOS e Silicon Carbide, devido à tendência natural de que as mesmas sejam cada vez mais difundidas.

Por fim, as principais contribuições esperadas desse trabalho são: a) Aumento da densidade de potência em conversores PFC (estágio de entrada de fontes para Telecom) baseado apenas na cuidadosa seleção do ponto de operação, isto é, sem qualquer alteração de hardware a não ser o re-projeto do indutor boost. O ponto de operação diz respeito apenas à escolha do par mais adequado de: **frequência de comutação e ondulação da corrente de entrada**. Obviamente, deve-se manter a conformidade com as normas IEC 61000-3-2 e CISPR 22; b) O resultado dessa análise permitirá também uma noção quantitativa dos benefícios da elevação da frequência no conversor PFC em questão. O conhecimento desse aspecto pode ser útil ao projetista na determinação da tecnologia de semicondutores a ser adotada. Uma vez que se perceba que as vantagens de se aumentar drasticamente a frequência de comutação não são significativas, pode não ser necessário o uso da última tecnologia de semicondutores, o que contribui com a diminuição de custos e redução da dependência tecnológica.

Além dessas contribuições, outras também poderão ser distinguidas, e serão mencionadas no momento oportuno durante o decorrer dos capítulos, além da conclusão final do trabalho.

## 1.4. Organização da Dissertação

Capítulo 1: O capítulo 1 introduz o tema *conversores PFC* (Power Factor Correction), salientando sua importância e crescente necessidade de utilização. Também é abordado o problema central discutido e desenvolvido nesta dissertação, assim como a topologia adotada e os motivos para a escolha.

Capítulo 2: Neste capítulo trata-se de um dos aspectos de grande relevância no projeto de conversores PFC, que é a interferência eletromagnética conduzida. Os temas *compatibilidade eletromagnética* e *interferência eletromagnética* são abordados sucintamente, seguido de uma análise das características da topologia de conversor PFC adotada em relação ao ruído conduzido gerado. São discutidos os modelos utilizados para a predição dos níveis de ruído gerados e a importância do papel do indutor boost nesse aspecto.

Capítulo 3: Neste capítulo é primeiramente mostrada a importância dos elementos magnéticos no contexto de um conversor, justificando a importância em se investigar uma possível otimização no volume do mesmo. Também são discutidas as características dos possíveis materiais e seus modelos, para a simulação em computador do conversor com a intenção de se estimar suas perdas e a elevação de temperatura.

Capítulo 4: O capítulo 4 trata da modelagem discreta do conversor boost para simulação em computador. São mostradas as considerações para a modelagem e aspectos importantes como a variação da indutância do indutor boost quando núcleos do tipo powder são utilizados.

Capítulo 5: Aqui são agrupados os assuntos tratados nos capítulos 2, 3 e 4, para a elaboração de um algoritmo, baseado nos modelos utilizados, que tenta estimar o volume mínimo do indutor boost para um dado conjunto de condições as quais o conversor estará submetido.

Capítulo 6: Neste capítulo são apresentados alguns resultados práticos feitos para a validação dos modelos adotados.

Capítulo 7: O capítulo 7 apresenta uma conclusão final.

## CAPÍTULO 2

---

### EMI CONDUZIDO

Esse capítulo aborda o problema da interferência magnética conduzida gerada no conversor PFC. São discutidos detalhes da norma vigente para o caso, bem como suas implicações no projeto do conversor. Também são identificados os principais pontos geradores de ruído e as formas de contenção dos mesmos, onde o papel do indutor boost é destacado. O capítulo é finalizado com a descrição do modelo utilizado para a predição do valor de quase-pico do ruído conduzido estimado.

#### **2.1. Compatibilidade Eletromagnética e Interferência Eletromagnética**

A compatibilidade eletromagnética (EMC – Electromagnetic Compability) diz respeito a capacidade de equipamentos ou sistemas, elétricos ou eletrônicos, de operar adequadamente em um meio com certo nível de ruído eletromagnético dentro de uma margem de segurança definida, mantendo seus níveis de performance especificados. Em outras palavras, um equipamento não deve sofrer ou causar qualquer tipo de degradação de performance como resultado da presença de um determinado nível conhecido de ruído eletromagnético para que haja compatibilidade eletromagnética. O ruído eletromagnético pode apresentar-se de duas formas: a) Conduzida, a qual necessita de um meio físico e condutor para se propagar, e b) Irradiada, ou seja, na forma de onda eletromagnética.

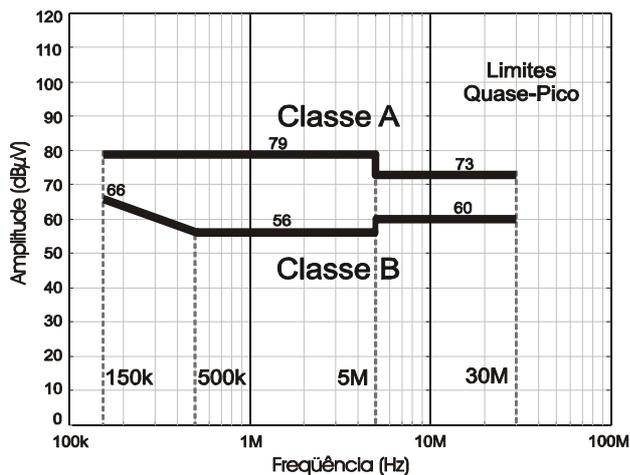
O fenômeno pelo qual um equipamento ou sistema gerador de ruído causa perda de performance, falhas ou danos a outro equipamento é chamado de Interferência Eletromagnética (EMI – Electromagnetic Interference). O fenômeno da interferência eletromagnética pode ser causado pelos dois tipos de ruído, isto é, tanto pelo irradiado quanto pelo conduzido. É mais comum a atribuição do termo EMI a sinais que pertencem a faixas de frequência mais elevadas, como RF, entretanto, elas podem ocorrer em qualquer frequência a partir de zero (DC).

A preocupação com a EMI tornou-se mais evidente após a popularização de conversores comutados. Devido à presença de interruptores (semicondutores) que trocam de estado muito rápido, isto é, produzem altas variações de tensão em determinados nós ( $dv/dt$ ), e altas variações de corrente em determinados laços ( $di/dt$ ), altos níveis de ruído eletromagnético são gerados. Em qualquer caso uma onda eletromagnética é irradiada, a qual pode varrer uma larga faixa do espectro a partir da frequência de comutação utilizada, ocasionalmente interferindo em faixas de frequência utilizadas nos sistemas de rádio difusão ou similar. Como essas variações de tensão e corrente podem estar acopladas de alguma forma com os terminais de alimentação do conversor, um ruído conduzido estará sendo injetado na rede de alimentação, e que poderá atingir outro equipamento que esteja sendo alimentado pela mesma rede.

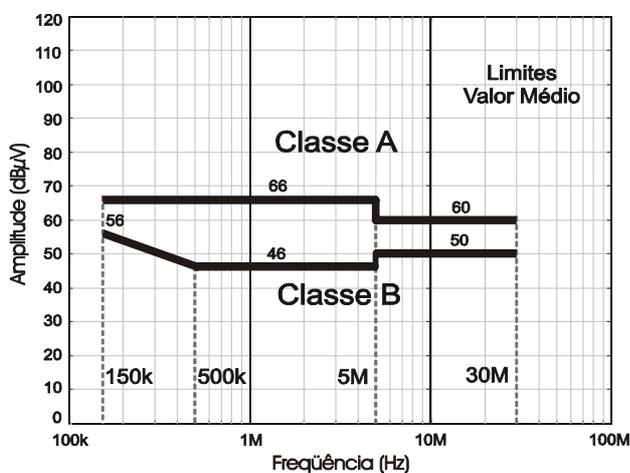
Para controlar os níveis de ruído, tanto gerados quanto os que devem ser suportados pelos equipamentos de um sistema, normas regulamentadoras foram elaboradas. Como em geral as normas que limitam o ruído gerado são mais severas, este é o caso mais problemático e que precisa de mais atenção.

O estudo de que trata este trabalho utiliza como base um conversor do tipo boost na função de corretor do fator de potência de entrada (PFC) e pré-regulador. A utilização potencial desta estrutura PFC é para fontes de alimentação de sistemas de telecomunicações – Telecom. Nesse sentido, a norma cabível e mais utilizada é a IEC - CISPR 22 (internacional) [30], que é definida para equipamentos de tecnologia de informação em geral. Essa norma define os limites máximos de ruído conduzido e irradiado que qualquer equipamento da categoria pode produzir, especificando também a faixa de frequência onde o limite se aplica.

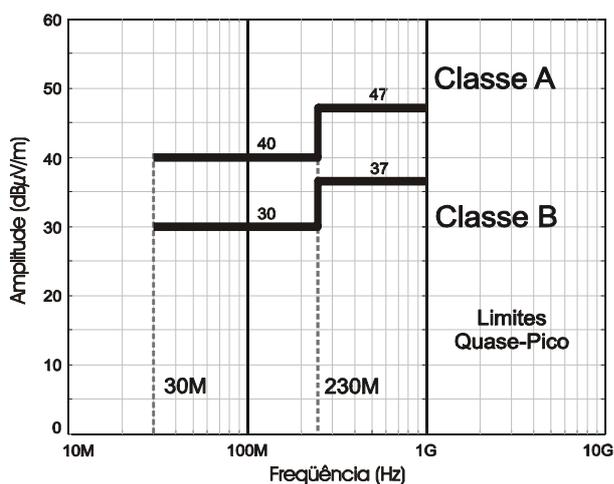
A figura 2-1 contém os limites recomendados pela norma CISPR 22, classe A e B. Os equipamentos que devem ser encaixados na classe B são os de ambiente doméstico, incluindo equipamentos portáteis e computadores pessoais. Todos os demais que não atingem conformidade com os limites da classe B mas atingem os da classe A, ficam automaticamente classificados como classe A, e por medida de segurança devem conter uma etiqueta alertando do risco da ocorrência de interferência eletromagnética em ambiente doméstico.



(a) Limites de quase-pico para interferência conduzida (de modo comum e diferencial)



(b) Limites de valor médio para interferência conduzida (de modo comum e diferencial)



(c) Limites de quase-pico para interferência irradiada

Figura 2-1. Limites recomendados para os ruídos conduzido nos terminais de alimentação (de modo comum e diferencial) e irradiado segundo a norma CISPR 22

O escopo da norma diz respeito a todo o espectro que pode ser utilizado para rádio frequência, que se estende desde 9kHz até 400GHz. Entretanto, até esse momento os limites foram estipulados apenas para uma banda específica, a qual foi

considerada suficiente para garantir a operação segura dos sistemas de radio difusão e de telecomunicações. Essas faixas para as quais existem limites estão mostradas na figura 2-1, e que são diferentes para os limites de ruído conduzido, (a) e (b), e para os limites do ruído irradiado, (c).

As regras relativas aos equipamentos e métodos de medida a serem utilizados no estudo da conformidade da norma CISPR 22 são discriminadas na norma CISPR 16 [31]. Esta norma define a LISN (Line Impedance Stabilizing Network) e os métodos e procedimentos que devem ser adotados para se realizar as medidas de valor de quase-pico e de valor médio.

A figura 2-2 tenta exemplificar os caminhos para os diferentes tipos de ruído conduzido em um determinado equipamento. A corrente de ruído de modo diferencial, figura 2-2-(a), ou também chamado de ruído simétrico, circula sobreposta a própria corrente de alimentação do equipamento nos terminais de entrada, com a única diferença de ter freqüências superiores. Segundo a norma CISPR 22, apenas a faixa que vai de 150kHz até 30MHz precisa ter a amplitude limitada, o que também é válido para a corrente de modo comum (ou assimétrica). Esta, por sua vez, circula pelo condutor de aterramento, figura 2-2-(b), e utiliza como caminho os elementos parasitas que existem entre o circuito e o chassi do equipamento. O chassi deve ser conectado ao condutor de aterramento por questões de segurança. Os grandes responsáveis pelo aparecimento de ruído de modo comum em conversores comutados, portanto, são os parasitas capacitivos, uma vez que sua reatância diminui com o aumento da freqüência [14, 15].

Nesse trabalho é estudada com mais detalhes a questão do ruído conduzido de modo diferencial ou simétrico. Os motivos para isso são a direta relação e dependência desse tipo de ruído com as características do indutor boost, da freqüência de comutação e da ondulação de corrente.

Os próximos tópicos deste capítulo tratam de como se processa o ruído conduzido na topologia de conversor PFC adotada, como ele é gerado, como ele é controlado e como podemos estimá-lo.

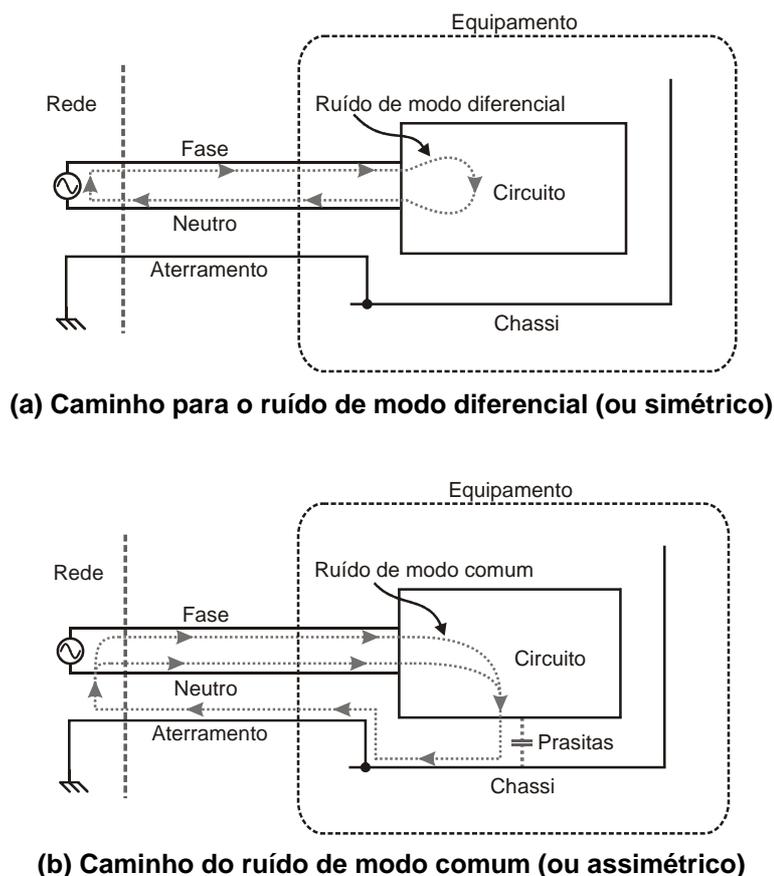


Figura 2-2. Caminhos para o ruído conduzido

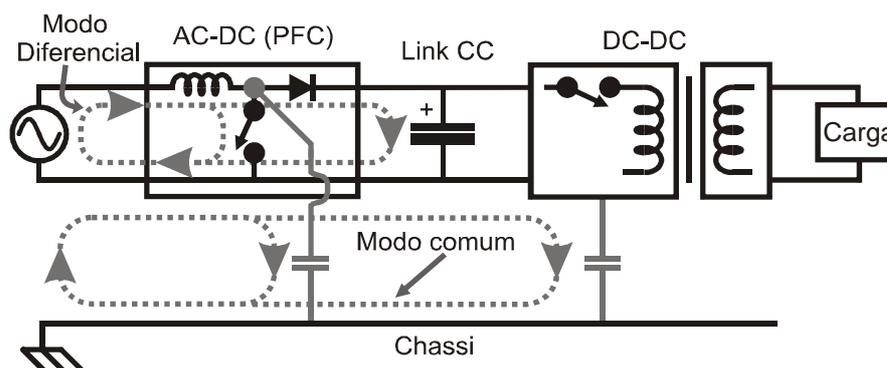
## 2.2. EMI conduzido no PFC, Geração e Controle

### 2.2.1. Identificação das Fontes de Ruído Conduzido

A figura 2-3 mostra o papel da etapa PFC em uma fonte para Telecom do ponto de vista do ruído conduzido. Por ser a primeira etapa de processamento de energia, o PFC é o principal responsável pelo ruído conduzido de modo diferencial que será injetado no sistema de distribuição de energia. Nessa figura o conversor é mostrado sem a presença do filtro de EMI e do retificador de entrada apenas para facilitar a compreensão, uma vez que os mesmos não interferem no que se pretende expor.

Sabe-se que o ruído de modo comum, além de depender da etapa PFC, também tem uma forte dependência do próximo estágio conversor que o sucede, devido à presença de parasitas entre o mesmo e o chassi. Portanto, pode-se dizer que não é possível estimar o montante total de ruído de modo comum que o ensaio de conformidade acusará sem a presença do segundo estágio de conversão (etapa

DC-DC na fonte de telecom) juntamente com o arranjo físico final do conversor. O arranjo físico tem influência direta no valor dos elementos parasitas, devido às dimensões geométricas dos componentes e da carcaça, bem como da distância entre os mesmos. Já existem alguns trabalhos nesse sentido [17], onde foi possível a estimativa do nível de ruído através do levantamento do valor dos parasitas presentes no conversor PFC, entretanto, o conversor DC-DC não foi incluído.



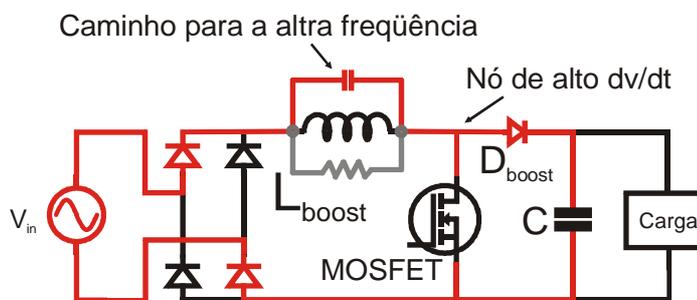
**Figura 2-3. Circulação do Ruído Conduzido em uma Fonte para Telecom**

O ruído conduzido de modo comum produzido na etapa PFC é, quase na sua totalidade, dependente de uma única capacitância parasita [17], a qual está representada também na figura 2-3. Trata-se da capacitância que se estabelece entre a trilha do dreno (ou coletor) do interruptor principal e o chassis. Como esse é o nó que apresenta a maior variação de tensão no conversor boost, é nesse ponto que poderá ocorrer a maior fuga de corrente para o chassis através de capacitâncias parasitas. Quanto mais rápida a variação de tensão (maior  $dv/dt$ ) mais esse aspecto se evidencia, devido ao efeito da reatância capacitiva. O resultado é o aparecimento de impulsos (spikes) de corrente no caminho do ruído de modo comum nos momentos em que ocorrem as comutações do interruptor principal. Devido ao fato dessa corrente se dar na forma de impulsos ela se espalhará no espectro, a partir da frequência de comutação, com uma amplitude aproximadamente uniforme. Esse aspecto pode caracterizar um problema no controle do ruído de alta frequência, tipicamente acima de 5MHz [32, 33], devido ao fato de que os filtros de EMI podem possuir zeros, na sua função de transferência, bem abaixo dos 30MHz que definem o limite superior da norma CISPR 22, o que acontece devido a não idealidade dos componentes do filtro de EMI.

No caso do ruído de modo diferencial, para o qual a etapa PFC é a principal responsável, o mesmo é afetado de duas formas distintas e que devem ser

analisadas separadamente. A primeira e mais óbvia é a influência direta da forma de onda da corrente que circula no indutor do conversor boost, ou muitas vezes aqui chamado apenas de indutor boost. O conversor PFC (CCM) é projetado para operar com uma determinada amplitude de ondulação de corrente em tal indutor. Aqui entra em cena um dos aspectos comentados no capítulo 1 e que é uma importante variável de projeto, ou seja, a ondulação máxima de corrente de entrada permitida. Como essa ondulação de corrente tem uma forma de onda triangular, seu espectro é composto de harmônicos que começam na frequência de comutação (primeiro harmônico) seguidos de seus múltiplos, mas com um decaimento assintótico na amplitude dos mesmos com o aumento da frequência [28]. Esse decaimento na amplitude constitui uma característica benéfica, pois facilita a filtragem de ruídos de alta frequência, onde os filtros de EMI perdem grande parte da sua capacidade de atenuação devido à suas imperfeições.

A segunda forma pela qual o ruído diferencial é afetado vem da comutação da chave principal através dos parasitas capacitivos do indutor boost. A figura 2-4 exemplifica o que se pretende mostrar. Como qualquer componente eletrônico real, o indutor boost pode deixar de se comportar como um indutor puro dependendo da frequência do sinal que circula pelo mesmo.



**Figura 2-4. Caminho para o ruído diferencial de alta frequência através do parasita capacitivo do indutor boost**

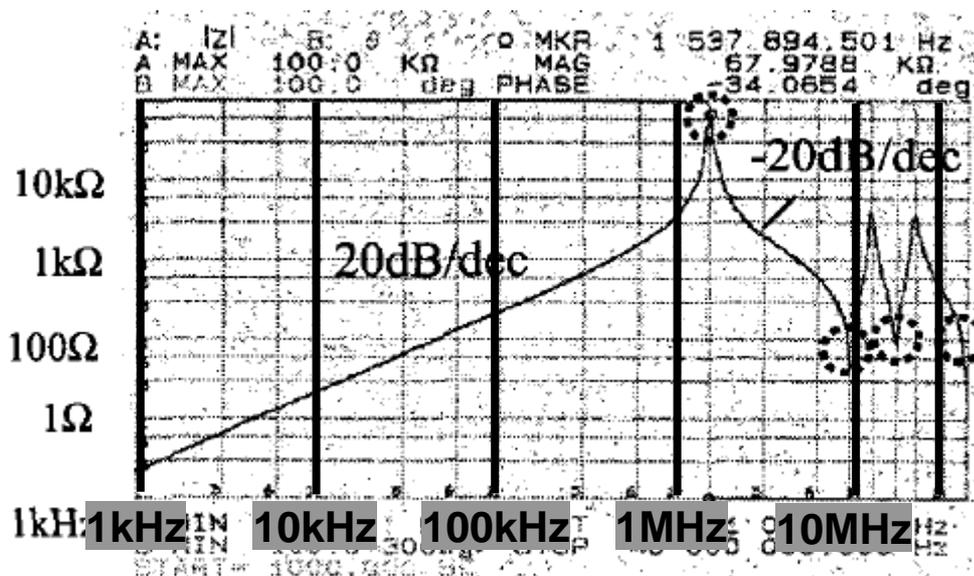
A figura 2-5-(a) mostra um exemplo da curva de impedância de um indutor projetado para um conversor PFC como utilizado na referência [33]. Observa-se que o comportamento indutivo ocorre aproximadamente até 1,5MHz, quando o mesmo passa a se comportar como um capacitor. A partir desse ponto a impedância passa por sucessivos pontos de picos e vales, sendo que os vales constituem pontos de baixa impedância e que facilitam a transmissão do ruído da comutação para os terminais de entrada. Próximo de 10MHz aparece um primeiro vale, onde a

impedância é mínima (menos de  $100\Omega$ ), e pouco antes de 30MHz, até onde a norma restringe, vê-se ainda outro vale.

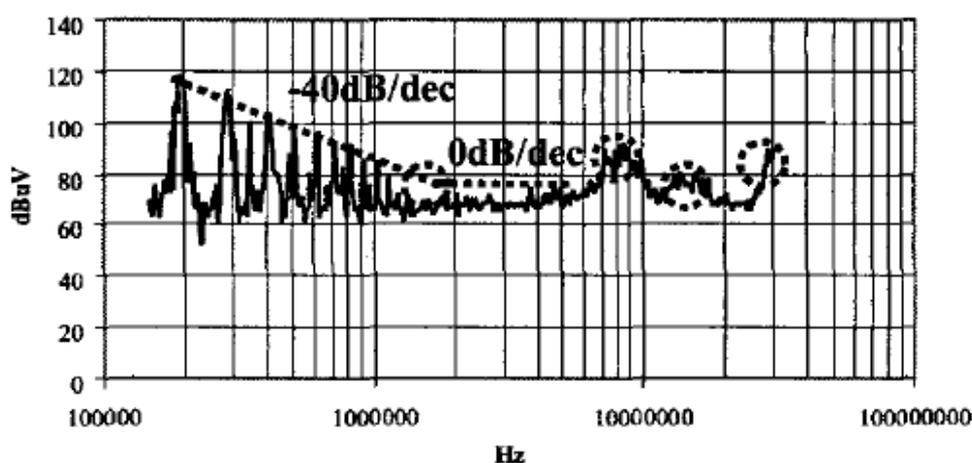
Como se observa na figura 2-4, uma das extremidades do indutor está diretamente conectada ao nó que sofre a maior variação de tensão no conversor boost. Essa alta variação de tensão, que ocorre nos instantes da comutação, é transmitida para os condutores de entrada na forma de impulsos de corrente através dos parasitas capacitivos do indutor, mais especificamente nas freqüências dos vales, mostrados na figura 2-5-(a). Como resultado, tem-se que o espectro do ruído de modo diferencial fica amplificado nas freqüências dos vales, o que é mostrado na figura 2-5-(b), onde as áreas circuladas representam os pontos onde ocorreram os vales.

Como já comentado, ruídos de alta freqüência e alta amplitude são os mais difíceis de se bloquear, uma vez que os filtros de EMI utilizados também não são ideais, ou seja, possuem seus próprios parasitas. Esses parasitas nos elementos do filtro geram zeros na sua função de transferência e diminuem a sua capacidade de atenuação dos sinais de alta freqüência. Na prática, um filtro supostamente do tipo passa baixas, pode se tornar em um rejeita faixa, devido a presença dos zeros provenientes do efeito dos parasitas dos componentes do filtro.

Por outro lado, os harmônicos de baixa freqüência, ou seja, aqueles provenientes da ondulação de corrente que existe no indutor, apesar de poderem apresentar altas amplitudes, são facilmente bloqueados diminuindo-se a freqüência de corte do filtro. Obviamente, diminuir a freqüência de corte do filtro também pode significar aumentar o seu volume. Esses harmônicos podem ser vistos na figura 2-5-(b), onde também se observa a característica decrescente dos mesmos com o aumento da freqüência, a partir da freqüência de comutação, a qual cria o primeiro pico (200kHz).



(a) Curva de Impedância do Indutor Boost



(b) Ruído Conduzido de modo Diferencial com a utilização do indutor que tem a curva de impedância mostrada em (a)

Figura 2-5. Curva da impedância do conversor boost e sua influência no ruído de modo diferencial [33]

### 2.2.2. Controle da Emissão do Ruído Eletromagnético Conduzido

O controle da emissão de ruído conduzido se faz necessário sempre que o mesmo for superior ao limite recomendado pela norma, na faixa de frequência especificada pela mesma. No conversor PFC esse sempre é o caso. Há basicamente dois métodos de se diminuir o ruído que atinge os terminais de alimentação da fonte. Primeiro, um método corretivo, o qual faz o bloqueio do ruído existente através de filtragem. E segundo, um método preventivo, o qual procura atacar os pontos onde o ruído é gerado ou transmitido para os condutores de entrada, para diminuir a sua influência e a necessidade de filtragem. Na maior parte

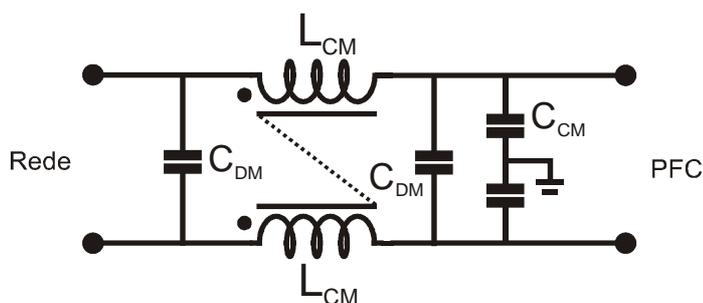
dos casos, ambos os métodos precisam ser utilizados concomitantemente, pois nem sempre é possível um nível de minimização suficiente, através do método preventivo, para se descartar o filtro. Entretanto, a utilização do método preventivo é essencial para o aumento da densidade de potência do conversor, uma vez que ele pode contribuir significativamente para reduzir a atenuação necessária na etapa da filtragem. Essa atitude diminui o volume de filtros e conseqüentemente os custos.

Relativo ao método corretivo, a figura 2-6-(a) representa a topologia de filtro mais utilizada para o controle da EMI conduzida, por ser compacta e eficiente, normalmente chamada de filtro PI balanceado. É compacta, pois utiliza apenas um núcleo magnético, e eficiente, pois tem ação em ambos os tipos de ruído, ou seja, ele atua tanto no de modo diferencial como no de modo comum, como explicado a seguir. Os indutores são acoplados em um único núcleo com a finalidade de apresentar uma baixa impedância ao ruído diferencial, mas uma alta impedância ao de modo comum, devido à polaridade do acoplamento. Correntes em sentidos opostos nas bobinas, como por exemplo, entrando no ponto na bobina superior e saindo no ponto na bobina inferior, causam fluxos em sentidos opostos no material magnético. Conseqüentemente uma bobina anula a outra e a impedância resultante é idealmente nula quando as correntes tiverem a mesma magnitude e as bobinas o mesmo número de espiras. Quando ambas as correntes entram ou saem dos pontos simultaneamente, os fluxos se somarão e as bobinas apresentarão uma alta impedância indutiva, justamente o que acontece com as correntes de modo comum.

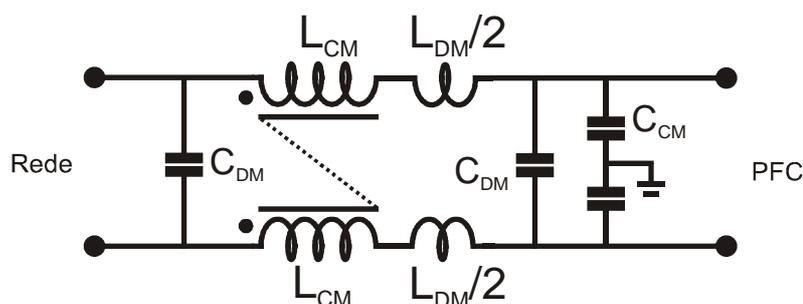
Essa análise deixa clara a presença da impedância indutiva para o EMI de modo comum, entretanto, idealmente não há indutância no caminho do EMI de modo diferencial. Nesse caso, o que ocorre na realidade, é que a indutância de dispersão das bobinas, que em muitos casos é maléfica, aqui é utilizada para a filtragem do ruído diferencial. Então para termos uma visão qualitativa verdadeira do filtro é preciso enxergá-lo como na figura 2-6-(b).

Outro aspecto positivo dessa topologia é que o acoplamento dos indutores  $L_{CM}$  permite uma alta amplitude de corrente de modo diferencial, mesmo com a utilização de um pequeno núcleo magnético, porque os fluxos têm sinais opostos em cada bobina, e isso evita a saturação do núcleo magnético. Precisa-se considerar que toda a corrente de entrada (incluindo aquela em 50 ou 60Hz) do conversor circulará por esses indutores, e que a mesma é naturalmente de modo diferencial. A corrente de entrada pode atingir cerca de 17A de pico em conversores de 1kW e

entrada universal, ou seja, um valor bem superior às correntes de modo comum que são geradas nas comutações, que figuram cerca de meio volt apenas. Se o acoplamento não fosse utilizado, cada indutor precisaria comportar os 17A sem atingir a saturação, o que certamente exigiria um núcleo magnético muito maior do que aquele necessário para suportar apenas as correntes de modo comum.



(a) Estrutura do filtro PI balanceado

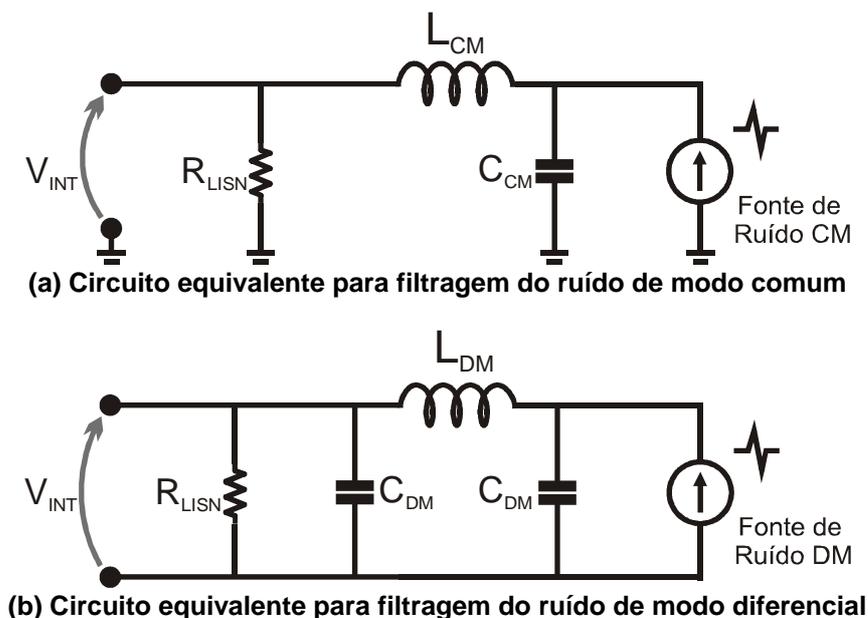


(b) As indutâncias de dispersão do acoplamento dos indutores  $L_{CM}$  são utilizadas para filtrar o ruído diferencial ( $L_{DM}$ )

Figura 2-6. Estrutura do Filtro PI Balanceado que atua em ambos tipos de ruído conduzido

A figura 2-7 contém os circuitos equivalentes do filtro PI balanceado segundo o tipo de ruído conduzido. Em (a) tem-se o circuito equivalente para a filtragem do ruído de modo comum, onde se observa a presença de apenas um capacitor e um indutor. A fonte de ruído é representada com uma fonte de corrente, pois é dessa forma que o mesmo é transmitido. O resistor ( $R_{LISN}$ ) representa a impedância que o ruído experimentará na LISN (Line Impedance Stabilizing Network). Esse aspecto será mais bem discutido no tópico 2.4, onde será escolhido um modelo para a predição do valor de quase-pico do ruído conduzido. Então, uma rápida análise na figura 2-7-(a) permite a dedução de que o filtro em questão é 40dB/dec, uma vez que a fonte de corrente aplicada ao capacitor  $C_{CM}$  proporciona 20dB/dec de atenuação, e a tensão do capacitor aplicada ao circuito RL os outros 20dB/dec.

Já na figura 2-7-(b), no caso da atenuação do ruído de modo diferencial, após o indutor existe ainda outro capacitor, o que aumenta a ordem do filtro, e faz com que o mesmo atenua a uma taxa de 60dB/dec. Esse fato não torna o filtro de modo diferencial necessariamente melhor, uma vez que o valor da indutância  $L_{CM}$  tende a ser muito maior do que o da indutância  $L_{DM}$ , tipicamente esses valores ficam nas faixas de 5mH e 50uH, respectivamente [32].



**Figura 2-7. Circuitos equivalentes para o filtro PI balanceado segundo o tipo de ruído**

Quanto ao método preventivo de redução do EMI, ou seja, atacar as fontes de ruído ao invés de apenas bloqueá-lo com filtragem, o primeiro passo é o conhecimento da localização das fontes e dos caminhos que o ruído percorre.

No tópico 2.2.1 foram abordados os principais pontos de geração e transmissão de ruído conduzido do conversor PFC aqui adotado. Viu-se que com respeito ao ruído diferencial, o indutor boost tem papel decisivo. Ele influencia a parte de baixa frequência da norma (150kHz – 5MHz) através da amplitude da ondulação de corrente que é definida na etapa de projeto, através do valor da indutância escolhido. E também influencia na parte de alta frequência da norma (5MHz – 30MHz) através da sua curva de impedância, que pode ser prejudicial devido a presença de parasitas capacitivos no mesmo.

No primeiro caso, na faixa de frequência de 150kHz a 5MHz, a redução do ruído gerado só é atingida se a indutância do indutor boost for aumentada para diminuir a amplitude da ondulação de corrente (considerando a mesma frequência de comutação). Como essa atitude também influencia diretamente no volume final

do indutor, pois afeta no número de espiras, na corrente de saturação e nas perdas do núcleo e do cobre, o valor da indutância escolhido deve representar um bom compromisso entre o volume final do indutor e o ruído diferencial gerado. Esse é justamente o caso que será estudado com mais detalhes nesse trabalho, onde modelos para ambas as influências serão adotados para a estimativa de pontos de operação que otimizem o volume final do indutor.

No segundo caso, na faixa de frequência de 5MHz a 30MHz, o desafio é a minimização dos parasitas capacitivos do indutor boost, os quais estão ligados a forma como o indutor é confeccionado e aos materiais utilizados. Assim, a literatura aborda algumas medidas a serem tomadas no intuito de reduzir estas capacitâncias parasitas. Uma técnica muito utilizada consiste em enrolar os indutores com uma única camada de fio, tanto o do filtro quanto o do conversor boost, pois isso elimina a capacitância que se estabelece entre as camadas [33], que é uma das mais expressivas. Além de essa técnica contribuir para a diminuição da capacitância parasita, ela também contribui para uma significativa amenização do efeito proximidade, o qual aumenta a resistência AC do cobre, por diminuir a área útil do condutor para os harmônicos de mais alta frequência [2]. A escolha do material magnético também tem certa influência na capacitância parasita, pois cada um pode apresentar características elétricas e dielétricas diferentes. Como a primeira camada de espiras fica muito próxima do material magnético, o mesmo pode afetar a capacitância entre espiras consecutivas [33], e conseqüentemente na capacitância parasita total. É necessário observar, entretanto, que o melhor material magnético para a diminuição da capacitância parasita pode não ser o melhor material segundo outros aspectos importantes, como perdas por exemplo. A referência [33] mostra que o uso de um núcleo do tipo Iron Powder eleva a frequência dos vales (figura 2-5), na curva de impedância, em relação à utilização de um núcleo Powder do tipo Kool M $\mu$ . Elevar a frequência dos vales é benéfico do ponto de vista de filtragem porque diminui a incidência de frequências de baixa reatância dentro da faixa da norma. Entretanto, a utilização de um núcleo Iron Powder no lugar do Kool Mu só será justificada se a frequência de comutação e a ondulação de corrente forem muito baixas, pois suas perdas são muito maiores do que as do kool M $\mu$ , como mostrado no capítulo 4.

A utilização de indutores com bobinas de camada única também afeta o volume final do indutor, pois impõem uma restrição no número máximo de espiras.

Essa restrição exigirá maior volume de material magnético para que se atinja a mesma indutância, mas por outro lado, diminui o volume de cobre. Como resultado, o volume do indutor passa a ter uma relação diferente com a frequência de comutação e ondulação de corrente, o que pode deslocar os pontos de volume mínimo, e fazer com que eles se dêem em frequências e níveis de ondulação de corrente diferentes do caso multi-camadas. Com a adoção dos modelos corretos, o algoritmo desenvolvido nesse trabalho é capaz de estimar a combinação mais vantajosa para o par: frequência de comutação e ondulação de corrente, em relação a volume de magnéticos, quando um layout adequado, do ponto de vista do ruído diferencial, esteja sendo usado. Como a utilização de um enrolamento de camada única é o primeiro passo e também o mais importante para isso, ele será adotado nesta análise.

Um aspecto importante de se destacar nesse ponto da análise é que o ruído de baixa frequência (150kHz – 5MHz) é consideravelmente mais fácil de se estimar, por não depender de parasitas, mas apenas da forma de onda da corrente de entrada. Além disso, o projeto do filtro de EMI também é feito segundo a amplitude do ruído nessa faixa de frequência, o que é melhor explicado no próximo tópico.

Dando continuidade à análise, falta ainda discutir a respeito dos procedimentos para reduzir o ruído conduzido de modo comum. Neste caso, como visto na figura 2-3, a idéia é reduzir os parasitas capacitivos que se estabelecem entre o nó central da célula de comutação do conversor boost, que é conectado ao dreno (ou coletor) da chave principal, e o chassi. Essa capacitância dependerá da área da trilha do circuito impresso usada no respectivo nó, da área do dissipador e da distância desses elementos até o terminal de aterramento, que muitas vezes está em contato com o gabinete que abriga o conversor. O dissipador é normalmente fixado (não necessariamente com contato elétrico) no próprio terminal de dreno (no caso do MOSFET), ou seja, justamente ao ponto de maior  $dv/dt$ , e não há como evitar isso. Isso acontece porque a parte traseira das chaves semicondutoras sempre é conectada ao terminal do dreno para melhor drenar o calor da junção para o dissipador. Existem algumas medidas que podem trazer benefícios [32]: a) Utilizar um isolante elétrico entre a chave e o dissipador, como uma lâmina de mica. Isso ajuda a diminuir a capacitância total, pois produz um caminho com duas capacitâncias em série, uma da chave até o dissipador, e outra do dissipador até o chassi. Portanto, existe uma capacitância a mais no caminho comparado com um

caso sem a isolação, o que diminui a capacitância resultante. b) Quando utilizada a isolação, conectar o dissipador ao terminal source (ou emissor no caso de um IGBT). Essa atitude faz com que o dissipador atue como uma blindagem desviando a corrente para o source. Entretanto, essa opção tem a desvantagem de aumentar as perdas capacitivas da chave principal, e além disso, poderia exigir que o terminal do source sempre fosse conectado no condutor neutro, por questões de segurança (choque elétrico no dissipador). c) Ao desenvolver o layout da placa, tentar deixar o dissipador o mais afastado possível das paredes da caixa, ou seja, do chassi, se este for metálico.

Além desses pontos, ainda existe uma outra opção que é muito utilizada, e que pode contribuir com a minimização de ambos os tipos de ruídos conduzidos. Trata-se da alteração da velocidade da comutação, que pode ser controlada facilmente através da resistência de gate, ou seja, da resistência que define a corrente máxima com a qual o terminal de controle do MOSFET será carregado. Pode-se diminuir a taxa de variação de tensão ( $dv/dt$ ) durante as comutações através do aumento da resistência de gate e, como resultado, se diminui a amplitude do ruído de alta frequência gerado [32]. Isso significa menor produção de ruído e menos influência dos parasitas existentes na transmissão do mesmo. Todavia, essa atitude pode elevar significativamente as perdas de comutação, e conseqüentemente, culminar em uma degradação da eficiência do conversor. Portanto, recomenda-se a utilização dessa técnica somente após a utilização das técnicas comentadas anteriormente, que envolvem o dissipador, uma vez que, com isso, pode-se evitar uma degradação da eficiência do conversor.

### **2.3. Volume do Filtro de EMI versus Frequência de Comutação e Ondulação de Corrente**

Como já comentado no capítulo 1, a frequência de comutação e a máxima ondulação de corrente permitida são variáveis decisivas no volume final do indutor boost. Entretanto, é necessário que a combinação utilizada para minimizar o indutor boost não prejudique em demasia o volume do filtro de EMI, uma vez que a diminuição no volume do indutor boost pode ser anulada pelo aumento do volume do filtro de EMI.

Neste tópico são abordadas, separadamente, as influências da frequência de comutação e da ondulação de corrente no volume final do filtro de EMI, o que pode ser estimado pela frequência de corte máxima exigida no filtro de EMI para adequação à norma.

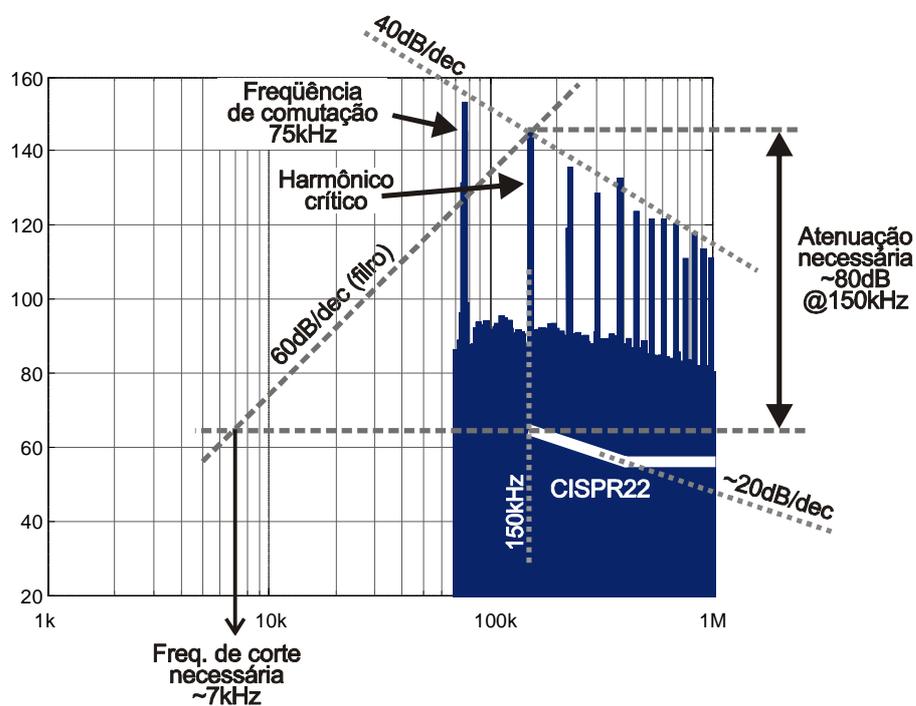
### **2.3.1. Frequência de Comutação versus EMI Diferencial**

Como já citado, a norma CISPR 22 considera prejudicial somente o ruído conduzido que pertencer à faixa de frequência que vai de 150kHz a 30MHz (figura 2-1-(a)). Devido ao fato de haver limite apenas acima de 150kHz, a frequência de comutação utilizada passa a influenciar drasticamente nas necessidades de filtragem, principalmente se a mesma for menor que 150kHz [17, 28]. Para exemplificar essa influência utiliza-se as figura 2-8-(a) e (b), as quais contêm o espectro do ruído diferencial, desde a frequência de comutação até 1MHz, e são resultante de uma simulação do conversor PFC à 1kW, com a tensão de entrada à  $90V_{rms}$ , nas frequências de comutação de 75kHz e ondulação de corrente de 55%, em (a), e, 70kHz e 55%, em (b). A simulação considera a utilização de um núcleo do tipo powder, mais especificamente o KoolM $\mu$ <sup>®</sup> (da MAGNETICS), e foi realizada com algoritmo desenvolvido nesse trabalho, o qual está detalhadamente explicado no capítulo 5.

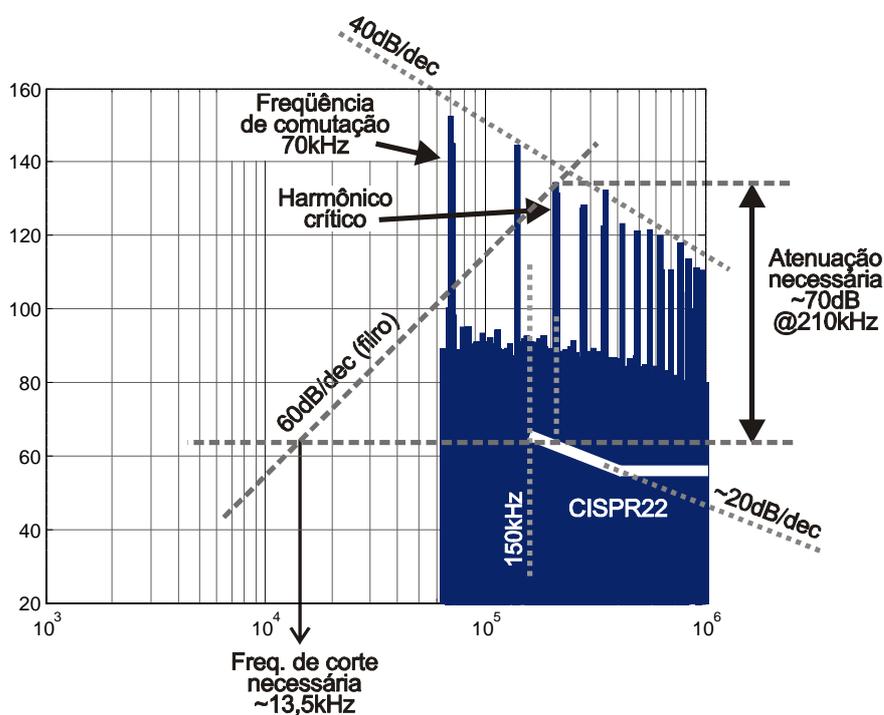
Dessas figuras pode-se extrair vários aspectos importantes relativos ao ruído de modo diferencial na topologia de conversor PFC aqui adotada. O ruído mostrado na figura 2-8 é apenas o resultado da transformada discreta de Fourier, enquanto que o limite da norma CISPR 22 está em valor de quase-pico. Essa diferença na forma de medida não invalida a análise aqui feita devido ao fato de que as duas formas de medida apresentam certa proporcionalidade, como se observa na figura 2-19.

Primeiramente, observa-se que a taxa de decrescimento do ruído de baixa frequência se dá à aproximadamente 40dB/dec [28], enquanto que a taxa de decrescimento da linha limite da norma, de 150kHz até 500kHz, se dá a aproximadamente 20dB/dec. Esse fato aliado ao fato de que o filtro de modo diferencial (PI balanceado) atenua a uma taxa de 60dB/dec (3<sup>a</sup> ordem) [34], nos permite a dedução de que, na maioria dos casos, o primeiro harmônico que for superior a 150kHz constitui o pior caso [35]. Em outras palavras, o primeiro harmônico que entra na faixa da norma deverá constituir a frequência de pior caso,

ou seja, onde a necessidade de atenuação é máxima para atingir conformidade com a norma.



(a) @ 75kHz



(b) @ 70kHz

**Figura 2-8. Influência da frequência de comutação na frequência de corte máxima do filtro de EMI**

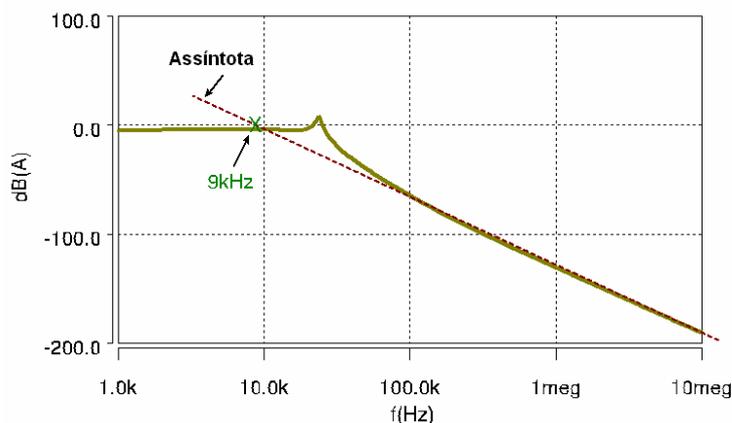
Para melhor compreensão do que foi dito, cabe ressaltar que os ruídos mostrados na figura 2-8 são medidos sem a presença do filtro de EMI, e que

portanto, quando o filtro estiver presente, a taxa de decrescimento de 40dB/dec que o ruído tipicamente apresenta, passará a ser de 100dB/dec quando medido após o filtro.

A consequência mais importante desse fato é que ele pode ser utilizado para o dimensionamento do filtro de EMI [36]. Quando o filtro de EMI é projetado para atender o primeiro harmônico acima de 150kHz, o qual passará a ser chamado de “harmônico crítico”, pode-se entender que todos os outros harmônicos de frequências superiores estarão automaticamente atendendo ao limite da norma. Obviamente, nessa análise não estão sendo considerados os efeitos dos parasitas capacitivos do indutor boost, o qual pode aumentar a amplitude do ruído na faixa de alta frequência da norma (5MHz a 30MHz), como comentado no item 2.2.2.

Depois dessa análise, pode-se facilmente compreender que a escolha da frequência de comutação terá grande influência no volume final do filtro de EMI. Para se estimar a diferença no volume do filtro de uma frequência para outra, um parâmetro adequado que pode ser utilizado é a frequência de corte máxima que o filtro deve ter para se atender a norma. A frequência de corte que aqui se considera é onde ocorre o cruzamento por zero do prolongamento da assíntota da curva de atenuação do filtro, como mostrado na figura 2-9.

Verifica-se que as simulações feitas nas figuras 2-8-(a) e (b) diferem apenas de 5kHz, mas essa pequena diferença é suficiente para causar uma grande mudança na frequência de corte máxima do filtro. Para se estimar a frequência de corte máxima, basta que se trace uma reta invertida com a inclinação do filtro (60dB/dec), desde o pico do harmônico crítico até o limite da norma, o qual é marcada por outra reta. A frequência de corte necessária é retirada do ponto onde ocorre o cruzamento das retas. Observa-se que à 75kHz, em (a), a frequência de corte máxima fica em torno de 7kHz, enquanto que à 70kHz, em (b), fica em 13,5kHz. Essa grande variação na frequência de corte, devido a apenas uma diferença de 5kHz na frequência de comutação, acontece devido ao fato de que ocorre uma mudança na ordem do harmônico crítico.



**Figura 2-9. Frequência de corte do filtro PI segundo sua curva típica de atenuação (modo diferencial)**

Quando a comutação está à 75kHz, o segundo harmônico cai exatamente no início da faixa da norma, ou seja, à 150kHz, o que não acontece quando à uma comutação de 70kHz. De acordo com a idéia exposta anteriormente, o primeiro harmônico igual ou superior a 150kHz quase sempre representará o pior caso, e portanto o mesmo deve ser tomado como referência para o cálculo da frequência de corte do filtro de EMI. Essa descontinuidade faz com que a frequência de corte máxima do filtro caia quase 50% devido a um aumento quase insignificante na frequência de comutação. E essa queda na frequência de corte pode significar um aumento considerável no volume do filtro de EMI, portanto, é indispensável a consideração desse efeito para a correta escolha da frequência de operação do conversor.

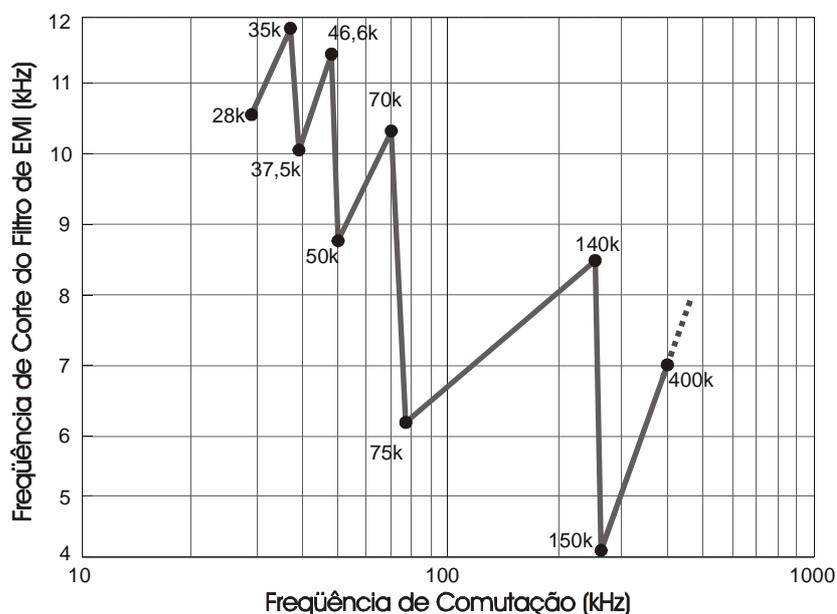
Observa-se que as descontinuidades na frequência de corte aparecerão sempre que a frequência de comutação for um submúltiplo de 150kHz, pois nesses casos haverá harmônicos exatamente na fronteira de 150kHz, onde a norma começa a limitar a amplitude do ruído. Portanto, sempre que a frequência de comutação utilizada for menor que 150kHz, ocorrerão descontinuidades nos pontos dados por:  $(150/n)$ kHz, onde 'n' representa um número inteiro e positivo [35]. Para todos os valores de frequência de comutação maiores que 150kHz não há a incidência dessas descontinuidades, pois o primeiro harmônico já estará pertencendo a banda limitada pela norma, e portanto, este sempre será o harmônico crítico.

A conclusão mais importante que se deduz desta análise é que as frequências de comutação mais vantajosas, do ponto de vista do volume do filtro de

EMI, são aquelas que produzem harmônicos sensivelmente abaixo de 150kHz. Na verdade uma margem segura deve ser utilizada para garantir que o harmônico nunca entre na faixa da norma. Para se estabelecer essa margem, e à luz da norma CISPR 16, é necessário considerar que a medida de quase-pico exige uma banda de 9kHz, centrada no harmônico que se está medindo, ou seja, quando se mede o ruído à 150kHz é considerado todos os harmônicos entre  $(150-4,5)$ kHz e  $(150+4,5)$ kHz. Portanto, deve-se garantir que o harmônico anterior à 150kHz nunca ultrapasse o valor de 145,5kHz. Além disso, quando o controlador do PFC for baseado em um chip analógico, deve-se ter em mente que a frequência de comutação pode sofrer influência de níveis de tensão, temperatura e envelhecimento dos componentes relativos ao oscilador. Portanto, uma margem adicional deve ainda ser estabelecida. Levando em conta esse aspecto pode-se estabelecer a utilização de frequências que são submúltiplos de 140kHz, o que significa uma margem de segurança de 5,5kHz em relação ao limite rígido de 145,5kHz.

A figura 2-10 contém o resultado da simulação das frequências de corte máximas que são necessárias para os principais casos de frequência de comutação. A simulação foi feita nos mesmos moldes daquela mostrada na figura 2-8, com a única diferença que a amplitude do harmônico crítico, neste caso, é calculada segundo o método de quase-pico. Devido a esse fato existe diferenças entre as frequências de corte encontradas em ambas as figuras nos casos de 70 e 75kHz. O valor de quase-pico é estimado de acordo com o método explicado no tópico 2.4. Com o objetivo de visualizar os pontos onde ocorrem as discontinuidades, as simulações foram feitas tanto nas frequências de comutação submúltiplas de 140kHz, quanto nas submúltiplas de 150kHz. Como esperado, observa-se um grande aumento na frequência de corte necessária quando se utiliza um submúltiplo de 140kHz, o que significa uma redução no volume do filtro se comparado aos submúltiplos de 150kHz. É preciso ainda esclarecer que a simulação da figura 2-10 foi realizada a uma ondulação de corrente fixa de 55% para todos os pontos, com o objetivo de mostrar apenas a influência da frequência de comutação no EMI diferencial. Entretanto, na prática não é adequado utilizar um mesmo valor de ondulação de corrente para qualquer frequência de comutação. Na verdade, como já comentado no capítulo 1, cada valor de frequência de comutação estará atrelado a uma amplitude de ondulação de corrente mais adequada, que dependerá das características/tecnologia dos elementos envolvidos no conversor. Somente quando

cada frequência de comutação estiver sendo utilizada com a sua respectiva melhor ondulação de corrente (melhor com relação a: volume de magnéticos, de dissipadores e de filtros de EMI) é que será possível a escolha do par: frequência x ondulação de corrente, que traga mais benefícios.



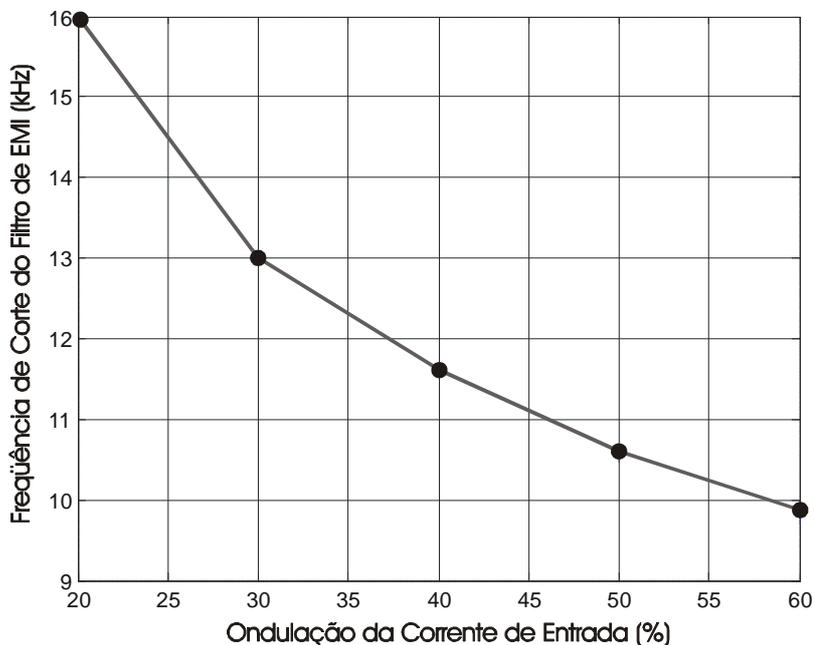
**Figura 2-10. Frequência de corte máxima do filtro de EMI-DM (PI balanceado) para atingir conformidade com a norma CISPR 22 em função da frequência de comutação do conversor PFC**

### 2.3.2. Ondulação da Corrente de Entrada versus EMI Diferencial

A amplitude da ondulação da corrente de entrada afeta diretamente a amplitude dos harmônicos do EMI conduzido, na parte de baixa frequência (150kHz a 5MHz) da norma. A figura 2-11 contém o resultado de uma simulação que evidencia como se dá essa dependência. Essa simulação também é feita nos moldes da realizada anteriormente e mostrada na figura 2-8. Nesse caso, porém, em uma frequência de comutação fixa de 70kHz, portanto, o harmônico crítico está sempre em 210kHz (figura 2-8-(b)). Baseando-se no valor de quase-pico do harmônico crítico, assim como feito para a figura 2-10, pode-se estimar a frequência de corte máxima do filtro de EMI para que o conversor atenda a norma. A figura 2-11 mostra a frequência de corte máxima para 5 valores de ondulação de corrente, desde 20% até 60%.

A ondulação de corrente, causada pela comutação, é expressa como uma porcentagem do pico da corrente de fase (50/60Hz) que será necessária para o

conversor atender à carga nominal [24]. Além disso, a amplitude da ondulação é medida de pico a pico, e no mesmo instante em que ocorre o pico da corrente de fase (conforme a equação (4.9)).



**Figura 2-11. Relação entre a Freq. de corte necessária no filtro de EMI-DM e a ondulação da corrente de entrada, quando  $f_s=70\text{kHz}$**

Apesar de a ondulação de corrente ter impacto direto na amplitude do ruído diferencial, ela praticamente não influencia no ruído de modo comum [17]. Entretanto, um fato importante e que precisa ser considerado é de que todo o conversor comutado (SMPS), na prática, apresentará ruído de modo comum, devido a inevitável presença de parasitas entre o conversor e o seu aterramento (chassi). E, quando a aplicação exigir a conformidade com alguma norma de EMI conduzido, como no caso de sistemas distribuídos de potência (DPS) para telecomunicações, a presença de um filtro de EMI para modo comum é indispensável. Portanto, quando se analisa a amplitude da ondulação da corrente de entrada, a qual afeta apenas o ruído diferencial, não se pode esquecer que, na prática, o filtro de EMI escolhido deverá também ser capaz de atenuar o ruído de modo comum.

O filtro do tipo PI balanceado (figura 2-6), como já discutido no tópico 2.2.2, apresenta vários benefícios para a aplicação aqui tratada, e um deles é o fato de ser capaz de atenuar tanto o ruído de modo comum como o diferencial. Uma particularidade desse filtro é que o mesmo utiliza as indutâncias de dispersão dos indutores  $L_{CM}$ , os quais atenuam apenas o ruído de modo comum, para atenuar o

ruído diferencial (indutâncias  $L_{DM}$ ). Isso significa que as indutâncias do filtro responsáveis por atenuar o ruído diferencial não influenciam no volume do filtro, pois são apenas indutâncias de dispersão, as quais utilizam o ar como núcleo magnético. Por outro lado, a amplitude do ruído de modo comum definirá a indutância necessária nos indutores  $L_{CM}$ , e conseqüentemente o volume do núcleo magnético. Além disso, quando se define  $L_{CM}$ , também fica estabelecida a indutância de dispersão  $L_{DM}$ , segundo o fator de acoplamento, o que significa que a capacidade de atenuação do ruído de modo comum do filtro PI, influencia na capacidade de atenuação do ruído de modo diferencial.

Obviamente os capacitores do filtro também têm influência na capacidade de atenuação, entretanto, estes precisam ser limitados para controlar o fator de potência capacitivo na entrada, medido pelo co-seno do ângulo entre a corrente e tensão quando o conversor estiver com carga mínima [1]. Pode-se estimar o valor máximo da capacitância equivalente de entrada pela equação (2.1), a qual desconsidera a presença das indutâncias de modo diferencial do filtro de EMI ( $L_{DM}$ ), já que na freqüência da rede (50/60Hz) a influência delas é desprezível. Usa-se o pior caso, ou seja, a corrente mínima de entrada, que ocorre à carga mínima e à tensão de entrada máxima. Se considerarmos uma carga mínima de 15% da potência nominal do conversor (1kW), quando o mesmo estiver sendo usado em uma rede de 220V, e limitando o fator de potência capacitivo segundo as recomendações da ANEEL, de 0,92, obtêm-se uma capacitância máxima total de aproximadamente 3,5 $\mu$ F. Assim, a capacitância resultante da associação dos capacitores  $C_{DM}$  e  $C_{CM}$  não deve ultrapassar 3,5 $\mu$ F.

$$C_{\max} = \frac{P_{\min}}{2\pi f \cdot (V_{fase(rms)})^2} \tan(\arccos(FP_{\min})) \quad (2.1)$$

Para economizar em volume de magnéticos, os quais têm maior impacto no volume e no custo total do filtro de EMI, o projetista normalmente optará por utilizar os valores máximos de capacitância.

Assim, para uma análise mais fiel à realidade, não se pode dimensionar os elementos do conversor, para análise de volume de filtro de EMI, que considerem apenas o ruído de modo diferencial, como feito em alguns trabalhos [1, 37]. Isto porque o volume do filtro PI balanceado depende primeiramente do ruído de modo comum e da capacitância máxima de entrada (equação (2.1)). Se acontecer de o

filtro atender às exigências quanto ao ruído CM, mas não atender às do DM, será necessário: 1) Minimizar o ruído DM através de um método preventivo, ou seja, diminuindo a ondulação da corrente de entrada; e/ou 2) Adicionar mais um estágio de filtragem, ou seja, a utilização de dois filtros PI em série. Somente neste caso é que o ruído DM tem impacto significativo no volume do filtro de EMI.

Devido a esse fato, nesse trabalho é dado um enfoque diferente ao estudo da influência da ondulação de corrente no ruído conduzido de modo diferencial. Ao invés de se estimar o volume do filtro baseando-se na ondulação de corrente, se limita a ondulação de corrente para que com apenas um estágio de filtragem (filtro PI) o conversor seja capaz de atender a norma quanto ao ruído de modo diferencial. Para isso, se adota a curva de atenuação (DM) típica de um filtro PI balanceado, projetado para a aplicação em questão.

A figura 2-9 apresenta a curva de atenuação de um filtro PI típico para aplicação em questão, o qual foi utilizado na referência [32]. O filtro foi projetado para atender ao ruído de modo comum medido no conversor depois de implementado. Depois de os indutores  $L_{CM}$  serem implementados foram medidas as indutâncias de dispersão, que ficaram em torno de  $70\mu\text{F}$  cada uma ( $L_{DM}/2$ ). O autor então utilizou os capacitores ( $C_{DM}$ ) com os valores de  $1\mu\text{F}$  e de  $1,5\mu\text{F}$ . O resultado relativo à capacidade de bloqueio do ruído DM é o que se vê na figura 2-9, feito através de uma simulação do filtro descrito conectado à LISN, onde a frequência de corte ficou em torno de 9kHz.

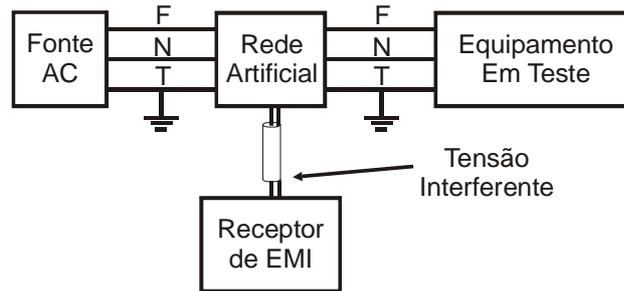
#### **2.4. Modelagem e medida do valor de Quase-Pico**

A figura 2-12-(a) contém o esquema básico da forma como é feita a medida da emissão de ruído conduzido para a verificação de conformidade com a norma CISPR 22. As características da rede artificial, do receptor de EMI, das ligações, das condições para realização do teste e também da disposição física de todos os elementos do ensaio estão discriminadas na norma CISPR 16. Na figura 2-12-(b) mostra-se os componentes do receptor de EMI. Cada bloco também é especificado segundo o tipo de medida e a faixa de frequência de interesse segundo a especificação da norma. O tipo de medida mais utilizado é baseado no o detector de quase-pico, o qual foi desenvolvido com o propósito de melhor representar a interferência que um determinado ruído pode causar em receptores de RF. Foi observado que, aumentando-se as constantes de tempo do detector de pico,

conseguia-se uma melhor correlação entre a leitura do receptor de EMI e a intensidade dos distúrbios na transmissão de sinais de radio que eram percebidos pelo ouvido humano [38]. Portanto, as especificações do detector de quase-pico são baseadas na sensibilidade do ouvido humano. Além do receptor de quase-pico, também existem o de pico, valor médio e valor eficaz.

Nesse tópico é descrito, de forma sucinta, um método para se estimar a medida de um receptor de EMI com detector de quase-pico. A ferramenta foi desenvolvida em [39-41] com o propósito de ajudar no desenvolvimento de protótipos que necessitem adequação à normas de EMI conduzido, sendo uma alternativa de baixo custo. Todos os detalhes a respeito do modelo estão descritos em [40] e aqui são abordados os principais aspectos com o objetivo de sustentar a utilização do mesmo nos algoritmos desenvolvidos para a minimização de magnéticos no PFC.

O método consiste em executar matematicamente as etapas dos blocos da rede artificial e do receptor de EMI (figura 2-12). A fonte dos dados para a realização da medida pode ser tanto um conversor real quanto uma simulação, pois a mesma parte da forma de onda da corrente de entrada do conversor. Se uma simulação puder representar de forma suficientemente precisa o comportamento do conversor na faixa de frequência de interesse, a ferramenta pode ser usada para otimização na fase de projeto, evitando a necessidade da implementação do conversor para realização do teste. Nesse sentido, essa ferramenta é utilizada neste trabalho para se constatar a influência da frequência de comutação e da ondulação de corrente do conversor no ruído de modo diferencial.



(a) Conexões da Rede Artificial e do Receptor de EMI para o ensaio



(b) Diagrama de blocos do Receptor de EMI

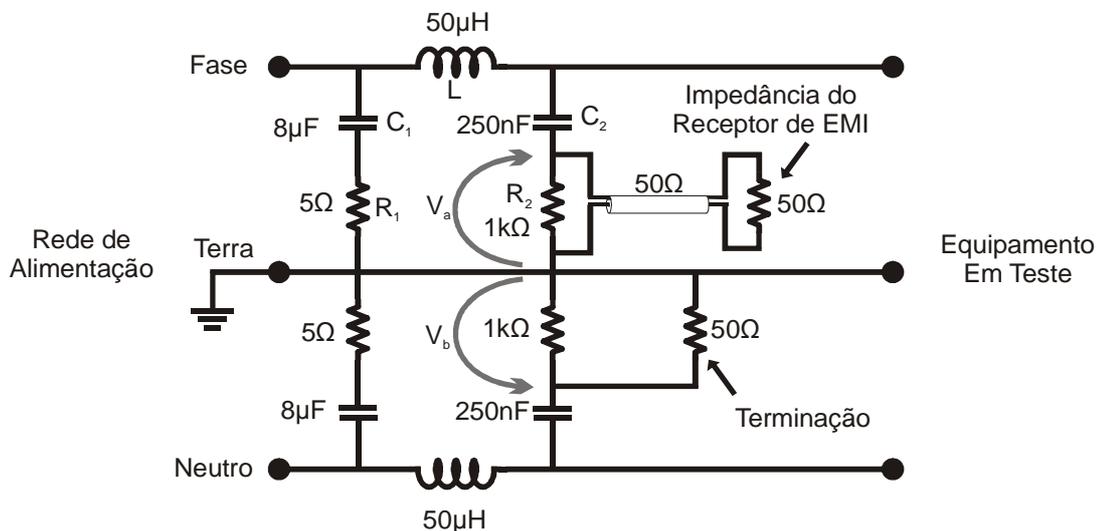
Figura 2-12. Esquema básico para o ensaio de EMI conduzido

Assim, a rede artificial e todos os blocos do receptor de EMI (figura 2-12-(b)), precisam ser modelados separadamente de forma a representar o caso real. A rede artificial (LISN) recomendada pela norma está sendo mostrada na figura 2-13. Esse circuito tem o objetivo de padronizar a impedância da rede de alimentação AC, que influencia diretamente no ruído transmitido. Assim a LISN é dimensionada para desviar as correntes de alta frequência que se originam no conversor em teste para o resistor  $R_2$ , enquanto também deve evitar que algum ruído proveniente da rede de alimentação atinja esse resistor. A tensão em  $R_2$  é, na verdade, a que será medida pelo receptor de EMI, o qual tem uma impedância interna de  $50\Omega$ . A rede artificial é simétrica em relação ao terminal de terra, assim, a medida da tensão em  $R_2$ , chamada de tensão interferente ( $U_{int}$ ), engloba tanto o ruído de modo diferencial quanto o de modo comum. É possível se fazer a separação desses sinais através da medida simultânea da tensão no resistor  $R_2$  superior ( $V_a$ ) e no  $R_2$  inferior ( $V_b$ ) [17]. A média desses sinais corresponde ao ruído de modo comum, equação (2.2), e a meia parte da subtração dos mesmos corresponde ao ruído de modo diferencial, equação (2.3).

$$U_{int\_CM} = \frac{V_a + V_b}{2} \quad (2.2)$$

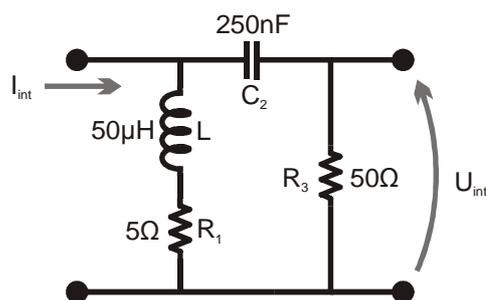
$$U_{int\_DM} = \frac{V_a - V_b}{2} \quad (2.3)$$

Quando não for utilizada a medida de uma das resistências  $R_2$ , a mesma deve ser acompanhada de um resistor de terminação de  $50\Omega$  para manter a impedância recomendada.



**Figura 2-13. Rede Artificial (LISN) recomendada pela CISPR 16**

No caso em questão, a ferramenta de emulação do valor de quase-pico é utilizada para estimar apenas o ruído de modo diferencial. Portanto, pelos fatos mencionados, basta que se meça a tensão interferente em apenas um dos resistores, pois a simulação não produzirá ruído de modo comum. Além disso, ainda pode-se fazer algumas simplificações para facilitar as rotinas que simulam a rede artificial. A figura 2-14 mostra a simplificação adotada para o caso deste trabalho.



**Figura 2-14. Simplificação da Rede Artificial para estimativa do ruído diferencial**

Observa-se que apenas o capacitor  $C_1$  foi substituído por um curto circuito por apresentar uma impedância na ordem de 300 vezes menor que a do indutor de  $50\mu\text{H}$  a partir de  $150\text{kHz}$ , onde a norma entra em vigor. Na referência [39], onde a ferramenta de simulação foi desenvolvida, o capacitor  $C_2$  também foi desconsiderado. Entretanto, aqui ele foi considerado para tentar aproximar mais o

resultado final, já que à 150kHz ele representa quase 10% da impedância de  $R_2$ . A equação (2.4), que é a função de transferência da rede artificial simplificada (figura 2-14), que é utilizada para passar o espectro da corrente de entrada do PFC para o espectro da tensão interferente, simulando o funcionamento da rede artificial.

$$\frac{U_{int}}{I_{int}} = \frac{R_2 \cdot (R_1 + j\omega L)}{(R_1 + R_2) + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \quad (2.4)$$

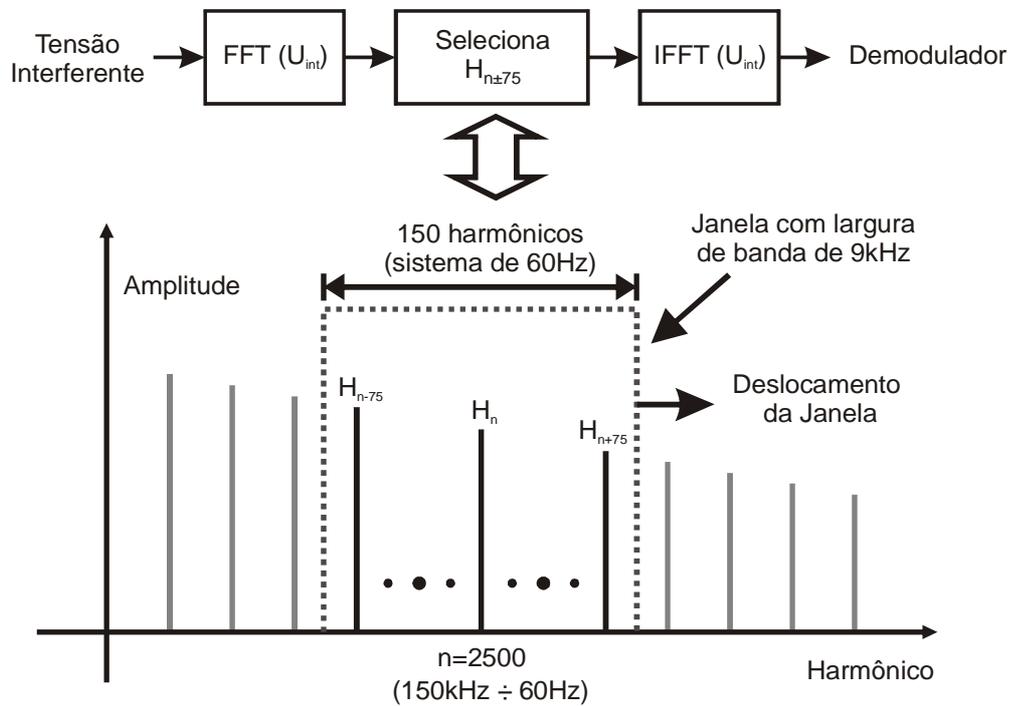
Depois de definida a forma pra obtenção da tensão interferente deve-se aplicá-la ao filtro de entrada do receptor de EMI. As características deste filtro são definidas pela norma conforme a faixa de freqüências onde o ruído é medido. A tabela 2-1 contém as especificações definidas na norma CISPR 16 para o caso da utilização do detector de quase-pico. Quando se medir o ruído limitado pela norma CISPR 22, que está limitado à classe B na tabela 2-1, a largura de banda do filtro de entrada do receptor de EMI deve ser de 9kHz.

**Tabela 2-1. Especificações para o detector de quase-pico pela norma CISPR 16**

Classe	A	B	C	D
Faixa de Freqüência	9kHz-150kHz	0,15-30MHz	30-300MHz	0,3-1GHz
Largura de Banda do Filtro de Entrada	220Hz	9kHz	120kHz	120kHz
Constante de Carga( $\tau_1$ )	45ms	1ms	1ms	1ms
Constante de Descarga( $\tau_2$ )	500ms	160ms	550ms	550ms
Constante Mecânica( $\tau_m$ )	160ms	160ms	100ms	100ms

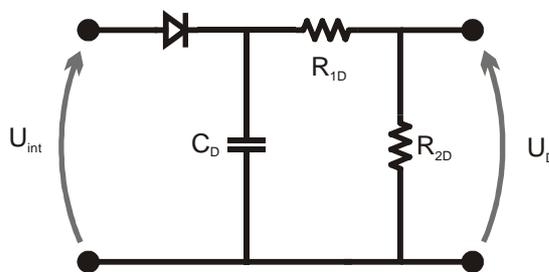
O filtro de entrada do receptor de EMI tem a função de selecionar a freqüência onde a medida de quase-pico deve ser feita. A figura 2-15 representa o funcionamento do módulo que simula o filtro de entrada. Quando se deseja fazer a medida em  $H_n$ , se este estiver entre 150kHz e 30MHz, o filtro de entrada (passa-banda) deve selecionar 4,5kHz acima e abaixo de  $H_n$ . Num sistema de 60Hz, 4,5kHz significa 75 harmônicos. Na figura 2-15 está sendo representada a operação do filtro para se medir o ruído à 150kHz, onde o harmônico de ordem 2500 é o central. No caso real essa tarefa é normalmente realizada com filtros analógicos, entretanto, para a simulação do receptor de EMI, a transformada discreta de Fourier pode ser utilizada. Com ela é possível a passagem da tensão interferente do domínio do tempo para o domínio da freqüência, onde a seleção dos harmônicos de interesse pode ser feita. A transformada inversa de Fourier pode agora recompor o sinal no

tempo depois de selecionados os harmônicos de interesse, o que completa a operação realizada pelo filtro.



**Figura 2-15. Considerações do detector de quase-pico**

A próxima etapa é o demodulador, figura 2-16, o qual tem por objetivo retirar a envoltória do sinal resultante da filtragem. Quando a tensão de entrada for maior do que a do capacitor  $C_D$ , o diodo conduz, e  $C_D$  é carregado com constante de tempo nula, ou seja, é considerado que o sinal  $U_{int}$  provém de uma fonte ideal. Entretanto, quando  $U_{int}$  for menor que a tensão do capacitor, o diodo fica inversamente polarizado, e  $C_D$  se descarregará nos resistores  $R_{1D}$  e  $R_{2D}$  com uma constante de tempo definida em  $\tau_D=1\text{ms}$ .



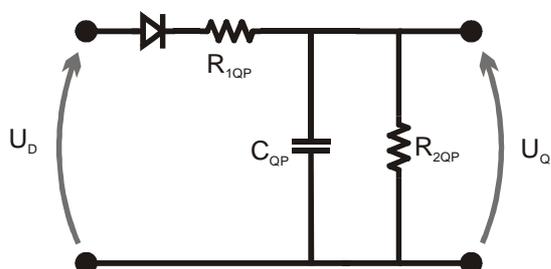
**Figura 2-16. Circuito elétrico do Demodulador do Receptor de EMI**

A tensão que fica em  $R_{2D}$  é então a que será aplicada ao detector de quase-pico, sendo que a atenuação que se estabelece no divisor resistivo é dada pela

equação (2.5), e fica em 71,1% [40]. As constantes de tempo  $\tau_1$  e  $\tau_2$  são aquelas mostradas na tabela 2-1, e que são estabelecidas pela norma para a operação do detector de quase-pico.

$$\frac{R_{2D}}{R_{1D} + R_{2D}} = \frac{1 + \left( \frac{\tau_1}{\tau_2 - \tau_1} \right)}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

O detector de quase-pico, portanto, possui duas constantes de tempo. Uma para a carga ( $\tau_1$ ) e uma para a descarga ( $\tau_2$ ) de  $C_{QP}$ , e a figura 2-17 contém o circuito que representa o mesmo. Novamente a tensão de entrada desse bloco ( $U_D$ ) é considerada vinda de uma fonte ideal, assim, as constantes são definidas apenas pelos valores dos resistores  $R_{1QP}$ ,  $R_{2QP}$  e do capacitor  $C_{QP}$ . Comparando-se o valor recomendado para  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , entende-se o porquê da denominação “quase-pico”, pois a constante de carga é apenas 1ms, enquanto a de descarga fica em 160ms. Isso significa que o tempo de exposição de um determinado ruído pode modificar bastante o resultado caso o mesmo seja repetitivo.



**Figura 2-17. Circuito elétrico do detector de Quase-pico do Receptor de EMI**

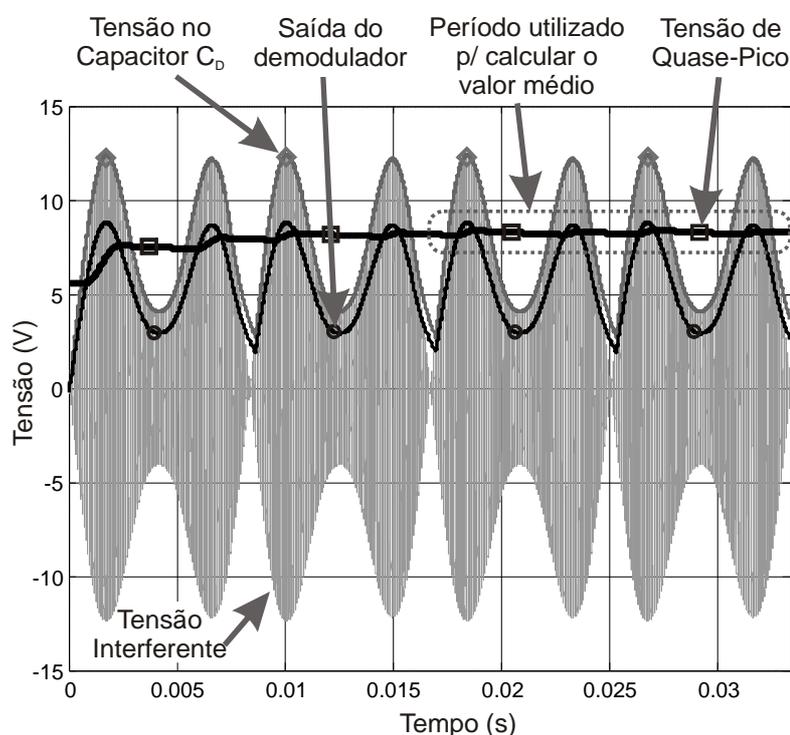
Para se obter o valor de quase-pico, a saída do detector ainda deve passar pelo indicador eletromecânico, o qual, segundo [39], pode ser simulado apenas através do valor médio do sinal  $U_{QP}$ , após a extinção do transitório. A norma recomenda um tempo de acomodação de 2 segundos para se fazer essa medida, entretanto, nem sempre todo esse tempo é necessário, uma vez que o transitório pode se extinguir em períodos menores de tempo se o ruído não se modificar com o tempo.

A figura 2-18 contém o resultado da simulação do modelo que calcula o valor de quase-pico completo. Estão sendo mostradas nessa figura as formas de onda relativas a medida de quase-pico do terceiro harmônico que se obteve no caso da figura 2-8-(b), ou seja, o harmônico crítico, que está em 210kHz

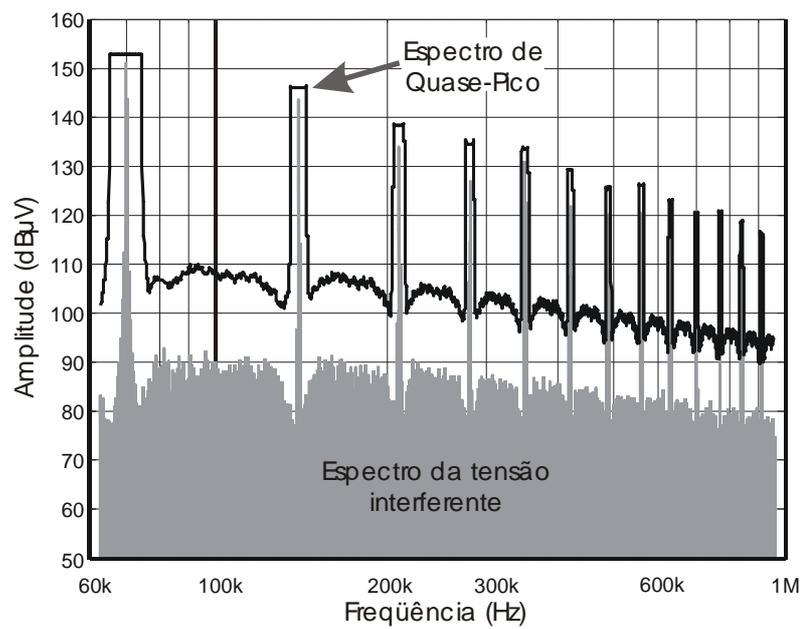
( $n=210\text{kHz}/60\text{Hz}=3500$ ). Nesse caso, a tensão interferente é o resultado da soma dos harmônicos contidos na faixa  $n=3500\pm 75$ .

O valor de quase-pico considerado é o resultado do cálculo do valor médio da tensão de quase-pico ( $U_{QP}$ ), feito na segunda metade da simulação, que considera dois ciclos de 60Hz, quando o transitório está praticamente extinto. O valor inicial de  $U_{QP}$  é tomado como 45% do pico da tensão interferente, o que contribui para uma menor influência do transitório.

Todo esse processo tem a capacidade de calcular o valor de quase pico em apenas um harmônico. Para que se obter o espectro inteiro com o valor de QP é necessário o recálculo para cada harmônico. Isso é feito descolando-se a janela de filtragem, da figura 2-15, para a direita, para adicionar o primeiro harmônico superior e ignorar o inferior. Uma nova tensão interferente é obtida, e conseqüentemente, o novo valor de quase-pico. O resultado dessa análise está na figura 2-19, ou seja, o espectro de quase-pico emulado por software a partir do espectro da corrente de entrada do conversor PFC.



**Figura 2-18. Resultado da simulação do algoritmo que estima o valor de quase-pico**



**Figura 2-19. Resultado do Emulador de Quase-Pico**

# CAPÍTULO 3

---

## MAGNÉTICOS

Esse capítulo começa com uma discussão da importância dos elementos magnéticos no contexto do conversor PFC, seguida de um comparativo das características dos principais modelos, encontrados atualmente no mercado, de núcleos do tipo Powder, os quais apresentam características atrativas para utilização no PFC. Com isso, se define o material específico a ser utilizado e são descritos os modelos utilizados para representar as suas características magnéticas e para a estimativa das perdas no núcleo, no cobre e da elevação de temperatura.

### 3.1. Os Elementos Magnéticos no PFC

Os elementos magnéticos têm um peso significativo nos índices de desempenho de um conversor PFC. Os principais índices de desempenho que se pode destacar são:

- Custo;
- Eficiência;
- Densidade de Potência;
- Confiabilidade;

Em geral, a melhora de qualquer um dos três últimos itens compromete o primeiro. Entretanto, o desafio dos pesquisadores é justamente encontrar o caminho mais apropriado, onde se obtenha a melhor relação custo x benefício. O material magnético, o layout e o projeto do indutor boost implicam diretamente em todos os índices de desempenho. De uma forma geral, um conversor PFC é composto pelos seguintes itens: filtros indutivos (filtro de EMI e indutor boost), filtros capacitivos (capacitor de saída), semicondutores, dissipadores e controle/acionamento. A tabela 3-1 relaciona as partes do conversor com cada índice de desempenho.

Tabela 3-1. Relações entre os índices de desempenho e as partes do conversor

<i><b>Índice de Desempenho</b></i>	<i><b>Alto Peso</b></i>	<i><b>Baixo Peso</b></i>
<b>Custo</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <u>Magnéticos</u></li> <li>• Capacitor de Saída</li> <li>• Semicondutores</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Controle/Acionamento</li> </ul>
<b>Eficiência</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Semicondutores</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <u>Magnéticos</u></li> <li>• Capacitor de Saída</li> <li>• Controle/Acionamento</li> </ul>
<b>Densidade de Potência (volume e peso)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <u>Magnéticos</u></li> <li>• Capacitor de Saída</li> <li>• Dissipadores</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Semicondutores</li> <li>• Controle/Acionamento</li> </ul>
<b>Confiabilidade</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Controle/Acionamento</li> <li>• Semicondutores</li> <li>• <u>Magnéticos</u></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Capacitor de Saída</li> </ul>

Conforme se verifica na tabela 3-1, os elementos magnéticos afetam de forma mais significativa o custo, a densidade de potência e a confiabilidade. A eficiência também é afetada, entretanto, as perdas nos semicondutores costumam ser bem superiores às do núcleo magnético [42]. O custo está ligado ao material utilizado e ao volume necessário. A densidade de potência é afetada pelo fato de que os indutores boost e do filtro de EMI fazem parte dos elementos que mais volume e área ocupam na placa de circuito impresso. Além disso, são os elementos que mais influenciam no peso final do conversor. A confiabilidade é afetada pelos magnéticos devido ao efeito do envelhecimento térmico [43], à estabilidade térmica e à tolerância à falhas.

Alguns tipos de material magnético, como o Iron Powder, podem modificar as suas características com o passar do tempo, normalmente influenciando nas perdas. Esse efeito, caracterizado como “envelhecimento térmico” (thermal aging) precisa ser levado em consideração na hora do projeto para que o conversor não tenha seu funcionamento comprometido devido ao superaquecimento dos indutores. Assim, os núcleos do tipo iron powder devem operar abaixo da sua temperatura limite (currie), dentro de uma boa margem de segurança, para garantir que suas características magnéticas não sejam perdidas. Adicionalmente, é desejável que um indutor haja no sentido de amenizar os efeitos de uma possível falha de operação. Como exemplo, pode-se comparar a operação de um indutor feito com o material do tipo ferrite com a operação de um indutor feito com o material do tipo powder na ocorrência de um curto circuito em que o indutor esteja no caminho. Os materiais do tipo powder

proporcionam indutores com uma característica de saturação suave (“soft saturation”), o que ajuda a segurar uma abrupta elevação da corrente de curto circuito. No caso do ferrite, ao contrário, ao se atingir a corrente de saturação, o indutor em si passa a se comportar como um curto-circuito, contribuindo ainda mais para a elevação da corrente.

Pelo exposto, evidencia-se que a definição dos materiais magnéticos possui uma importância fundamental no contexto do conversor PFC, justificando assim a necessidade de se investigar a possibilidade de atingir maiores níveis de otimização no que diz respeito ao indutor boost.

### **3.2. Indutores aplicados ao PFC CCM**

O primeiro passo para a escolha do material magnético na construção do indutor é o conhecimento das características necessárias para o caso. A definição do material magnético mais adequado é feita baseada em três variáveis: 1) Máxima densidade de fluxo necessária ( $B_{max}$ ); 2) Amplitude da variação de fluxo ( $\Delta B$ ); e 3) Freqüência de operação ( $f_{\Delta B}$ ), na qual ocorre a variação de fluxo. Através dessas variáveis se escolhe a característica mais importante que o caso exige do núcleo, as quais são: perdas no núcleo e capacidade de armazenamento de energia. As perdas do núcleo são dependentes das variáveis 2 e 3, acima mencionadas, através da equação empírica de Steinmetz [2], enquanto a variável 1 está mais ligada à capacidade de armazenamento de energia do material.

Em muitos casos não há necessidade de que o material magnético tenha bom desempenho em ambas as restrições, ou seja, perdas e capacidade de armazenamento de energia. Aplicações como transformadores de conversores Half-Bridge, Full-Bridge e Push-Pull permitem a utilização do primeiro e do quarto quadrante da curva de magnetização, o que caracteriza a existência de uma alta variação de fluxo, mas não exige necessariamente um alto valor de pico para o fluxo. Esse fato somado ao de que esses conversores normalmente utilizam freqüências de comutação elevadas, leva a uma condição onde a minimização das perdas é o aspecto mais importante. Nesses casos, materiais magnéticos como o ferrite são indicados, pois são caracterizados por produzir baixas perdas por histerese e Foucault, entretanto, sua densidade de fluxo máxima fica em torno de 0,35T.

Por outro lado, em conversores como o buck, boost e flyback, quando operam no modo de condução contínua, o indutor precisa suportar um alto nível DC de

corrente, o que mantém a curva de magnetização em apenas um quadrante e aumenta a necessidade de uma alta densidade de fluxo. Além disso, para reduzir o pico de corrente nos semicondutores e com isso minimizar suas perdas, a ondulação de corrente nesses conversores é normalmente feita pequena. Nessa situação, mesmo que a frequência de operação seja elevada, a variação de fluxo é pequena o suficiente para controlar as perdas do núcleo. Portanto, a máxima capacidade de fluxo é o principal requisito nesse caso. Assim, materiais como o Iron Powder são os mais indicados, os quais podem comportar densidades de fluxo de até 1,5T, entretanto, os mesmos produzem perdas significativamente maiores do que aquelas produzidas pelo material ferrite.

O PFC CCM baseado no conversor boost se encaixa melhor nesse segundo caso, pois a componente de corrente que ocorre na frequência da rede pode ser considerada como uma corrente contínua quando comparada com a frequência de comutação, e amplitude típica da ondulação de corrente também é pequena se comparada ao pico de corrente necessário [8]. Entretanto, a busca por maiores densidades de potência faz com que se investigue um aumento da frequência de comutação e da amplitude da ondulação de corrente. Nesse caso, os efeitos das perdas por histerese e Foucault começam a ganhar destaque novamente e o material magnético passa a exigir os dois aspectos ao mesmo tempo, isto é, alta capacidade de fluxo e baixas perdas. Esse fato restringe os tipos de materiais magnéticos aptos para o caso.

Os núcleos do tipo Powder (pó de ligas metálicas) se destacam para esse tipo de aplicação devido à suas atrativas características, como altas densidades de fluxos e baixas perdas. Essa tecnologia consiste na utilização de ligas metálicas que contêm características magnéticas desejáveis (como por exemplo alta capacidade de fluxo) e que são processados para a forma de pó (powder), ou seja, em pequenas partículas. Esse pó é misturado a um material amorfo e inerte magneticamente, mas que são aderente e isolante elétrico, que tem por objetivo isolar eletricamente as partículas da liga metálica entre si, e ao mesmo tempo prender uma a outra. O material é então prensado para adquirir consistência e formato desejado. Uma característica particular dessa tecnologia é que esse material que é misturado ao pó de liga metálica também funciona como um entreferro que se distribui ao longo de todo o núcleo, uma vez que a permeabilidade do mesmo é próxima à do ar. Devido a isso, diz-se que os núcleos powder têm entreferro

distribuído e, não há necessidade de se utilizar um entreferro de ar para o controle da permeabilidade como é feito nos núcleos de ferrite. No caso dos núcleos do tipo powder a permeabilidade fica estabelecida no momento de sua fabricação, segundo a quantidade e a qualidade dos materiais utilizados na mistura, assim como da tecnologia de prensagem utilizada.

Os núcleos de Iron Powder (pó de ferro-silício prensado) são um exemplo dessa tecnologia, os quais mantêm a alta densidade de fluxo de um núcleo de ferro-silício laminado, entretanto, com perdas significativamente menores, principalmente pela redução das perdas de Foucault (eddy current – correntes parasitas) devido à isolamento entre as partículas metálicas que a técnica proporciona. Entretanto, o Iron Powder ainda produz mais perdas do que material ferrite, o que restringe a sua utilização em médias e baixas frequências (tipicamente até 50kHz) [44].

Diferentes ligas e técnicas de compressão produzem materiais magnéticos com diferentes características. Esta é uma área de estudo em expansão, mas atualmente já existem vários fabricantes que disponibilizam no mercado esses materiais magnéticos. Como exemplo, pode-se citar a MICROMETALS [45], a qual é especializada em núcleos de Iron Powder tradicionais, mas também oferece alguns modelos melhorados, tanto no requisito perdas quanto na máxima temperatura de operação. Também se deve mencionar a ARNOLD [46] e a MAGNETICS [47], as quais oferecem ligas alternativas ao Iron Powder que trazem vários benefícios relativos à perdas, temperatura máxima de operação, envelhecimento térmico e dependência das variáveis magnéticas das condições de operação. O tópico 3.3 apresenta um comparativo das principais características dos núcleos powder.

A MAGNETICS, fabricante do núcleo utilizado na análise experimental desse trabalho, divide seus núcleos do tipo Powder em três classes principais, os quais utilizam ligas diferentes e são destinados a aplicações diferentes. A tabela 3-2 apresenta os tipos de núcleo e suas principais características com uma comparação qualitativa.

Tabela 3-2. Comparativo dos núcleos powder fabricado pela Magnetics®.

	<b>MPP (Molypermalloy)</b>	<b>High Flux</b>	<b>Kool M<math>\mu</math>™</b>
<b>Perdas</b>	Baixas	Altas	Médias
<b>Densidade de Fluxo Máxima</b>	0.75 T	1.5 T	1 T
<b>Custo</b>	Alto	Médio	Baixo
<b>Conteúdo de Níquel</b>	80%	50%	0%
<b>Aplicação</b>	Alta Freqüência e Alta Densidade de Fluxo	Baixa Freqüência e Alta Densidade de Fluxo	Freqüências Médias e Alta Densidade de Fluxo
<b>Equivalente ARNOLD</b>	MPP	HI-FLUX	Super-MSS™

O núcleo do tipo kool M $\mu$  tem se difundido mais facilmente devido ao seu custo inferior juntamente com sua alta capacidade de fluxo e baixas perdas. Ele produz mais perdas do que o material MPP, mas consideravelmente menores do que aquelas produzidas em um núcleo de Iron Powder, o que o torna um forte concorrente para aplicações de freqüências médias (aproximadamente até 200kHz), ou seja, a faixa de freqüência mais utilizada nos mais diversos tipos de SMPS (Switched Mode Power Supply). Pode-se perceber que a quantidade do elemento níquel é fator mais importante na definição do custo do material.

O expressão “kool M $\mu$ ” é na verdade uma denominação dada pela Magnetics® a um material mais antigo, conhecido como “Sendust”. O material Sendust surgiu em Sengai, no Japão, por volta de 1936 [48]. O nome Sendust é a junção das palavras *Sendai* e *Dust*. O Sendust é composto com 85% de ferro, 9% de silício e 6% de alumínio. Além das suas características já citadas, esse material tem ainda a particularidade de sofrer mínima deformação física sob a ação de campos magnéticos. O efeito de um material se dilatar ou comprimir devido à presença de indução magnética é chamado de “*magnetostriction*”, e o fato de o Sendust ser imune a tal efeito traz benefícios quando existem harmônicos de corrente que estejam dentro do espectro audível do ser humano, o que previne a emissão de ruído sonoro.

### 3.3. Comparativo de Núcleos Powder

A viabilidade econômica é um dos aspectos mais importantes no desenvolvimento de um produto. O projeto de módulos para fontes de Telecom, de

sistemas distribuídos de potência, não é diferente. É importante que cada componente eletrônico utilizado seja escolhido cuidadosamente com o intuito de manter uma boa relação entre custos e benefícios, principalmente aqueles que têm peso mais significativo no custo total do módulo. Este é o caso do indutor do conversor PFC de entrada destas fontes, uma vez que o mesmo normalmente é uma das partes que mais influencia no volume, peso e custo total do conversor. Portanto, a escolha do material magnético precisa investigar o aspecto do custo.

A tabela 3-3 contém um comparativo resumido que confronta custo, segundo [45, 49], perdas e máxima densidade de fluxo de todos os núcleos do tipo powder comentados. Para se comparar o custo, o material Iron Powder padrão é tomado como referência, enquanto que o comparativo das perdas é feito relativo ao material Sendust, por ser o material utilizado nesse trabalho. O comparativo das perdas é feito através dos ábacos fornecidos pelo fabricante, e o ponto de operação a 100kHz e 1kG (0,1T) foi escolhido por representar uma situação intermediária de ambas as variáveis. Entretanto, é necessário considerar que outros pontos de operação podem modificar sensivelmente as perdas relativas reportadas. Além disso, somente os modelos de permeabilidade inicial que pertencem a faixa de  $55\mu_0$  a  $125\mu_0$  foram considerados para montar a tabela.

**Tabela 3-3. Comparativo de núcleos powder [45, 49].**

<b>Material</b>	<b>Custo Relativo</b>	<b>Perdas (@100kHz,1kG)</b>	<b>Envelhecimento Térmico</b>	<b>Densidade de Fluxo</b>
<b>Iron Powder (Padrão)</b>	1,0	5,5	Sim	1,5T
<b>Iron Powder (baixas perdas)</b>	1,2 – 4,0	3,3 – 4,0	Sim	1T – 1,5T
<b>Iron Powder (alta temperatura e baixas perdas)</b>	3,0 – 10,0	1,0 – 3,5	Não	1T – 1,5T
<b>Sendust</b>	3,0 – 5,0	1,0	Não	1,0T
<b>High Flux</b>	7,0 – 10,0	1,14 – 1,25	Não	1,5T
<b>Molypermalloy</b>	8,0 – 10,0	0,38 – 0,5	Não	0,75T

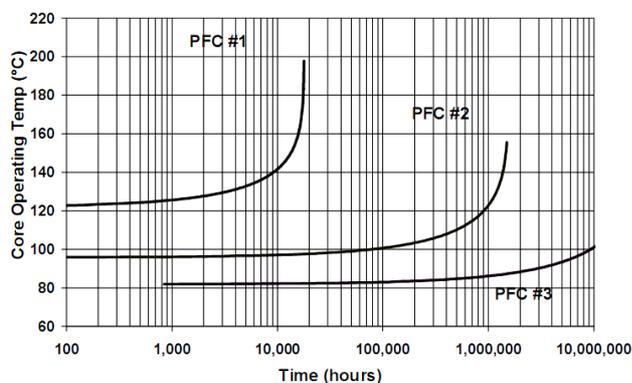
Como se observa, quando o requisito perdas não for prioridade, o Iron Powder padrão é a opção natural devido ao seu baixo custo e alta densidade de fluxo. Algumas ligas alternativas, entretanto, podem ser utilizadas se a necessidade de redução de perdas não for muito alta. Essas ligas, mesmo sendo do tipo Iron Powder, têm preço diferenciado e por esse motivo são mostradas separadamente na tabela 3-3. A primeira melhoria diz respeito apenas à uma sensível redução nas

perdas, enquanto em outra, não apenas as perdas, mas também a temperatura máxima de operação pode ser maior, que passa de cerca de 100°C para 200°C, além de não sofrer a ação do envelhecimento térmico [43]. O envelhecimento térmico (Thermal Aging) é um efeito que existe apenas nos núcleos Iron Powder tradicionais, no qual uma alteração permanente na curva das perdas do material é verificada se o mesmo operar em altas temperaturas por períodos prolongados. Este efeito produz um aumento nas perdas causadas pelas correntes de Foucault do material, o que resulta em um aumento gradual na temperatura de regime do indutor com o passar do tempo. O aumento da temperatura, por sua vez, acentua ainda mais o efeito do envelhecimento térmico, e como resultado o material está sempre sendo conduzido à sua própria destruição.

A MICROMETALS desenvolveu um método para estimar o tempo de vida dos seus núcleos Iron Powder, o qual baseia-se na temperatura de regime de pior caso e nas características físicas e geométricas do material. Um software que é disponibilizado no site da MICROMETALS, o qual se presta para auxiliar em projetos de vários tipos de conversores, também é capaz de estimar o tempo de vida do núcleo projetado para o caso. O resultado da estimativa é visto através de uma curva que relaciona a temperatura de operação de regime do núcleo em função do tempo, como mostrado na figura 3-1. Nessa figura, a qual foi retirada de uma documentação técnica do fabricante [43], se observa três curvas, provenientes de três projetos diferentes de núcleo para um conversor PFC de 600W. O núcleo utilizado nos dois primeiros casos é o mesmo (liga “-52” na nomenclatura da MICROMETALS), apenas o número de espiras utilizado é diferente, sendo maior no PFC#2, o que tem impacto no valor da indutância, afetando a amplitude da ondulação de corrente e, conseqüentemente, as perdas. Na curva PFC#3 a liga “-2” é utilizada, a qual produz menores perdas, mas tem maior custo (2.7 vezes maior que o Iron Powder padrão) e, ao contrário da -52 que tem permeabilidade inicial de  $75\mu_0$ , a liga -2 tem apenas  $10\mu_0$ .

No caso da curva #1, observa-se um tempo de vida máximo de cerca de 10 mil horas (pouco mais de 1 ano), pois acima disso a temperatura de operação do núcleo passa a subir mais rapidamente e entre 10 e 20 mil horas a inutilização do núcleo é eminente. Na curva #2 o mesmo acontece apenas acima de 1 milhão de horas (114 anos), enquanto na curva #3 até 10 milhões de horas de operação são esperados. Como se pode perceber, a temperatura inicial, isto é, das primeiras horas

de operação, tem influência direta no tempo de vida, e valores de temperatura na faixa de 100°C representam o limite para que o tempo de vida dos núcleos Iron Powder não fique seriamente prejudicado.



**Figura 3-1. Expectativa de vida de núcleos Iron Powder**

Os materiais Sendust, MPP, High Flux e também as ligas para altas temperaturas (até 200°C) de Iron Powder não sofrem com o efeito do envelhecimento térmico. Entretanto, o Iron Powder de alta temperatura custa tanto quanto, ou mais que o Sendust, enquanto que as perdas no melhor caso são similares.

Apesar de a densidade de fluxo e as perdas serem as principais características avaliadas nos núcleos, existem ainda outras características que também são importantes, principalmente no caso dos materiais do tipo powder. O conjunto completo de curvas que deve ser analisada é:

- Curva de Magnetização (BxH);
- Perdas versus frequência e fluxo AC;
- Permeabilidade versus temperatura;
- Permeabilidade versus polarização DC;
- Permeabilidade versus fluxo AC;
- Permeabilidade versus frequência;

Para exemplificar, esse conjunto de curvas é mostrado abaixo para os dois materiais mais atrativos para o caso do PFC. Um deles é o Iron Powder com a liga -52, que tem como benefícios perdas inferiores ao Iron Powder padrão (cerca de 3.2 na tabela relativa à perda do Sendust, tabela 3-3, enquanto o padrão fica em 5.5), mas principalmente o baixo custo, pois apresenta um custo relativo de 1.4. O outro é o Sendust, representado pelo Kool M $\mu$ <sup>TM</sup> da Magnetics<sup>®</sup>, o qual tem custo maior

mas apresenta ganhos significativos, principalmente no requisito perdas. Nas figuras 3-2 à 3-7, todas as curvas citadas são mostradas para ambos os tipos de núcleos.

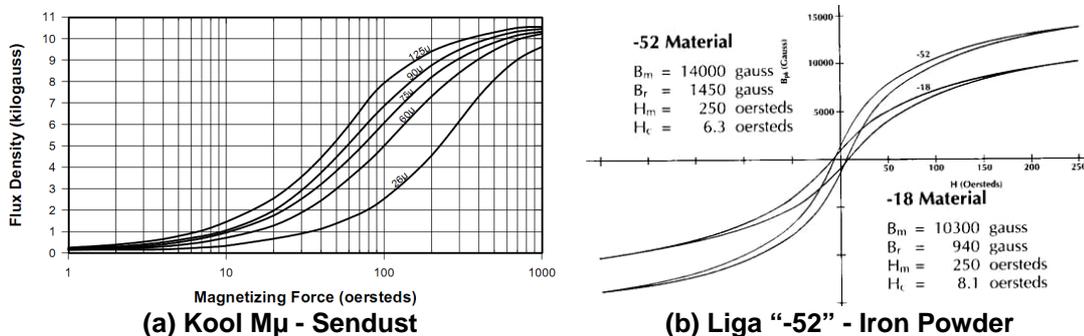


Figura 3-2. Curva de Magnetização

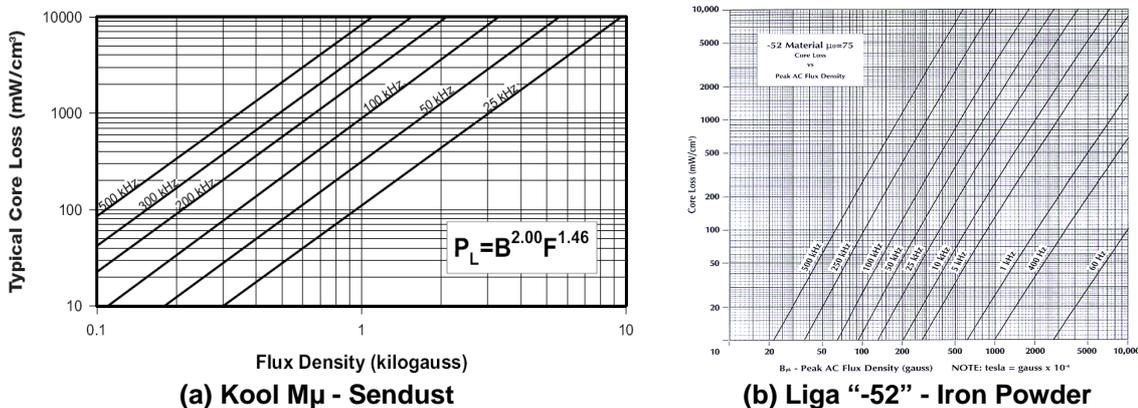


Figura 3-3. Perdas em função da frequência e da densidade de fluxo AC

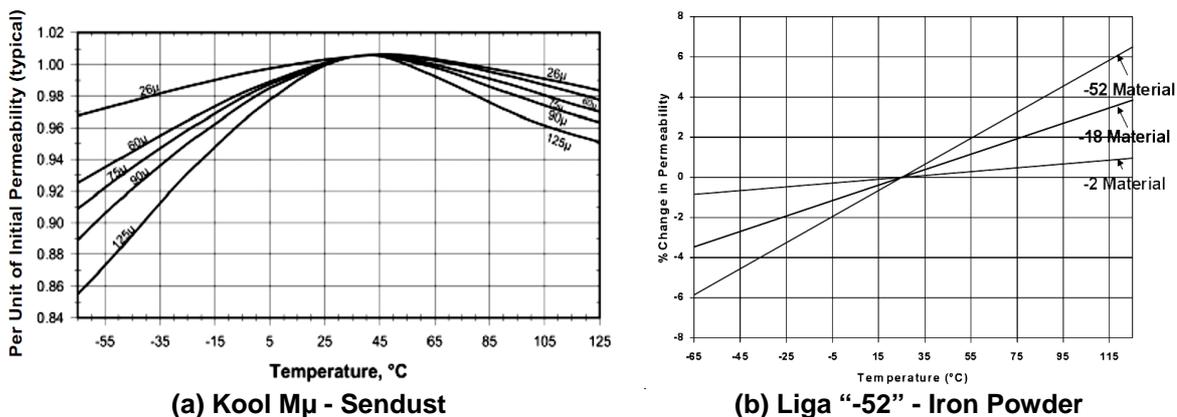


Figura 3-4. Permeabilidade Inicial em função da temperatura

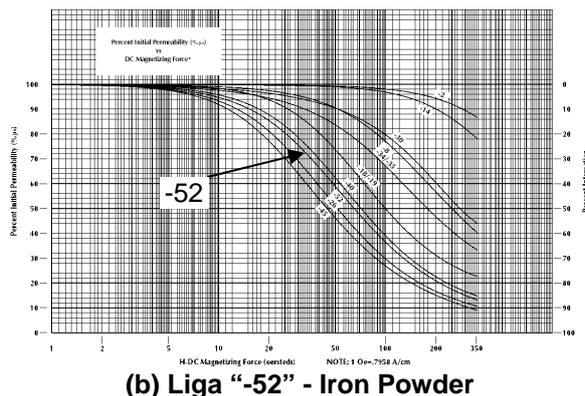
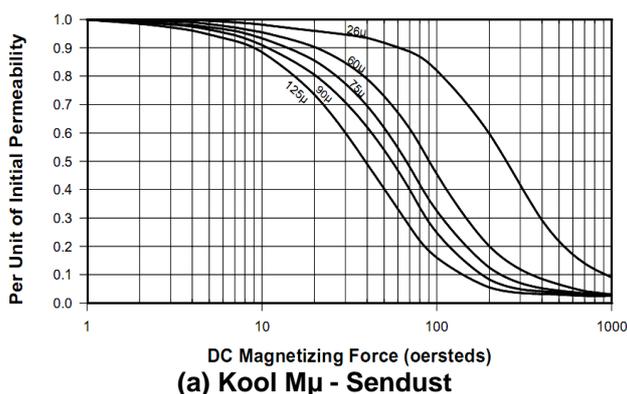


Figura 3-5. Permeabilidade em função da polarização DC do núcleo

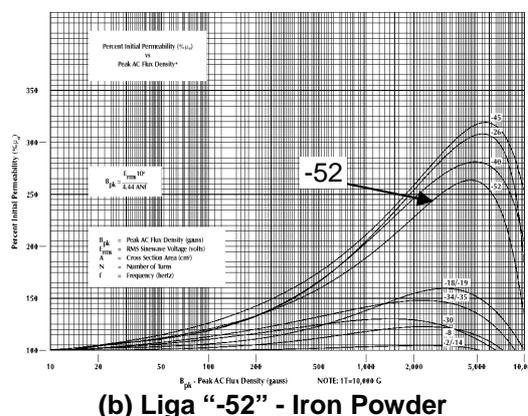
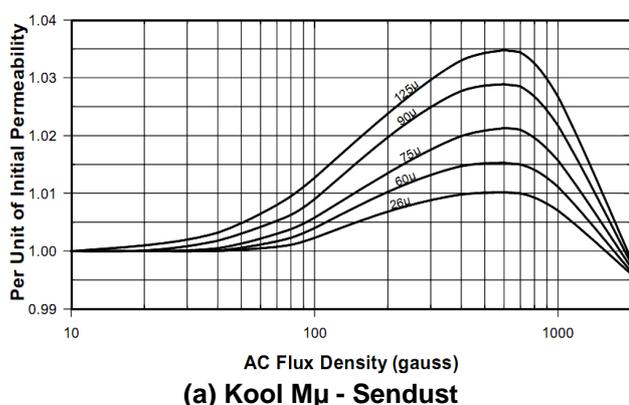


Figura 3-6. Permeabilidade em função da densidade de fluxo AC

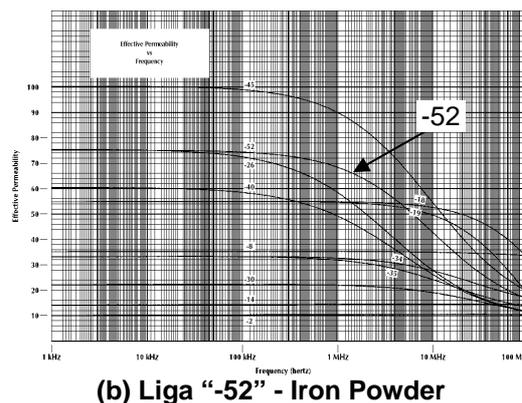
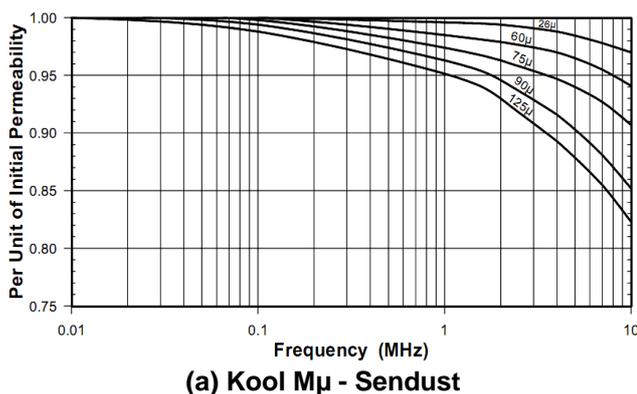


Figura 3-7. Permeabilidade em função da frequência

Na figura 3-2 é evidenciado o motivo para se chamar os núcleos powder de materiais de saturação suave (soft saturation materials), uma vez que o aumento na indução magnética não causa um aumento proporcional na densidade de fluxo. Isso significa que o material não satura em algum ponto específico de fluxo magnético, mas sim lentamente, até a curva se tornar praticamente horizontal, quando a

permeabilidade atinge valores próximos de zero e pode-se considerar que o núcleo está saturado. Essa característica provém do fato de esses materiais empregarem um entreferro distribuído, e não concentrado em um único ponto, como aqueles presentes em núcleos de ferrite para se ter controle da permeabilidade efetiva.

Comparando todas as curvas, observam-se diferenças entre os materiais em quase todos os casos. Na curva das perdas é constatado o que já foi comentado, onde a significativa redução de perdas do Sendust fica evidenciada, enquanto na curva da permeabilidade em função da temperatura constata-se que, ao contrário do Iron Powder, o Sendust não tem uma relação linear. Os desvios ficam em torno de 5 a 15%, sendo os maiores no material Sendust para temperaturas negativas. Entretanto, para temperaturas acima da ambiente, as quais têm maior significância na maioria dos casos, o Sendust de permeabilidade inicial  $75\mu_0$  apresenta um desvio menor do que o material -52, que também é de  $75\mu_0$ , com a única diferença de que o coeficiente térmico é negativo.

Na variação da permeabilidade em função da excitação AC o Sendust apresenta vantagens, pois enquanto o material -52 aumenta até 250% no pior caso, o Sendust de  $75\mu_0$  não chega a 2,5% de aumento. No próximo tópico, onde se aborda a modelagem matemática das características do núcleo, é mais bem esclarecida a interpretação das curvas que relacionam a permeabilidade com a polarização AC e DC. Por fim, na curva da permeabilidade em função da frequência, o Sendust novamente apresenta benefícios. Basta que se verifique que a 1MHz a permeabilidade do núcleo -52 cai para menos de 70%, enquanto o Sendust sustenta cerca de 96% da permeabilidade inicial para a mesma frequência.

Nesse ponto, portanto, cabe justificar os motivos para a escolha do núcleo do tipo Sendust para a utilização na análise proposta neste trabalho. Como observado, seu custo pode ser de 3 a 5 vezes superior ao Iron Powder padrão, mas com a significativa vantagem de produzir apenas cerca de 18% das perdas se comparadas às produzidas pelos núcleos do tipo iron powder padrão. Em casos onde se deseja reduzir o volume de magnéticos, através da elevação da frequência de comutação ou da ondulação de corrente, as perdas do material têm peso significativo e, portanto, o Sendust tende a produzir uma melhor relação custo/benefício. As ligas de Iron Powder que produzem menores perdas também são uma alternativa, todavia, nos casos em que as perdas ficam mais próximas, em magnitude, daquelas produzidas pelo material Sendust, o custo aumenta e, em alguns casos até supera o

custo do próprio Sendust. Além disso, o Sendust mostra-se melhor em vários outros aspectos como comentado acima nas curvas que relacionam a dependência da permeabilidade com a polarização AC, com a frequência e a temperatura.

### 3.4. Modelagem

Existem pelo menos quatro aspectos que precisam ser modelados, com respeito ao indutor boost, para que o algoritmo que foi desenvolvido possa estimar o volume mínimo de material magnético segundo um determinado ponto de operação. Cada um deles é explicado e modelado matematicamente nos próximos itens.

#### 3.4.1. Variação da Permeabilidade

Como se observou no conjunto de curvas mostrado acima, figura 3-2 à 3-7, a permeabilidade efetiva do núcleo é afetada por várias outras variáveis. Entretanto, no caso do material Sendust, a curva que apresenta maior variação é a que relaciona a dependência da permeabilidade para com a polarização DC, a qual se encontra na figura 3-5. Essa dependência é tão significativa que é típico nos indutores baseados em núcleos powder uma redução em mais de 50% na sua indutância durante sua operação, dependendo apenas do nível da polarização DC a qual o núcleo encontra-se submetido. Trata-se por polarização DC o nível de indução magnética que se aplica ao núcleo. O termo DC é utilizado para fazer referência ao nível DC que normalmente está presente em indutores de conversores comutados como o buck e boost que operam no modo de condução contínua, assim a ondulação de corrente sobreposta à corrente DC experimentará uma indutância média que pode ser estimada pela curva da permeabilidade percentual mostrada na figura 3-5.

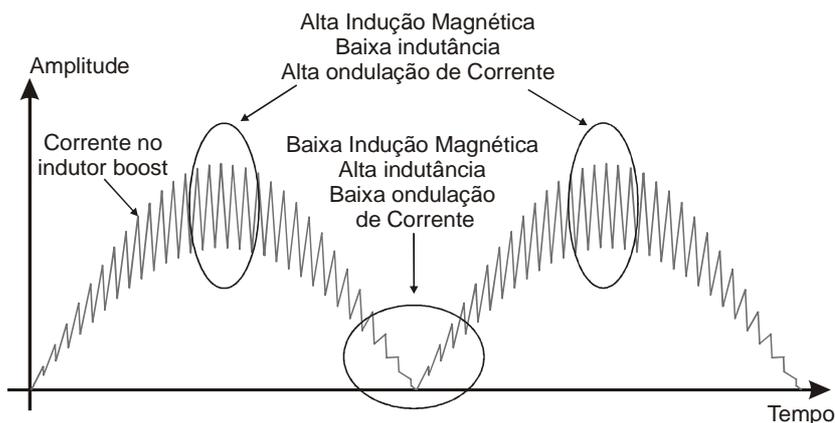
O decréscimo da permeabilidade do núcleo Powder ocorre devido à sua característica de saturação suave. Lembrando que a permeabilidade do material é dada pela relação mostrada na equação (3.1), basta que se aplique essa relação à curva de magnetização do material, figura 3-2, para que se obtenha a curva da permeabilidade efetiva ( $\mu_{ef}$ ) versus indução ( $H$ ), a qual na figura 3-5 é mostrada como um percentual da permeabilidade inicial, ou seja, aquela que ocorre quando a indução for próxima de zero.

$$\mu_{ef} = \frac{dB}{dH} \quad (3.1)$$

Tomando a curva de permeabilidade inicial igual a  $60\mu_0$ , na figura 3-5-(a), verifica-se que à 90 Oersteds, a permeabilidade cai para 50% da inicial. Esse mesmo valor de indução produz uma densidade de fluxo pouco menor que 5 kGauss, conforme a curva de magnetização da figura 3-2-(a). Isso significa que mesmo o material não atingindo 50% de sua capacidade de fluxo máxima (10kG, ou 1T), a indutância já sofre uma queda de 50%. Portanto, é preciso ter ciência de que para se poder usufruir da alta densidade de fluxo que os núcleos powder oferecem é necessário se tolerar a alta variação da indutância, que é inevitável.

Analisando esse aspecto no contexto do conversor PFC abordado nesse trabalho, observa-se que a variação da indutância causará modificações consideráveis na forma de onda da corrente de entrada. No conversor PFC-CCM a corrente do indutor varia desde zero até o pico da corrente de fase de entrada a cada meio ciclo da tensão de entrada (50/60Hz). A corrente de fase, na entrada do PFC, funciona como o nível DC comentado anteriormente, pois ocorre em uma frequência muito inferior à de comutação. O fato de a corrente de fase variar desde zero até seu valor de pico faz com que a indutância, do indutor baseado em um núcleo powder, também varie em toda a sua faixa possível.

Essa variação de indutância tem efeitos em aspectos importantes do conversor PFC. A magnitude da indutância define a amplitude da ondulação de corrente de alta frequência na corrente de entrada. Assim a distribuição da amplitude da ondulação de corrente será diferente na corrente de entrada quando um núcleo Powder estiver sendo utilizado. Próximo das passagens por zero da corrente de entrada a indutância será máxima e conseqüentemente o efeito será a diminuição da ondulação de corrente. No pico da corrente de entrada, entretanto, a indutância será mínima e, portanto, a ondulação de corrente será aumentada. A figura 3-8 exemplifica esse fato. A consideração desse efeito é necessária na modelagem do núcleo devido ao fato de que a modificação na distribuição temporal da amplitude da ondulação de corrente afeta tanto as perdas do núcleo quando o ruído diferencial gerado. As perdas do núcleo dependem da amplitude da variação de fluxo, que está ligada a amplitude da ondulação de corrente. E o ruído diferencial tem influência no tamanho do filtro de EMI que precisa ser utilizado para adequar o conversor à norma.



**Figura 3-8. Efeito da saturação suave dos núcleos Powder na ondulação da corrente de entrada do PFC-CCM**

No caso do material Sendust a modelagem da dependência da permeabilidade com a polarização DC é suficiente para se estimar o comportamento real da corrente no indutor com razoável precisão. Isto porque a sua variação na permeabilidade com a amplitude do fluxo AC é praticamente desprezível (figura 3-6-(a)), entretanto, o mesmo não é válido no caso do Iron Powder (figura 3-6-(b)), onde a variação da permeabilidade atinge níveis bem mais elevados. A curva da figura 3-6 é levantada aplicando-se ao núcleo bobinado uma tensão senoidal de baixa frequência (50/60Hz) somada a outra senóide de alta frequência (10kHz), mas de baixa amplitude (a nível de sinal). Ao se variar a amplitude da componente de baixa frequência, percebe-se que a componente de alta frequência experimenta valores diferentes de indutância para níveis idênticos de corrente instantânea, isto é, para o mesmo valor de indução ( $H$ ).

Esse ensaio demonstra que a curva da figura 3-5 (permeabilidade versus indução DC) não é capaz de, sozinha, representar tudo o que acontece na prática com o núcleo. Devido a esse fato, a curva da permeabilidade versus fluxo AC também é levantada pelo fabricante e fornecida ao projetista. A influencia do fluxo AC é tão elevada no caso do Iron Powder que a permeabilidade chega a aumentar mais de 250% quando um fluxo AC de pico próximo de 5kG estiver sendo aplicado no núcleo. Ressalta-se que 5kG significa somente a terça parte da capacidade máxima do Iron Powder (15kG), e além disso, não se pode esquecer que o efeito da redução da permeabilidade segundo a indução DC também estará atuando. Portanto, a permeabilidade de um determinado instante de tempo, no caso do Iron Powder, é dependente de um complexo conjunto de variáveis, o que também torna mais difícil a sua modelagem.

Entretanto, como o núcleo utilizado na abordagem desse trabalho foi o Sendust, o qual praticamente não sofre influência da amplitude do fluxo AC no valor da sua permeabilidade, tal dependência pode ser desprezada sem que se perca muito em termos de precisão na estimativa das variáveis de interesse.

A modelagem desse efeito consiste em atualizar o valor da indutância do indutor boost durante todo o ciclo da corrente de fase de entrada do conversor. Na verdade, essa correção pode ser realizada a cada novo ponto simulado. Essa questão está discutida com mais detalhes no capítulo 4, onde é apresentado o algoritmo que simula a operação do conversor boost atuando como um PFC. Aqui ainda pode-se mostrar a equação utilizada para o cálculo da indutância segundo a indução instantânea. Como essa relação é dada pela curva da figura 3-5-(a), a qual define a queda da permeabilidade, utilizou-se um ajuste de curvas, através do software matemático Matlab<sup>®</sup> para se escolher a função e os coeficientes que melhor representam a dependência. A função gaussiana, equação (3.2), foi a que produziu melhores resultados. Os coeficientes de “a” até “g” são ajustados para as curvas de 26, 60, 75 e 90 $\mu_0$ , e o resultado está exposto na figura 3-9 e no APÊNDICE B.

$$\mu_{\%}(H) = a \cdot \exp\left(-\left(\frac{H(t)-b}{c}\right)^2\right) + d \cdot \exp\left(-\left(\frac{H(t)-e}{g}\right)^2\right) \quad (3.2)$$

Conhecendo-se a corrente instantânea que circula pelo indutor, o número de espiras e as características físicas e magnéticas do núcleo utilizado, pode-se estimar a indução instantânea, equação (3.3), e posteriormente o fator de redução da permeabilidade, equação (3.2), para então se calcular a indutância no respectivo ponto, equação (3.4).

$$H(t) = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\pi \cdot N \cdot i(t)}{l_e} \quad [Oe] \quad (3.3)$$

$$L(t) = \mu_{\%}(H) \cdot \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{l_e} \quad [Henries] \quad (3.4)$$

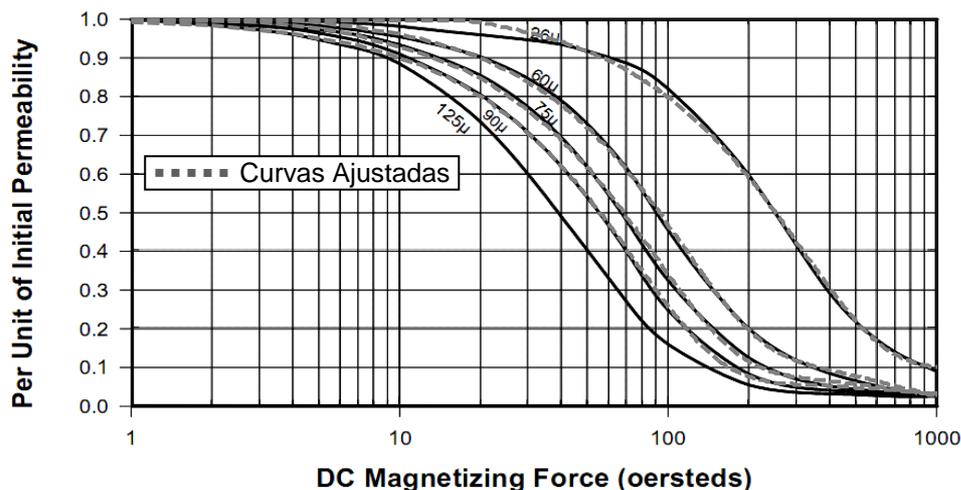


Figura 3-9. Ajuste de curva da curva de permeabilidade em função da indução DC do núcleo Kool M $\mu$

### 3.4.2. Perdas no Núcleo

A maneira tradicional de se estimar as perdas no núcleo magnético consiste em fazer uma leitura, nos ábacos fornecidos pelo fabricante, da potência perdida por unidade de volume de material, segundo o ponto de operação que é definido pela amplitude de variação de fluxo e pela frequência. Os ábacos fornecidos pelo fabricante são normalmente levantados com o núcleo sendo excitado com uma tensão senoidal, onde a perda por unidade de volume do núcleo é registrada para cada valor de amplitude e frequência da tensão de excitação. O resultado são curvas como as que são mostradas na figura 3-3, onde se fixa a frequência e se varia a amplitude da tensão de excitação, a qual aumenta a variação da densidade de fluxo. As curvas que são vistas na figura 3-3 podem ser aproximadas pela equação de Steinmetz (3.5) [2], a qual evidencia que as perdas têm uma dependência exponencial tanto da amplitude da variação do fluxo quanto da frequência.

$$\frac{P_{nuc}}{V_{nuc}} = C \cdot \Delta B^m \cdot f^n \quad \left[ \frac{mW}{cm^3} \right] \quad (3.5)$$

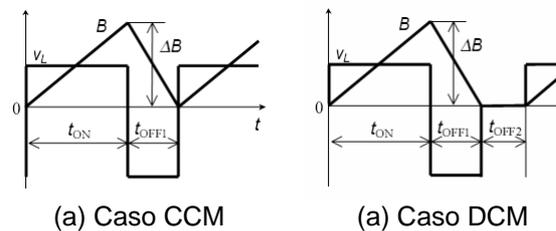
Os coeficientes  $C$ ,  $m$  e  $n$  definem o grau de dependência que as perdas têm com ambas as variáveis de entrada. Apesar da simplicidade e eficiência do método tradicional, o mesmo apresenta alguns problemas:

- Como as curvas fornecidas pelo fabricante são levantadas apenas para uma excitação senoidal, será introduzido um erro na estimativa das perdas em aplicações como em conversores de potência comutados, uma vez que nos mesmos ocorre a aplicação de uma tensão quadrada no indutor, e não senoidal;
- Em conversores que trabalham no modo de condução descontínua também um erro adicional é introduzido, devido ao fato de que ocorrem intervalos de tempo em que não há variação de fluxo no material. Ao mesmo tempo, na faixa em que a variação de fluxo está ocorrendo, ela se dá em um tempo menor do que o período da frequência de comutação utilizada;
- O método também não prevê a possibilidade da variação da frequência de comutação. Em conversores que operem no modo crítico de condução, os quais podem variar significativamente sua frequência de comutação, o método não é aplicável, pois o mesmo considera uma frequência de comutação fixa;
- Além do caso da variação da frequência de comutação, alguns conversores operam com razão cíclica variável. Esse é o caso do conversor PFC-CCM abordado nesse trabalho. Além do método tradicional não se aplicar onde ocorre variação da razão cíclica, o mesmo também não produz resultados coerentes em casos de razão cíclica fixa diferente de 50%;

Uma revisão bibliográfica relativa a métodos de estimativa de perdas em materiais magnéticos nos leva ao trabalho da referência [50]. Na metodologia apresentada nessa referência as variações de frequência e razão cíclica são levadas em conta. Além disso, a técnica proposta continua sendo baseada na equação de Steinmetz, apenas com uma modificação na mesma. O autor propõe que as perdas, ao invés de serem proporcionais a amplitude da variação de fluxo e da frequência, sejam proporcionais apenas à derivada da variação de fluxo, isto é,  $dB(t)/dt$ . Seguindo essa idéia a seguinte equação é proposta:

$$\frac{P_{nuc}}{V_{nuc}} = C \left[ \frac{\Delta B^m t_{on}}{(2.t_{on})^n T_s} + \frac{\Delta B^m t_{off1}}{(2.t_{off1})^n T_s} \right] \quad (3.6)$$

Onde os coeficientes  $C$ ,  $m$  e  $n$  continuam sendo os mesmos da equação de Steinmetz. O termo  $\Delta B$  é a variação de fluxo e  $T_s$  é o período da frequência de comutação. Os tempos  $t_{on}$  e  $t_{off1}$  representam os tempos em que o interruptor principal está em condução e bloqueado, respectivamente. Entretanto,  $t_{off1}$  diz respeito apenas ao tempo em que ocorre variação de fluxo no material. A figura 3-10 exemplifica os casos em que o conversor estiver operando no modo contínuo (a) e no modo descontínuo (b). Observa-se que apenas no tempo “off1” ocorre variação de fluxo e, portanto, a perda no período “off2” é nula e não precisa ser considerada na equação (3.6).



**Figura 3-10. Descrição da figura em questão**

Observa-se também que a aplicação de uma razão cíclica de 50% na equação (3.6) permite a sua simplificação de tal modo que a equação de Steinmetz tradicional é encontrada como resultado. Isso comprova que quando a uma razão cíclica de 50% as duas produzem o mesmo resultado. Portanto, a equação (3.6) permite a estimativa das perdas para valores de razão cíclica diferentes de 50% e também para os dois modos de operação do conversor e, em ambos os casos baseando-se nas informações passadas pelas variáveis de tempo, e não pela frequência de comutação. A eficácia do método é comprovada com resultados experimentais [50]. Entretanto, ainda é necessário que tanto o modo de operação quanto a razão cíclica sejam estáticos no tempo para que a equação (3.6) possa ser aplicada.

Uma das principais vantagens da idéia proposta em [50] é que ela pode ser generalizada para casos onde tanto o modo de operação, a frequência de comutação e a razão cíclica variem no tempo. Como se parte do princípio de que as perdas são proporcionais à derivada da densidade de fluxo, basta que se atribua, a cada período de tempo em que a derivada é constante, a sua correspondente variação de fluxo. Na figura 3-10 observa-se que existem três intervalos de tempo onde a relação  $dB/dt$  é constante, ou seja, em  $t_{on}$ ,  $t_{off1}$  e  $t_{off2}$ . Durante o intervalo  $t_{off2}$  o valor da perda sempre será nulo, devido à ausência da variação de fluxo, entretanto,

o tempo gasto em  $t_{off2}$  precisa ser contabilizado para se estimar as perdas corretamente no caso do modo de operação DCM. Portanto, de forma genérica, existem três intervalos de tempo que podem ter suas perdas calculadas separadamente dentro de cada ciclo de comutação. Cada intervalo de tempo é chamado de “segmento”, pois os mesmos correspondem a segmentos de densidade de fluxo em que a derivada é constante.

A equação recursiva (3.7) representa matematicamente a forma genérica de se estimar o valor médio das perdas no núcleo segundo o método discutido.

$$P_{nuc} = V_{nuc} \cdot C \cdot \sum_{i=1}^{N_s} \left\{ \frac{|B_i - B_{i-1}|^m \cdot (t_i - t_{i-1})}{(2 \cdot (t_i - t_{i-1}))^n \cdot (t_{N_s} - t_0)} \right\} \quad (3.7)$$

Onde:

- $i$ : índice que representa o número do segmento;
- $N_s$ : número total de segmentos considerados;
- $C$ ,  $m$  e  $n$ : são os coeficientes da equação de Steinmetz;
- $B_i$ : valor instantâneo da densidade de fluxo entre segmentos consecutivos (instante  $t_i$ );
- $V_{nuc}$ : volume do núcleo;
- $P_{nuc}$ : perda média que ocorre dentro do intervalo definido por  $N_s$ ;

A equação (3.7) é facilmente aplicável em qualquer algoritmo de simulação que tenha a capacidade de calcular o valor instantâneo da densidade de fluxo nos instantes de separação dos segmentos. Os tempos precisam ser capturados nos instantes em que ocorre uma comutação, e no caso de o conversor operar no modo descontínuo, é necessário que se monitore a corrente para detectar o instante o qual a mesma atinge valor nulo. Define-se  $N_s$  para englobar o tempo total da simulação, ou, no caso do PFC, basta que se calcule a perda média de um semiciclo da corrente de fase.

Para que se produzam resultados mais próximos dos reais é recomendado que os coeficientes da equação de Steinmetz utilizados sejam aqueles levantados segundo a excitação do núcleo com uma onda quadrada, e não senoidal, já que esse é o caso em conversores comutados. Entretanto, para isso é necessário que o próprio projetista refaça o levantamento das curvas de perdas com a excitação quadrada, já que são raros os fabricantes de núcleos magnéticos que fornecem tais curvas. Em uma tentativa de se obter mais informações sobre as curvas de perdas fornecidas pelo fabricante do núcleo Kool M $\mu$ <sup>TM</sup>, uma vez que não é claramente

identificado o tipo de excitação utilizado para as curvas disponibilizadas, e também da possibilidade de se obter as curvas levantadas com excitação de onda quadrada, obteve-se a seguinte resposta:

*The excitation is sine wave. We have not plotted square wave values because they would be very similar. As you know, the square wave losses are less than the sine wave losses - but only very slightly so, maybe a couple percent. That is far less significant than the batch-to-batch and P/N to P/N variation. The Steinmetz coefficients we publish are only curve fits to the catalog curves; they are not derived individually. (Mark A. Swihart, Applications Engineering, Magnetics Inc.)*

Portanto, segundo o engenheiro da MAGNETICS<sup>®</sup>, as diferenças nas curvas de perdas que devem ocorrer entre diferentes modelos de núcleos (P/N – part number) e diferentes lotes, são de ordem superior ao aumento de perda causada com a excitação do núcleo com tensão senoidal. Na referência [51] também se verifica que, de fato, as perdas com excitação senoidal são maiores, frente à excitação quadrada, em núcleos do tipo powder, entretanto, a diferença real de cada material só pode ser confirmada pelo ensaio experimental. Como a adoção dos coeficientes da equação de Steinmetz, levantada a partir de uma excitação senoidal, leva a um resultado conservativo, optou-se por utilizar esses coeficientes no cálculo das perdas para o PFC tratado nesse trabalho.

Por fim, para se calcular o valor instantâneo da densidade de fluxo no caso do núcleo Kool M $\mu$ , para utilização na equação (3.7), é necessário a consideração do efeito da saturação suave. Portanto, mais uma vez utiliza-se de um ajuste de curvas, agora feito na curva de magnetização normal do núcleo, figura 3-2-(a), para se estimar a densidade de fluxo instantânea a partir da indução instantânea, a qual é encontrada pela equação (3.3). Nesse caso, a função utilizada foi exponencial (3.8) e o resultado do ajuste das curvas está sendo mostrado na figura 3-11 e no APÊNDICE B.

$$B(t) = a.\exp(b.H(t)) + c.\exp(d.H(t)) \quad [kGauss] \quad (3.8)$$

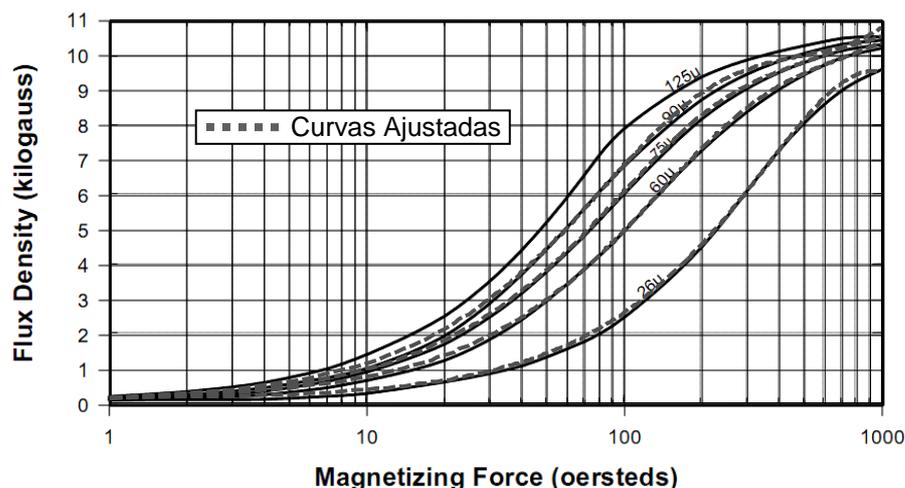


Figura 3-11. Ajuste de curvas na curva de magnetização do Kool M $\mu$

### 3.4.3. Perdas no Cobre

As perdas no enrolamento do indutor são divididas em três tipos principais: perdas de condução (DC), perdas por efeito skin e efeito proximidade. Na verdade, em todos os casos a perda é de condução, entretanto, no caso dos efeitos skin e proximidade existe a dependência da frequência do harmônico de corrente que circula pelo enrolamento [2]. Nos dois casos existirá uma redução na área útil da secção transversal do condutor para a condução de harmônicos de corrente de frequência elevada. A modelagem desses efeitos é feita através do cálculo do aumento da resistência do condutor em função da frequência do harmônico em questão. A resistência efetiva para uma determinada frequência é chamada de resistência AC ( $R_{AC}$ ) e que pode ser relacionada com a resistência DC através de um fator, o qual é estimado segundo a diminuição da área de condução esperada na frequência em questão.

Um modelo que contempla ambos os efeitos é proposto em [52] para aplicação em núcleos Powder toroidais, o qual está na equação (3.9).

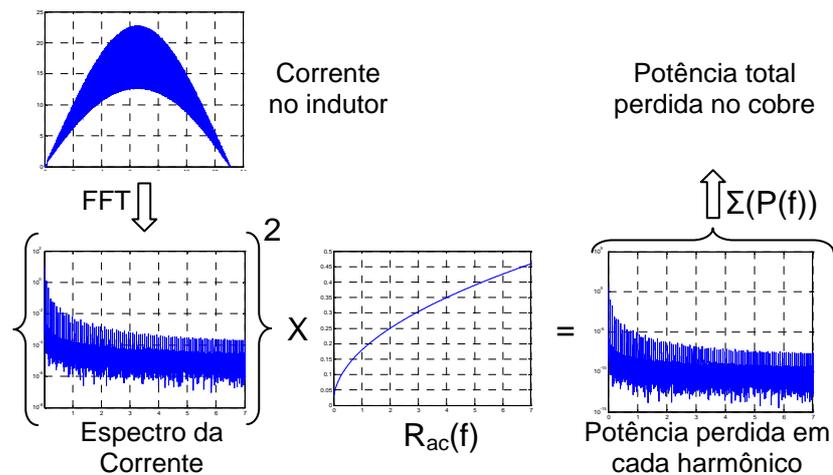
$$R_{ac}(f) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{1/4} \cdot N_T \cdot l_T \cdot \left(\frac{\rho \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}{d \cdot t}\right)^{1/2} \cdot \left[1 + \frac{2(N_T^2 - 1)}{3}\right] \quad (3.9)$$

Onde:

- $N_T$ : número de espiras;
- $l_T$ : comprimento médio das espiras;
- $\rho$ : resistividade do cobre;
- $\mu_r$ : permeabilidade relativa do cobre;

$\mu_0$ : permeabilidade do ar;  
 $f$ : freqüência do harmônico em questão;  
 $d$ : diâmetro do condutor;  
 $t$ : distância entre os centros de dois condutores adjacentes;  
 $N_i$ : numero de camadas do enrolamento;

A aplicação desse modelo foi testada com o algoritmo desenvolvido nesse trabalho que simula o conversor PFC e gera a corrente do indutor boost. A equação (3.9) foi utilizada para gerar um vetor com a resistência AC de todos os harmônicos relevantes no espectro da corrente do indutor boost (até 7MHz foi considerado). A multiplicação do quadrado do valor eficaz, de cada harmônico, pela sua correspondente resistência AC, resulta na potência perdida naquele harmônico. A figura 3-12 exemplifica esse processo realizado para todos os harmônicos do espectro da corrente do indutor através de operações escalares aplicadas nos vetores. O somatório do vetor que contém a potência perdida em cada harmônico representa a potência total dissipada no enrolamento.



**Figura 3-12. Ilustração do Procedimento para estimar as perdas no cobre**

O resultado dos cálculos realizados está na tabela 3-4. Os pontos de operação considerados para o cálculo foram escolhidos por ser aqueles que minimizam o volume do indutor boost no conversor PFC de 1kW, como desenvolvido no capítulo 5.

**Tabela 3-4. Comparativo das perdas no cobre considerando ou não os efeitos skin e proximidade**

Freq.↓	Δi→	30%			55%		
	Local↓	$R_{dc} \cdot I_{rms}^2$	$R_{ac}(f) \cdot I_{ffl}^2$	%	$R_{dc} \cdot I_{rms}^2$	$R_{ac}(f) \cdot I_{ffl}^2$	%
70kHz	No cobre	7.226W	7.424W	+2,7%	3.362W	3.75W	+12%
	Cobre+Núcleo	9.75W	9.95W	<b>+2%</b>	8.87W	8.95W	<b>+1%</b>
140kHz	No cobre	3.413W	3.591W	+5,2%	0.868W	1.144W	+31%
	Cobre+Núcleo	7.28W	7.46W	<b>+2,4%</b>	9.7W	9.97W	<b>+2,7%</b>

A tabela contém os resultados das perdas no cobre calculados através da resistência DC e da corrente RMS do indutor frente ao método que considera os efeitos skin e proximidade. Percebe-se que as perdas aumentam significativamente no cobre no caso onde a ondulação de corrente é 55%, quando os efeitos mencionados são considerados. Entretanto, quando se leva em consideração as perdas totais do indutor, isto é, as perdas do cobre mais as do núcleo, o aumento não é significativo, ficando menor que 3% em todos os casos testados. Existem duas explicações para esse fato. Primeiro: apesar de a resistência AC ser significativamente superior em altas frequências, no PFC, os harmônicos que estão nessas frequências não têm amplitude significativa. Essa relação fica clara se observarmos que as maiores alterações nas perdas do cobre ocorreram na maior ondulação de corrente, o que significa maior amplitude dos harmônicos de alta frequência. E segundo: o indutor considerado neste trabalho é enrolado com uma única camada de fio para minimizar as capacitâncias parasitas do mesmo. Devido a isso, o terceiro termo da equação (3.9) será unitário, o qual se relaciona às perdas pelo efeito de proximidade, efeito o qual tem grande dependência do número de camadas da bobina.

De acordo com o resultado obtido na tabela 3-4, a consideração dos efeitos skin e proximidade não modifica muito as perdas totais do núcleo e, devido a isso eles não são considerados na abordagem feita neste trabalho. Assim, as perdas no cobre são calculadas segundo a resistência DC do material e a corrente eficaz que circula pelo indutor.

#### 3.4.4. Elevação de Temperatura

A elevação da temperatura no indutor durante a operação do conversor é a consequência mais importante das perdas do núcleo e do cobre. O controle da

temperatura máxima de operação do núcleo é indispensável para que o conversor seja confiável e tenha vida longa. Entretanto, estimar a elevação de temperatura no núcleo com precisão é uma tarefa com alto grau de complexidade. A elevação de temperatura dependerá, além das perdas produzidas no indutor, de uma série de outras variáveis, como: área total de contato do núcleo com o ar que contribui para a dissipação do calor, resistividade térmica dos materiais empregados, velocidade e orientação do fluxo de ar e temperatura do ar. Além disso, a distribuição de temperatura no indutor não é uniforme, e dependerá muito de como as perdas se distribuem entre o núcleo e o cobre. Em geral, as perdas no cobre são mais facilmente dissipadas, principalmente em enrolamentos que cobrem totalmente o núcleo.

A adoção de um modelo preciso traria um nível de complexidade muito elevado para o que se pretende realizar neste trabalho. O objetivo é estimar a elevação de temperatura para uma série de pontos de operação, relativos à frequência de comutação e a amplitude da ondulação da corrente de entrada do PFC, para se verificar o ponto que respeita a máxima elevação de temperatura permitida e que exige menor volume de material magnético. Devido à característica investigativa do algoritmo, poder ser necessárias muitas interações para que se encontre o volume mínimo do indutor boost que satisfaça a máxima elevação de temperatura. Portanto, um modelo complexo consumiria muitos recursos de processamento e poderia inviabilizar o uso algoritmo.

Existe, entretanto, uma equação empírica, para a estimativa da elevação de temperatura em núcleos powder toroidais, que é disponibilizada pelos três fabricantes de núcleos Powder previamente citados [45-47], a qual já foi utilizada em vários trabalhos [1, 53, 54] produzindo resultados satisfatórios para o propósito aqui desejado. A equação (3.10) contém essa relação empírica, a qual baseia-se nas perdas totais do indutor e da superfície externa disponível para dissipação de calor.

$$\Delta T = \left\{ \frac{(\text{Perdas no Núcleo})[mW] + (\text{Perdas no Cobre})[mW]}{(\text{Área Externa do Indutor})[cm^2]} \right\}^{.833} \quad [^{\circ}C] \quad (3.10)$$

## CAPÍTULO 4

---

# SIMULAÇÃO DO PFC E GERAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA

As estimativas do ruído de modo diferencial e da elevação de temperatura do indutor boost necessitam que a forma de onda da corrente no mesmo seja conhecida. Para isso, um algoritmo que simula a operação do conversor PFC, gerando a corrente de entrada, foi desenvolvido. A implementação do algoritmo foi feita no software matemático MatLab<sup>®</sup> em um arquivo de script. Nos tópicos abaixo estão descritas todas as questões relativas ao algoritmo implementado.

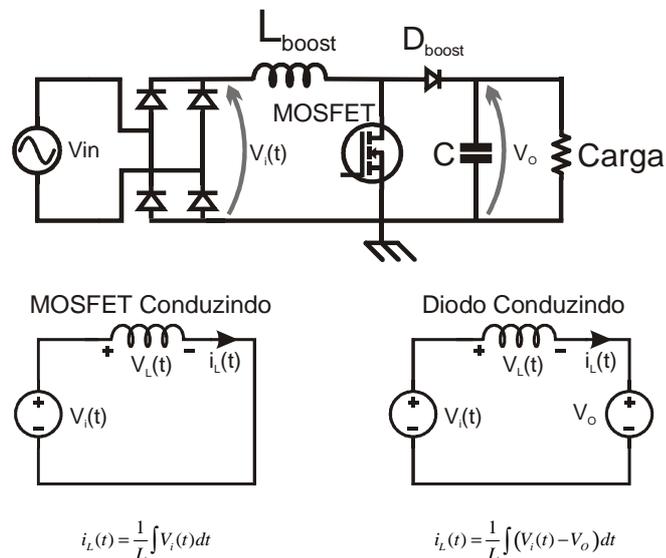
### 4.1. Modelo Discreto do Conversor Boost

O propósito do algoritmo de simulação é reproduzir a forma de onda da corrente de entrada (mesma do indutor) para uma dada condição de operação do conversor PFC. Através dessa informação é possível estimar o nível do ruído diferencial de baixa frequência (150kHz ~ 1MHz) que serve de base para o dimensionamento do filtro de EMI. Além disso, com o conhecimento da corrente de entrada também é possível estimar a elevação de temperatura do indutor boost, através do cálculo das perdas no núcleo e no cobre e do conhecimento das dimensões físicas do núcleo. Para que a estimativa do ruído diferencial e das perdas do indutor sejam feitas com maior precisão é necessário que a forma de onda gerada na simulação represente adequadamente as características dos harmônicos produzidos pela ondulação de corrente devido comutação do interruptor principal.

Nesse sentido, existem pelo menos dois aspectos que precisam ser analisados cuidadosamente: A) O passo da simulação deve ser escolhido de modo que o resultado da simulação seja capaz de reproduzir pelo menos uma frequência dez vezes maior do que a frequência de comutação utilizada [55], o que garante boa resposta tanto da planta quanto do compensador; Além disso, também aumenta a precisão da estimativa da amplitude dos harmônicos da frequência de comutação; e B) Todos os fatores que têm influência significativa no comportamento da amplitude da ondulação de corrente em função do tempo, devem ser considerados; Nesse

caso, os principais agentes modificadores da amplitude da ondulação de corrente são a tensão de entrada, a razão cíclica e a saturação suave dos núcleos do tipo Powder, quando estes forem utilizados. As variações da tensão de entrada e da razão cíclica são automaticamente consideradas uma vez que a simulação faz com que o conversor boost opere como PFC. Entretanto, a característica de saturação suave dos núcleos Powder faz com que a indutância do indutor boost varie significativamente dentro de um semiciclo da tensão de entrada. A amplitude da ondulação de corrente é definida pela tensão de entrada, tensão de saída, razão cíclica e pela indutância. Portanto, se a indutância varia, a amplitude da ondulação de corrente é afetada.

A modelagem discreta do conversor boost relacionada a malha de corrente é feita através da utilização da transformada Z [55]. Conforme a figura 4-1, as duas situações possíveis de operação do conversor são modeladas, ou seja, quando o MOSFET está conduzindo e o diodo está bloqueado, e, a situação inversa. A transformada Z das equações de braço de ambas as situações estão mostradas em (4.1), quando o MOSFET está conduzindo, e em (4.2), quando o diodo está conduzindo. Como se observa, a única diferença é o valor da tensão que é aplicada ao indutor. A variável  $T_a$  é o período de amostragem da discretização.



**Figura 4-1. Conversor Boost Modelado**

As resistências série do indutor, do diodo e do interruptor principal (MOSFET) são desconsideradas, uma vez que os mesmos não causam efeito significativo na forma de onda da corrente de entrada. A tensão de saída pode ser considerada constante, pois ela sofre mínima variação dentro do intervalo de tempo de um ciclo

da tensão de entrada. Essa simplificação é ainda mais válida quando o capacitor de saída do conversor PFC é projetado pelo “hold up time”, como visto no capítulo 1 (tópico 1.3), pois isto exige maiores valores de capacitância.

MOSFET conduzindo:

$$\frac{i(z)}{V_i(z)} = \frac{\frac{T_a}{L} \cdot z}{z-1} \Rightarrow i(k) = \frac{T_a}{L} \cdot V_i(k-1) + i(k-1) \quad (4.1)$$

Diodo conduzindo:

$$i(k) = \frac{T_a}{L} \cdot [V_i(k-1) - V_o] + i(k-1) \quad (4.2)$$

O algoritmo que simula a operação do conversor utiliza ambas as equações, (4.1) e (4.2), selecionando aquela que representa a condição em andamento durante a simulação, ou seja, se é a chave ou o diodo que está em condução. A (4.1) é selecionada a cada início de um novo período de comutação. A (4.2) é selecionada a partir do momento em que  $t=D \cdot T_s$ , ou seja, quando estiver passado o tempo ( $t$ ), dentro de cada período da frequência de comutação ( $T_s$ ), que define o valor da razão cíclica ( $D$ ).

A razão cíclica, por sua vez, é atualizada aplicando-se a função de transferência discreta do compensador no erro verificado entre a referência de corrente e a corrente lida no indutor. Devido às semelhanças com os circuitos integrados típicos utilizados na implementação de conversores PFC e, também, ao bom desempenho do mesmo para a aplicação [56], considerou-se o compensador Proporcional-Integral (PI) na implementação do algoritmo de simulação. A equação (4.3) é a função de transferência do compensador PI, sendo  $k_p$  o ganho proporcional e  $k_i$  o ganho integral.

$$G_c(s) = k_p \cdot \frac{s + k_i/k_p}{s} \quad (4.3)$$

O compensador precisa ser sintonizado. O mesmo algoritmo de simulação será utilizado para várias frequências de comutação e vários valores de indutância para o indutor boost, o que também depende da máxima ondulação de corrente. Portanto, há a necessidade de se incluir uma rotina que seja capaz de re-sintonizar o compensador para cada condição de ondulação de corrente e frequência de comutação estabelecida. O mesmo método utilizado em [56] foi adotado. Nesse método os valores dos ganhos do compensador são calculados segundo as

equações (4.6) e (4.7), o qual considera a função de transferência simplificada da malha de corrente do conversor boost (4.4). Estabelece-se que tanto o zero do compensador quanto a frequência de ganho unitário da função de transferência de malha aberta do sistema, devem ter uma frequência dez vezes inferior à de comutação (4.5).

$$T(s) = \frac{i_L(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{V_o}{L} \cdot \frac{1}{s} \quad (4.4)$$

$$z_c = \frac{k_i}{k_p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10}, \quad \omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} \quad (4.5)$$

$$1 = \left| k_p \cdot \frac{s + z_c}{s} \right| \cdot \left| \frac{V_o}{s \cdot L} \right| \Rightarrow k_p = \frac{\omega_z^2}{\frac{V_o}{L} \cdot \sqrt{\omega_z^2 + z_c^2}} \quad (4.6)$$

$$k_i = z_c \cdot k_p \quad (4.7)$$

A equação discreta do compensador PI é apresentada na equação (4.8) [57].

$$D(k+1) = D(k) + \left[ k_p + \frac{k_i \cdot T_a}{2} \right] \cdot e(k) - \left[ k_p - \frac{k_i \cdot T_a}{2} \right] \cdot e(k-1) \quad (4.8)$$

A frequência de comutação mais alta que se pretende utilizar é 400kHz, assim, como comentado anteriormente, é necessário que a transformada discreta de Fourier possa estimar pelo menos uma frequência 10 vezes maior, ou seja, 4MHz. Segundo Nyquist [55], isso exige que a frequência de amostragem para as equações discretas seja feita pelo menos à 8MHz, o que significa um período de amostragem ( $T_a$ ) de 125ns. Com esse período de amostragem se produz 133.333 pontos de simulação dentro de um ciclo da tensão de entrada do PFC (tensão de fase – 60Hz). O conhecimento do número de pontos compreendidos em um ciclo de tensão de entrada é importante para a otimização da rotina FFT (Fast Fourier Transformer) que será posteriormente utilizada, a qual acompanha o software de simulação empregado, o MatLab<sup>®</sup>. Segundo a documentação dessa rotina, é recomendada a utilização de um número de pontos próximo ou coincidente com uma potência de dois para que a mesma se processe mais rapidamente. O número de pontos encontrado (133.333) já está próximo à potência de dois igual a 17 ( $2^{17}=131.072$ ). Portanto, o valor de  $T_a=125$ ns foi o primeiro a ser utilizado no algoritmo de simulação.

Outro aspecto importante que precisa ser considerado quando se escolhe o período de amostragem diz respeito ao tempo de simulação do algoritmo implementado. Precisa-se considerar que a corrente de entrada do PFC será gerada para várias condições de frequência de comutação e ondulação de corrente, o que significa que a rotina será executada muitas vezes. Se o tempo de simulação for muito alto, essa rotina pode inviabilizar a utilização do algoritmo completo que investiga o volume mínimo do indutor boost. Entretanto, a verificação experimental da rotina resultou em um tempo médio de 50ms para simular meio ciclo da tensão de entrada à 60Hz com  $T_a=125\text{ns}$ , em um microcomputador que emprega um processador Intel Celeron M de 1.5GHz. Não há necessidade de se realizar a simulação no ciclo completo, devido à simetria, assim a parte negativa é criada a partir da parte já simulada. Como o tempo encontrado foi relativamente pequeno, optou-se por utilizar um número de pontos maior, mais especificamente  $2^{18}$ , o que produz 262.144 pontos em um ciclo completo de 60Hz. Essa atitude melhora os resultados da simulação e ainda não compromete o aspecto tempo, que nessa condição fica em torno de 100ms. Um fluxograma do algoritmo que simula o conversor PFC está sendo mostrado na figura 4-2.

A ondulação de corrente é definida em termos percentuais, para manter compatibilidade com o padrão adotado na maioria da literatura relacionada [24, 29]. Nesse método de quantificação percentual mede-se a relação entre a ondulação de corrente, medida em pico-a-pico, e o pico da corrente de fase de entrada do conversor ( $I_{fmax(pico)}$ ), que ocorre na tensão de entrada mínima ( $V_{fmin(pico)}$ ), como mostrado na equação (4.9). Além disso, a amplitude da ondulação de corrente utilizada no cálculo é medida no mesmo instante em que ocorre o pico da corrente de fase e, portanto, o valor da razão cíclica deste instante deve ser considerado.

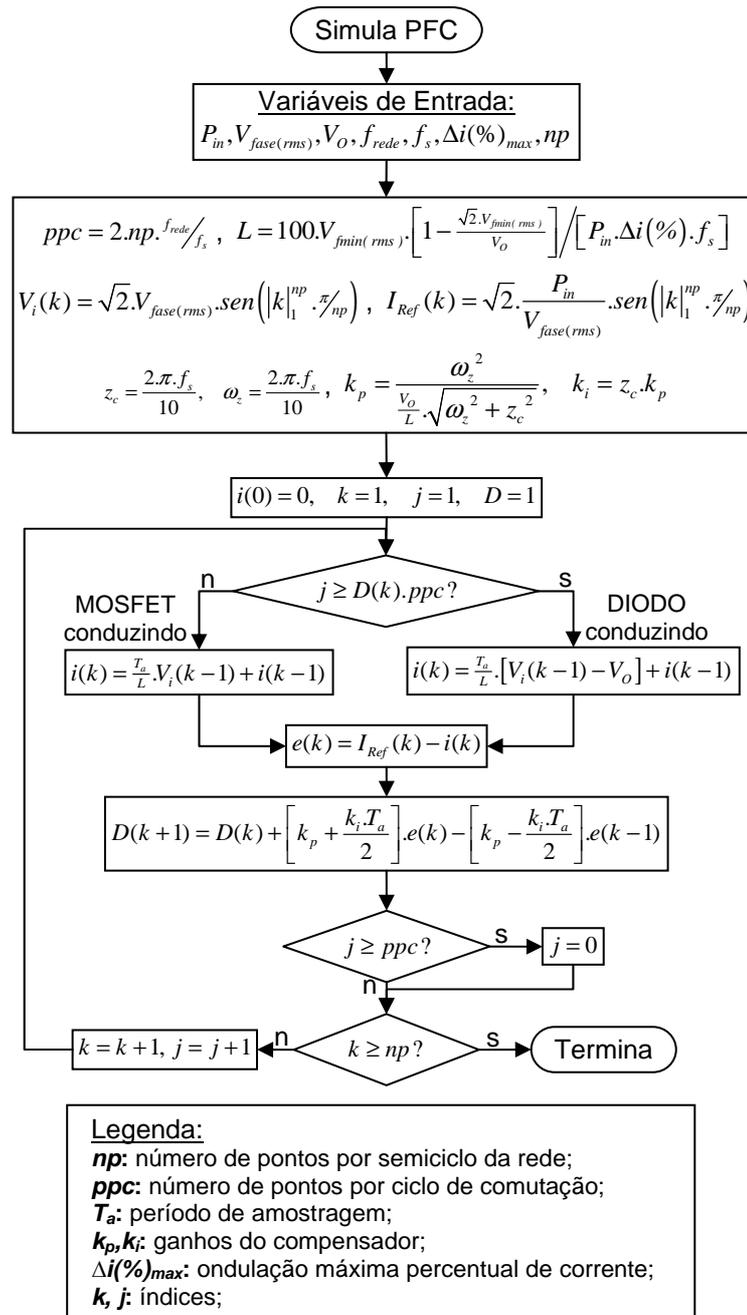


Figura 4-2. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e gera a corrente de entrada

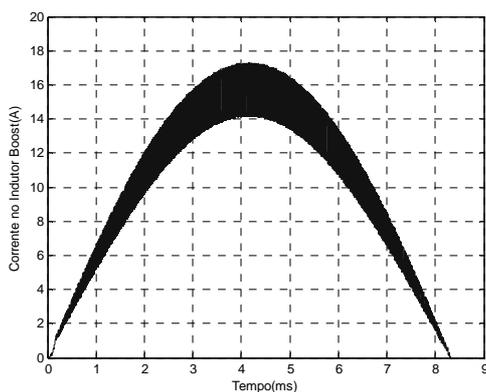
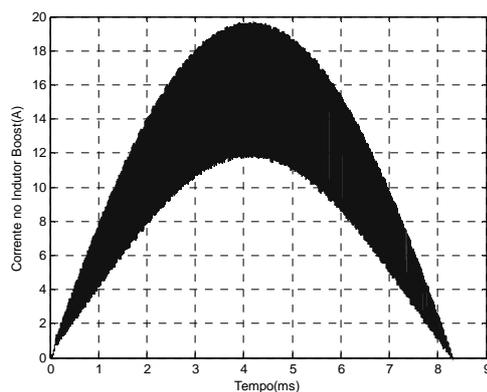
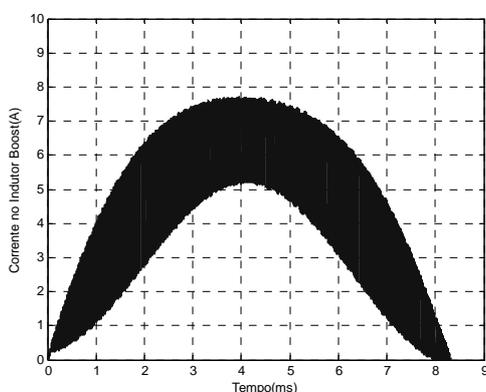
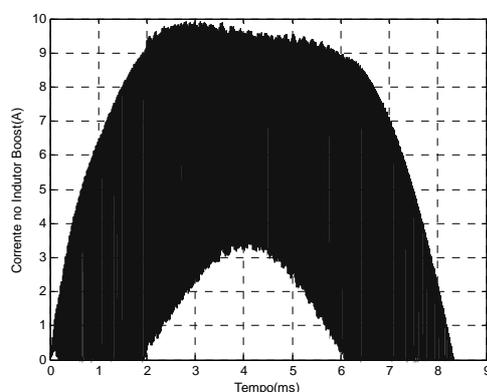
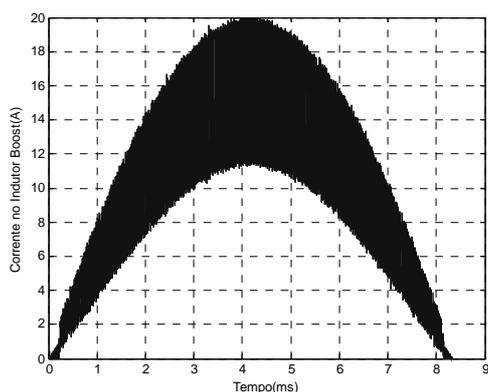
A razão cíclica instantânea, por sua vez, depende da relação entre a tensão de saída e tensão de entrada instantânea. Assim, o valor percentual medido através dessa sistemática depende da amplitude da tensão de entrada e, devido a isso, define-se que o mesmo sempre seja calculado para a mínima tensão de entrada do conversor projetado, como mostrado nas equações (4.10). No caso de um conversor PFC com entrada universal, assume-se uma tensão de entrada mínima de  $90V_{rms}$ . A indutância utilizada na simulação, então, é calculada segundo a equação (4.11).

$$\Delta i (\%) = 100 \cdot \frac{|\Delta i|_{V_{fmin(pico)}}}{I_{fmax(pico)}} \quad (4.9)$$

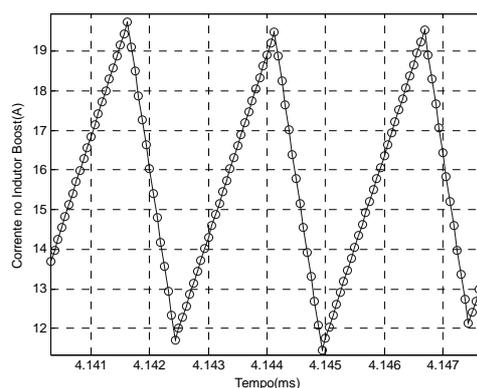
$$\Delta i = \frac{V_{fmin(pico)} \cdot D}{L \cdot f_s}, \quad D = \left[ 1 - \frac{V_{fmin(pico)}}{V_o} \right], \quad I_{fase(pico)} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in}}{V_{fmin(rms)}} \quad (4.10)$$

$$L = \frac{100 \cdot (V_{fmin(rms)})^2 \cdot \left[ 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{fmin(rms)}}{V_o} \right]}{P_{in} \cdot \Delta i (\%) \cdot f_s} \quad (4.11)$$

No fluxograma da figura 4-2 é considerado que a indutância é constante, ou seja, ainda não está sendo levado em consideração o efeito da saturação suave dos núcleos do tipo Powder. Esse algoritmo pode ser usado para simular a operação de um conversor PFC que utilize um núcleo do tipo Ferrite, desde que o mesmo tenha sido corretamente projetado para não saturar no pior caso de corrente. As figuras 4-3 e 4-4 contêm o resultado de simulações realizadas com o algoritmo elaborado para algumas condições de operação. Em 4-4 é mostrada a simulação na frequência mais elevada que será utilizada, onde é ampliada a forma de onda do pico da corrente de entrada para mostrar com mais detalhes o número de pontos que existe dentro do período de comutação. Nesse caso ocorre o menor número de pontos por ciclo de comutação, já que o número de pontos é fixo em um ciclo da tensão da rede.

(a)  $V_{fase}=90V_{rms}$ ,  $\Delta i_{max}=20\%$ (b)  $V_{fase}=90V_{rms}$ ,  $\Delta i_{max}=50\%$ (c)  $V_{fase}=220V_{rms}$ ,  $\Delta i_{max}=20\%$ (d)  $V_{fase}=220V_{rms}$ ,  $\Delta i_{max}=50\%$ Figura 4-3. Resultados de simulação @  $P_{in}=1kW$  e  $f_s=70kHz$ 

(a) Corrente no indutor



(b) Visão ampliada do número de pontos por ciclo de comutação

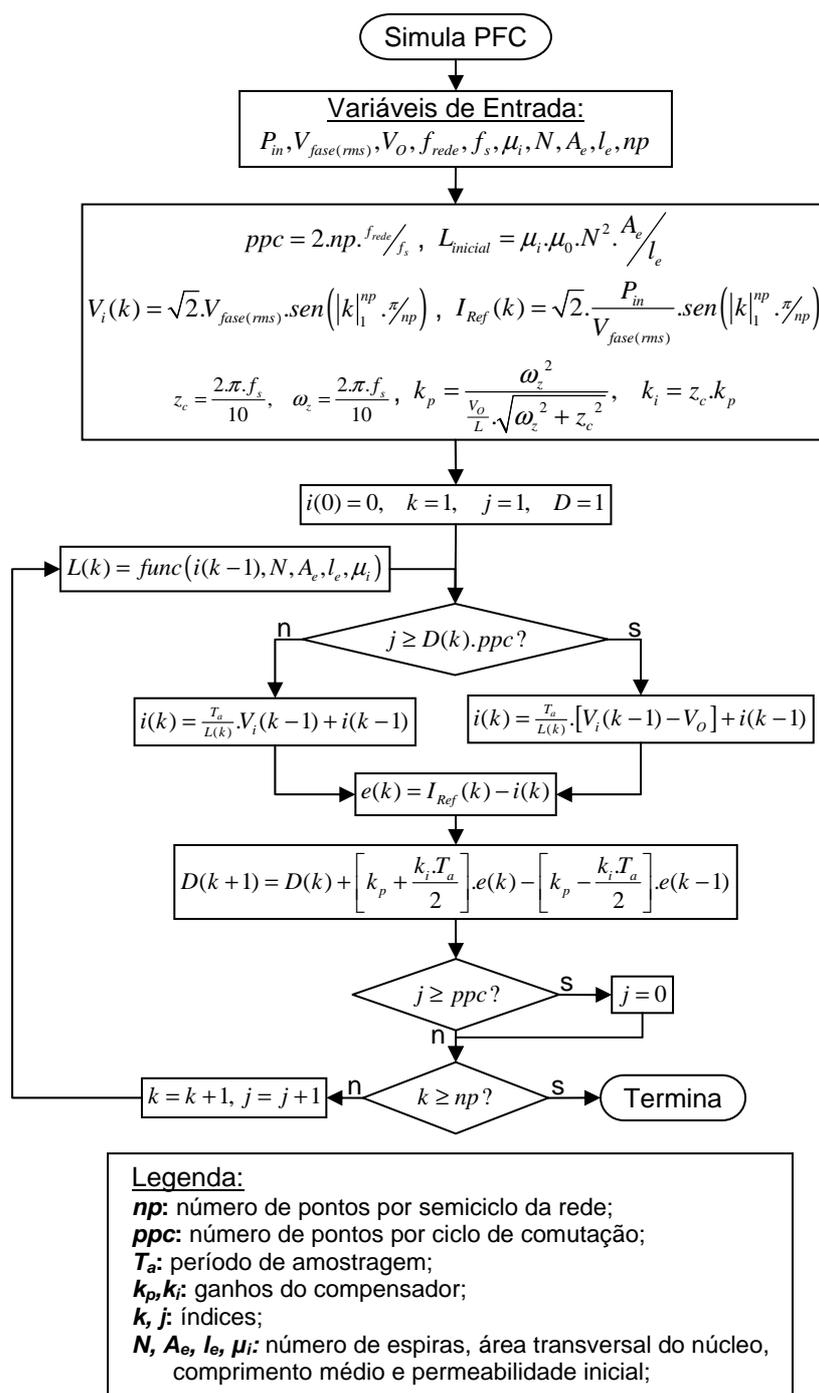
Figura 4-4. Resultados de simulação @  $P_{in}=1kW$ ,  $f_s=400kHz$ ,  $V_{fase}=90V_{rms}$  e  $\Delta i_{max}=50\%$

## 4.2. Modelo com Indutância variável

Como discutido anteriormente, a variação da indutância que acontece em indutores baseados em núcleos do tipo Powder modifica a amplitude da ondulação de corrente e, portanto, precisa ser considerada. No tópico 3.4.1 foi apresentada a equação (3.2), resultante do ajuste de curva feito na curva que representa a queda da permeabilidade do núcleo em função da indução ( $H$ ). Através das equações (3.3), (3.2) e (3.4) pode-se atualizar o valor da indutância conforme o programa for sendo executado. Entretanto, existe o problema de que a indutância instantânea depende da corrente instantânea e, ao mesmo tempo, a corrente só pode ser calculada conhecendo-se a indutância. Assim, utiliza-se uma aproximação, a qual atualiza a indutância com um período de amostragem ( $T_a$ ) de atraso, ou seja, o valor de indutância utilizado para se calcular  $i(k)$  utiliza a indutância estimada para o ponto  $i(k-1)$ . Essa aproximação introduz um erro que pode ser desprezado, uma vez que no tempo decorrido em um período de amostragem a variação da indutância é muito pequena.

Assim, o algoritmo que considera a saturação suave do núcleo fica como mostrado no fluxograma da figura 4-5. Nesse caso, ao invés de ser informada a amplitude percentual da ondulação de corrente desejada, informa-se as características do núcleo que se pretende utilizar. Para se atingir uma determinada amplitude de ondulação de corrente é necessário que outra rotina projete adequadamente o núcleo antecipadamente.

As figuras 4-6 e 4-7 contêm resultados de simulações realizadas com o fluxograma da figura 4-5. As simulações da figura 4-6 foram feitas para as mesmas condições da figura 4-4, para facilitar a comparação. Observa-se que nos casos (a) e (b) existe uma diminuição da amplitude da ondulação de corrente próximo as passagens por zero da corrente de entrada. Entretanto, no pico a amplitude se mantém, já que o valor percentual de amplitude da ondulação é calculado juntamente para esse ponto. Nos casos (c) e (d), há uma diminuição visível da amplitude da ondulação de corrente durante todo o semiciclo, o que acontece devido ao fato de que a amplitude da corrente é menor em todo o trecho, o que diminui o valor da indução e, conseqüentemente, produz menores quedas na permeabilidade do núcleo.



**Figura 4-5. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e gera a corrente de entrada quando se considera o efeito da saturação suave dos núcleos Powder**

A figura 4-7 mostra o efeito da saturação suave através da curvatura que aparece na rampa das correntes de carga e descarga do indutor. Percebe-se que, conforme o nível de corrente aumenta a taxa de variação da corrente também aumenta, o que caracteriza uma diminuição de indutância.

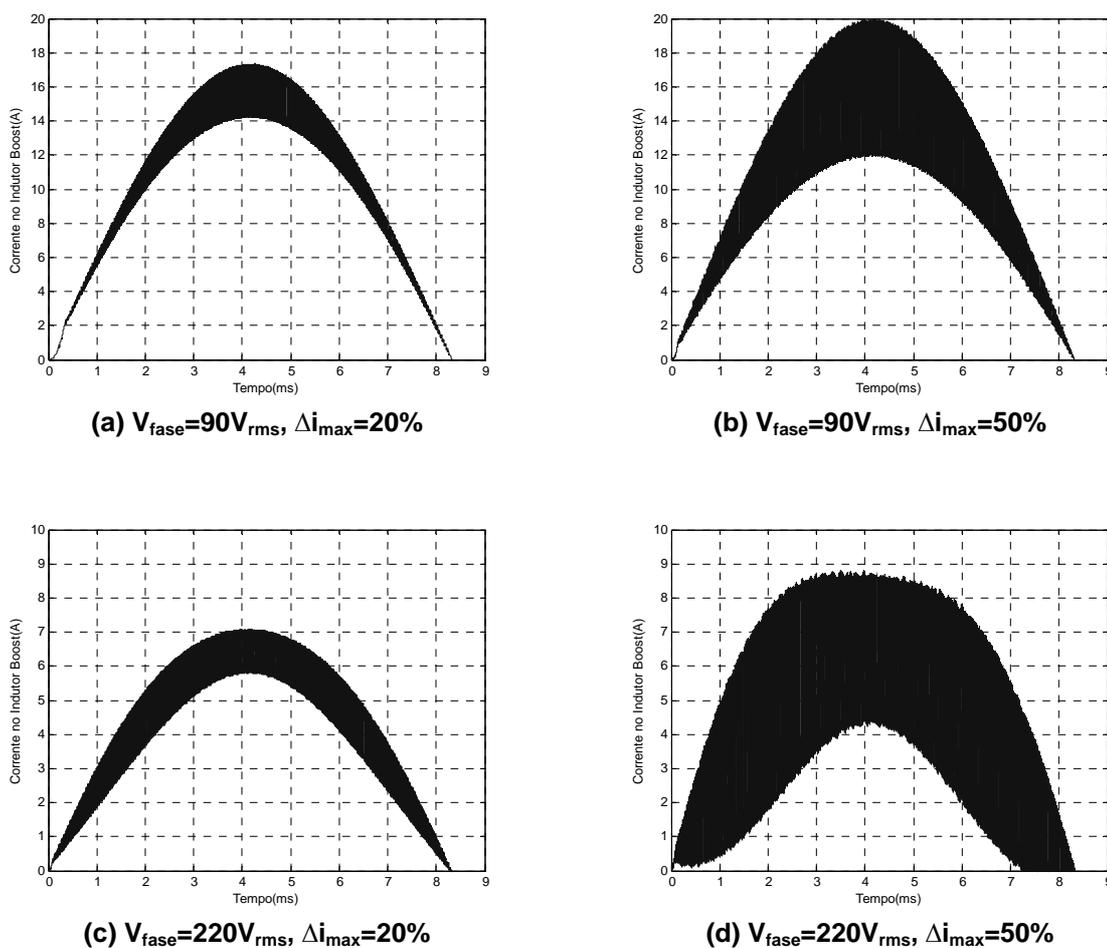


Figura 4-6. Resultados de simulação quando se considera o efeito da saturação suave dos núcleos Powder; feita @  $P_{in}=1kW$  e  $f_s=70kHz$

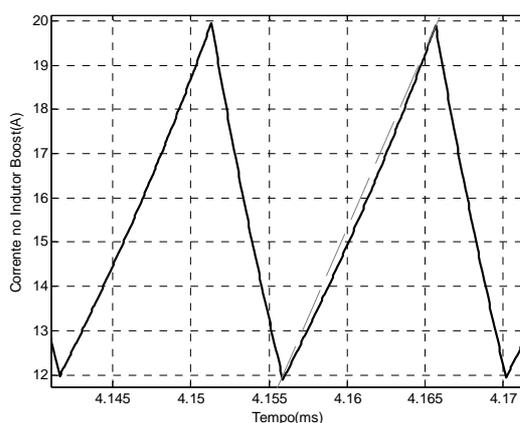


Figura 4-7. Ampliação da figura 4-6-(b) (pico); Observa-se a curvatura na rampa de corrente resultante da variação da indutância

## CAPÍTULO 5

---

### INVESTIGAÇÃO DO VOLUME DE MAGNÉTICOS

Nesse capítulo é abordado o algoritmo que utiliza a rotina desenvolvida no capítulo 4 para estimar o volume mínimo do núcleo magnético do indutor boost. A estimativa do volume mínimo é feita verificando-se todos os fatores limitantes para a sua minimização, que são: saturação, elevação de temperatura e o ruído diferencial gerado.

#### 5.1. Estimativa das perdas e da elevação de temperatura

A equação (3.10) é utilizada para se predizer a elevação de temperatura do indutor boost submetido a uma determinada condição de operação. Para a sua utilização é necessário o conhecimento de três variáveis: as perdas no núcleo, perdas no cobre e a superfície externa do indutor que está em contato com o ar para a dissipação do calor.

A superfície externa do indutor pode ser aproximada quando se conhece as dimensões do núcleo a ser utilizado (APÊNDICE A). A perda no núcleo pode ser estimada utilizando o método exposto no item 3.4.2, o qual pode ser integrado à rotina que simula o PFC e gera a corrente de entrada. A perda no cobre, como discutido no tópico 3.4.3, pode ser aproximada considerando-se apenas o valor eficaz da corrente do indutor e a resistência DC do cobre.

Aplicando-se os modelos para as perdas no núcleo e no cobre na rotina que simula o PFC, obtém-se o algoritmo exposto no fluxograma da figura 5-1. O modelo utilizado para as perdas no núcleo tem capacidade de calcular a perda a cada segmento de corrente que possua a derivada da densidade de fluxo constante (ou aproximadamente constante). Em conversores CCM, isso acontece entre os instantes de comutação, ou seja, durante o tempo em que a chave principal estiver conduzindo e, também, durante o tempo em que o diodo estiver conduzindo. Para a identificação dos instantes de ocorrência de uma comutação utilizou-se a variável  $ei$  (estado do interruptor principal) como explicado a seguir.

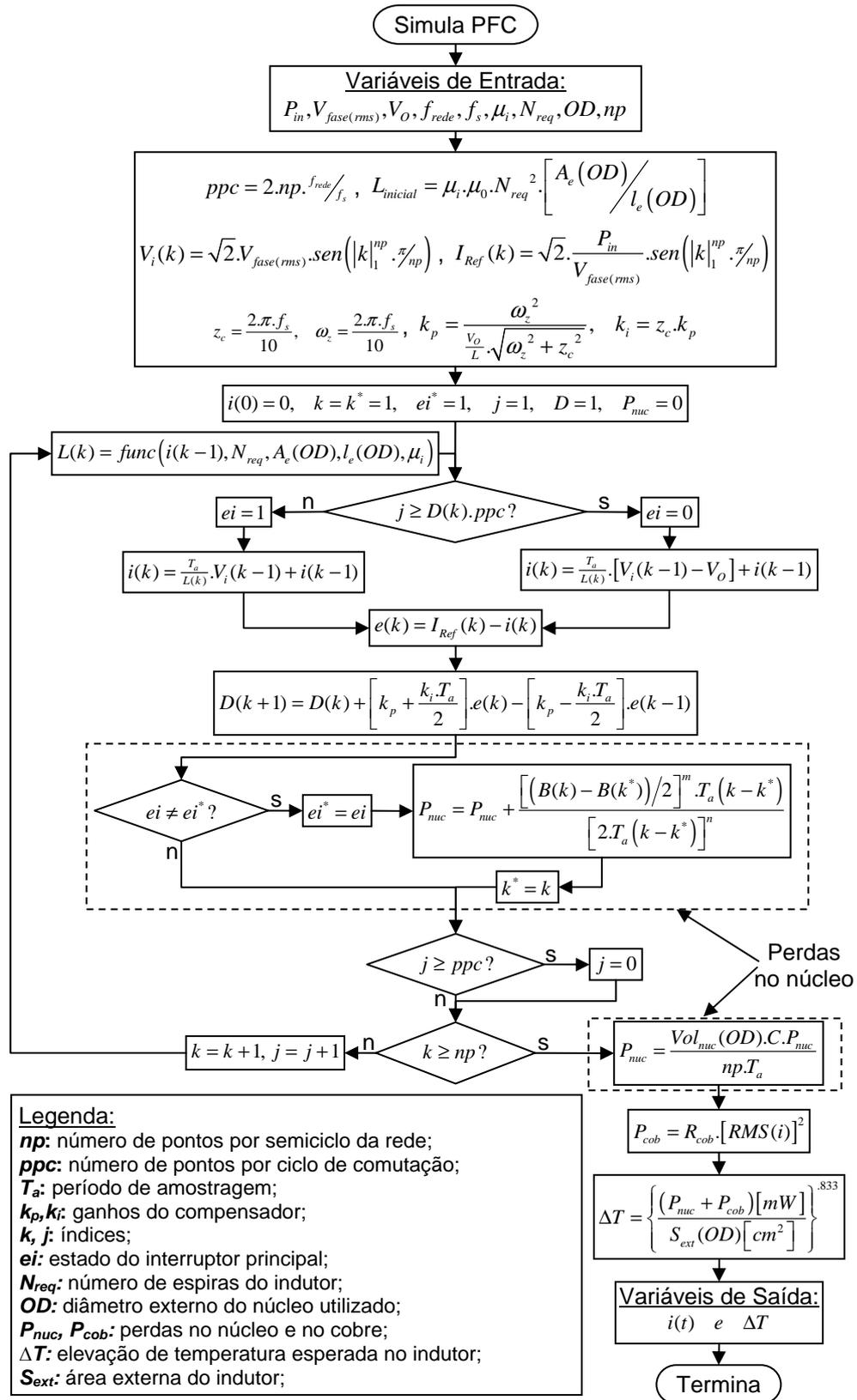


Figura 5-1. Fluxograma do Algoritmo que simula o PFC e estima as perdas no núcleo e no cobre

A variável  $ei$  sempre contém o estado atual do interruptor principal durante a simulação. Portanto, basta que se monitore a modificação dessa variável para identificar uma comutação. A monitoração é feita comparando, a cada nova interação da rotina, o estado da variável  $ei$  e da variável auxiliar  $ei^*$ , sendo que esta última armazena o estado posterior à última comutação identificada.

De forma similar, a variável auxiliar  $k^*$  é utilizada para marcar o ponto (valor do índice) da simulação da última comutação, o que permite a recuperação do valor da densidade de fluxo no instante da comutação anterior, para o cálculo da variação da densidade de fluxo na estimativa da perda atual. Além disso, ela também serve para se marcar o tempo desde a última comutação, que também é necessário para o cálculo das perdas no modelo utilizado. Percebe-se ainda que, diferentemente da equação (3.7), a equação utilizada no fluxograma considera apenas 50% da variação de fluxo medida. Isso é necessário para corrigir a forma como a grandeza é mensurada nos diferentes contextos. Para o levantamento da equação de Steinmetz e, conseqüentemente, no modelo adotado, a variação da densidade de fluxo é medida em valor de pico, enquanto que a leitura da densidade de fluxo feita na rotina resulta em uma medida em pico-a-pico. Daí a necessidade de se dividir por dois a variação de fluxo medida.

A cada nova identificação de ocorrência de uma comutação um novo montante de perdas é acumulado na variável  $P_{nuc}$ , o qual corresponde à perda do último segmento que ocorreu. Ao final da simulação de um semiciclo da tensão de entrada é, então, feita a média das perdas de todos os segmentos identificados e o ajuste do valor encontrado através da consideração do volume do núcleo utilizado e da constante  $C$  da equação de Steinmetz (3.5).

Como se observa, esse método considera que o conversor opera no modo CCM em toda a excursão da corrente de entrada, todavia, isso não acontece com o conversor PFC, pois quando a corrente de fase estiver próxima as passagens por zero o conversor pode operar no modo DCM por pequenos períodos de tempo. O erro introduzido com essa aproximação é, entretanto, muito pequeno, devido a dois motivos principais: 1) o tempo de operação no modo DCM é pequeno comparado ao tempo de operação no modo CCM; 2) Próximo às passagens por zero, a amplitude da ondulação de corrente é muito pequena, pois a razão cíclica é praticamente unitária e a tensão de entrada é praticamente nula; isso conduz a baixas perdas

durante o tempo de operação DCM, diminuindo o peso das mesmas nas perdas totais.

Quanto às perdas no cobre, calcula-se o valor eficaz da corrente no indutor, resultante da simulação, que fica armazenada na variável  $i$  (que na realidade é um vetor), e multiplica-se o seu valor, ao quadrado, pela resistência DC do cobre, considerando a resistividade do mesmo na temperatura final esperada. Finalmente pode-se estimar a elevação de temperatura para a condição simulada através da equação (3.10).

Observa-se que todas as variáveis relacionadas a características geométricas do núcleo são deixadas como função do diâmetro externo do núcleo toroidal utilizado, como explicado no APÊNDICE A.

## 5.2. Estimativa do ruído diferencial

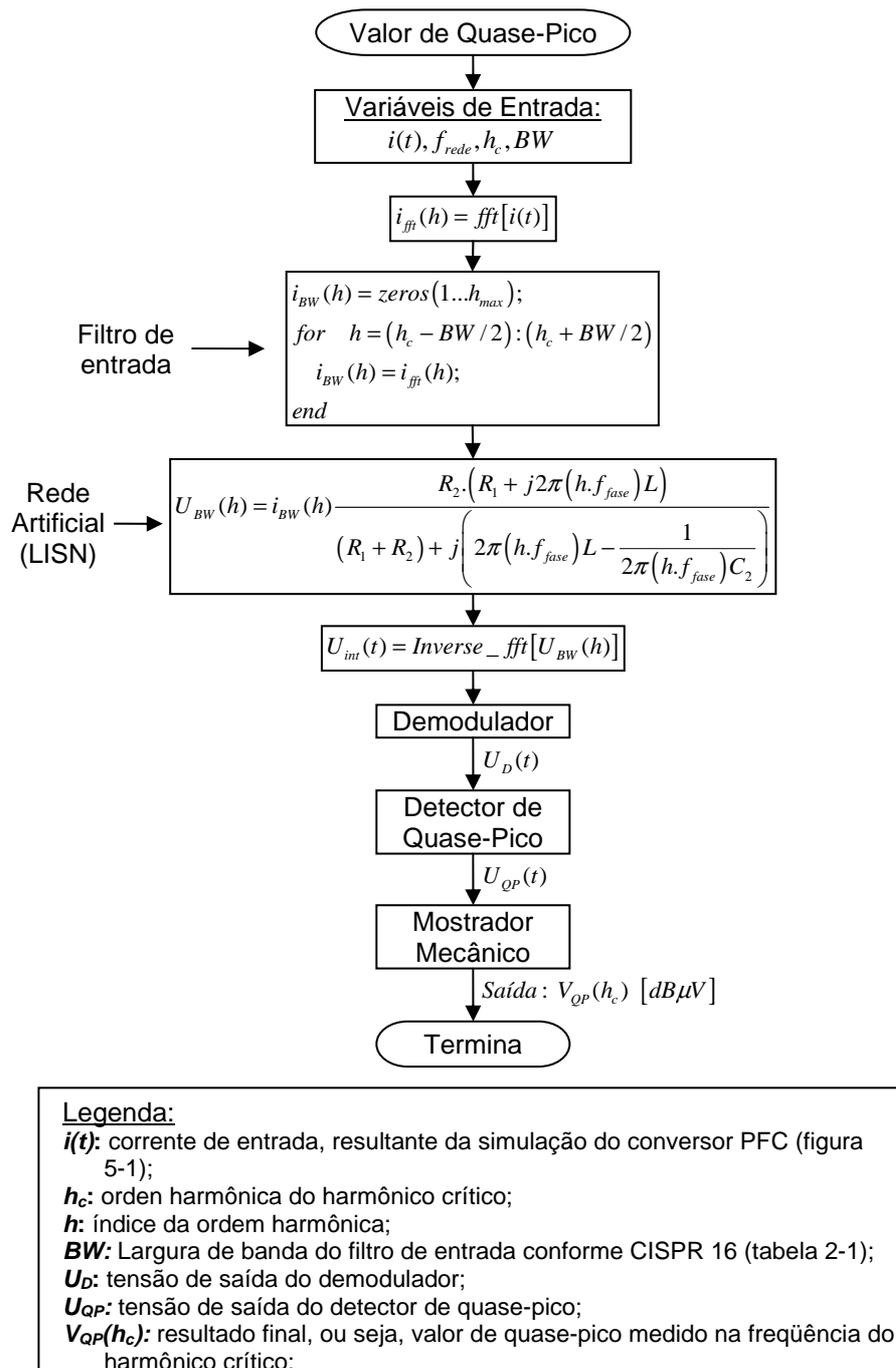
A motivação para se estimar o ruído diferencial está no fato de se prever a magnitude da atenuação necessária no filtro de EMI de entrada. Se o ruído produzido for excessivo, o filtro necessário pode ser muito volumoso, o que anularia a diminuição no volume do indutor boost. Como a norma CISPR 16 recomenda que o ensaio de compatibilidade eletromagnética faça a leitura do ruído emitido através do detector de quase-pico, este foi o valor estimado. Para isso utilizou-se o modelo proposto em [39], o qual está descrito no tópico 2.4. A figura 5-2 contém um fluxograma simplificado da rotina utilizada.

Depois da simulação do conversor e a geração da corrente de entrada ( $i(t)$ ), pode-se proceder para o cálculo do valor de quase-pico. Para isso ainda é necessário a identificação da frequência do harmônico crítico ( $H_c$ ) (ver tópico 2.3.1) e da largura de banda do filtro de entrada que o receptor de EMI deve utilizar para o caso ( $BW$ ), a qual depende da faixa de frequência a ser medida e da classe do equipamento (tabela 2-1). No caso do PFC aqui considerado a largura de banda fica em 9kHz, pois o mesmo pertence a classe B, e mede-se o ruído conduzido na faixa de 150kHz até 30MHz.

A corrente de entrada é passada do domínio do tempo para o domínio da frequência através da transformada discreta de Fourier. Considera-se para essa operação um ciclo completo da corrente de entrada ( $f_{rede}$ ), assim, o resultado será um vetor de harmônicos separados entre si por uma frequência igual à  $f_{rede}$ . Estando

no domínio da frequência, pode-se facilmente simular a ação do filtro de entrada do receptor de EMI selecionando-se apenas os harmônicos de interesse, ou seja, uma banda de 9kHz centrada no harmônico crítico previamente identificado. Depois de selecionados os harmônicos de interesse ( $i_{BW}$ ) é simulada a ação da rede artificial (LISN), conforme equação (2.4). Essa etapa, no caso real, é feita antes do filtro de entrada, entretanto, nesta rotina ela é feita neste ponto, propositalmente, para reduzir o tempo de simulação. Primeiro, porque quando feito no domínio da frequência se reduz a complexidade dos cálculos se comparado a uma simulação discreta no tempo, e segundo, porque pode-se aplicar a sua função de transferência apenas nos harmônicos selecionados. O resultado final é o mesmo por se tratar de sistemas lineares.

Depois da simulação da LISN obtêm-se o espectro da tensão interferente relativa ao harmônico crítico. Nesse ponto é necessário que se volte para o domínio do tempo para que a simulação do demodulador e do detector de quase-pico possam ser realizadas, uma vez que tais circuitos são não-lineares, por apresentarem um diodo em sua estrutura (figuras 2-16 e 2-17). A simulação discreta desses blocos é feita na mesma frequência de amostragem utilizada para simular o PFC, conservando assim a sua precisão (mais detalhes em [39]). Posteriormente, ainda é necessária a simulação do mostrador mecânico, a qual é feita considerando-se o valor médio da tensão de saída do detector de quase-pico (figura 2-18) após a passagem do período transitório.



**Figura 5-2. Fluxograma do Algoritmo que estima o valor de Quase-Pico do ruído emitido na frequência do harmônico crítico**

Conhecendo-se a amplitude do ruído na frequência do harmônico crítico pode-se estimar a frequência de corte máxima que se deve utilizar o filtro de EMI de entrada do conversor PFC (PI-balanceado, figura 2-6) para adequar o conversor à norma. Utiliza-se a equação (5.1) para encontrar a atenuação necessária, e a equação (5.2) para estimar a frequência de corte máxima.

$$ATEN(h_c) = \{V_{QP}(h_c) - [164.99 - 19.125 \cdot \log(h_c \cdot f_{rede})] + 3\} \quad [dB\mu V] \quad (5.1)$$

$$f_{c\_max} = 10^{\left[ \log(h_c \cdot f_{rede}) - \frac{ATEN(h_c)}{60 \frac{dB}{dec}} \right]} \quad [Hz] \quad (5.2)$$

### 5.3. Volume mínimo em função da frequência de comutação e da ondulação da corrente de entrada

Como esclarecido no capítulo 1, neste trabalho, objetiva-se atingir uma minimização do volume do indutor boost através da correta escolha das variáveis: frequência de comutação e ondulação da corrente de entrada. Devido à complexidade das relações de dependência que existe entre todas as variáveis envolvidas, o algoritmo que realiza essa tarefa precisa assumir um caráter investigativo, e não determinístico, como normalmente se utiliza em planilhas de projeto.

Nesse sentido, a investigação é feita com base em um algoritmo desenvolvido para encontrar o núcleo magnético mínimo, o qual tenha capacidade de operar adequadamente em certas condições estabelecidas de: potência, tensão de entrada, tensão de saída, frequência de comutação e ondulação máxima da corrente de entrada. Para isso garante-se a não saturação do núcleo e uma temperatura máxima de operação segura para o mesmo.

Para se encontrar a frequência de comutação e ondulação de corrente que exigirão o menor volume de magnéticos basta que o processo descrito acima seja repetido para toda a faixa utilizável das variáveis em questão. Assim, pode-se, tanto visualmente, através da representação gráfica dos resultados, ou por software, se fazer a seleção daquela combinação de frequência de comutação e ondulação máxima de corrente que minimize o volume do núcleo magnético do indutor boost. Obviamente, o resultado será válido para as condições de operação estabelecidas, isto é, potência, tensão de entrada, tensão de saída e também a máxima elevação de temperatura permitida para o núcleo.

A estimativa do núcleo mínimo para cada condição de operação é feita considerando variações contínuas nas dimensões físicas, tanto do núcleo quanto do fio. Para padronizar a variação do tamanho do núcleo, são utilizados fatores de forma, um para altura ( $k_h$ ) e outro para espessura ( $k_d$ ), os quais são levantados baseando-se nas dimensões dos núcleos comerciais (APÊNDICE A). Com a

padronização, apenas o diâmetro externo é utilizado para definir o tamanho do núcleo e, através dele e dos fatores de forma pode-se calcular qualquer outra variável geométrica do núcleo.

A figura 5-3 contém o fluxograma que representa o algoritmo que estima o núcleo mínimo, para uma determinada condição de operação, segundo um projeto que previne a saturação e também a temperatura máxima de regime do indutor. Começa-se definindo a indutância mínima que o indutor deverá fornecer no pico da corrente de fase de entrada, quando a tensão de entrada também for mínima (equação (4.11)) para atingir a ondulação máxima de corrente fornecida  $(\Delta i(\%)_{max})$ . É importante observar que, pela definição da ondulação de corrente percentual [29], o cálculo sempre é feito para o menor nível de tensão de entrada que o conversor deverá trabalhar ( $V_{min(rms)}$ ). Entretanto, a simulação e cálculo do núcleo mínimo não precisam necessariamente ser feitos para a tensão de entrada mínima. A tensão de entrada mínima representa o pior caso para a corrente de entrada, o que é importante para se estimar o núcleo mínimo do ponto de vista da não saturação. Todavia, pode não representar o pior caso em relação à elevação de temperatura do indutor. Assim, é necessário que se deixe a rotina apta a simular com diferentes valores de tensão de entrada, apesar de o cálculo da indutância mínima e do número de espiras continuarem considerando a tensão de entrada mínima.

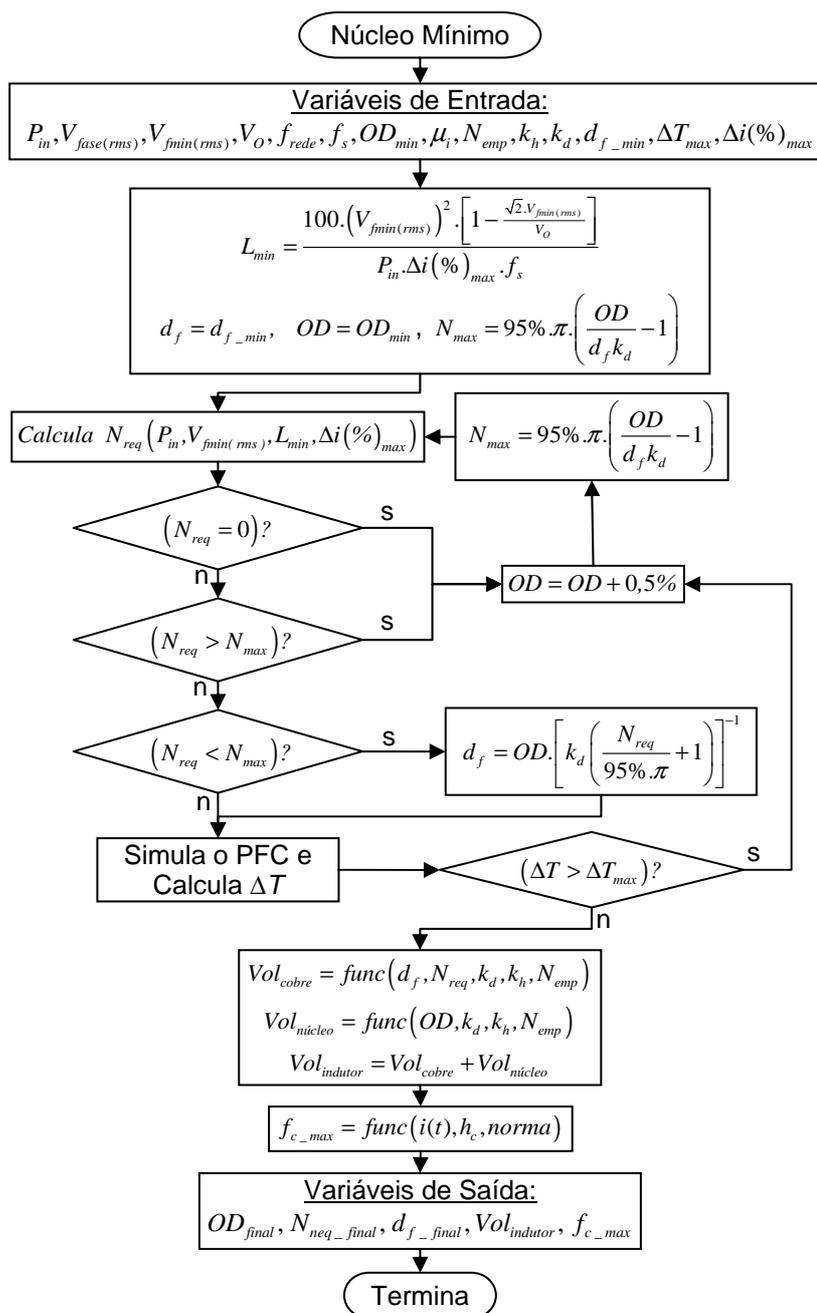
Também se define, no início da simulação, o diâmetro mínimo do fio de cobre a ser utilizado, segundo uma determinada densidade de corrente máxima e, o diâmetro externo ( $OD$ ) inicial do núcleo toroidal a ser utilizado. Com esses dados pode-se calcular o número de espiras máximo que pode ser utilizado no núcleo em questão mantendo o enrolamento com uma única camada ( $N_{max}$ ) e, também, o número de espiras necessário ( $N_{req}$ ) para atingir a indutância que produz a ondulação de corrente desejada. Para se calcular o número de espiras necessário, quando se utiliza núcleos Powder, há a necessidade da utilização de uma rotina recursiva, pois o efeito da saturação suave precisa ser levado em conta. A figura 5-4 contém essa rotina, onde se adotou que, na ocorrência de uma queda na indutância inicial (ou permeabilidade inicial) igual ou maior que 90%, assume-se que ocorre a saturação do núcleo. Nesse caso, a variável  $N_{req}$  é repassada para a rotina principal com o valor “zero”, o que significa que o núcleo de diâmetro externo  $OD$  especificado não é capaz de comportar a corrente requerida para a situação em questão. O enrolamento de camada única foi escolhido por minimizar os parasitas capacitivos

do indutor boost, ajudando no controle do ruído conduzido. Este aspecto está detalhadamente discutido no tópico 2.2.2.

Caso o núcleo sature ou necessite de mais espiras do que aquelas que caibam em apenas uma camada, o tamanho do núcleo é acrescido de uma determinada porcentagem (0,5%) e o cálculo é repetido. Esse processo ocorrerá até que o mínimo núcleo, não saturável e que possui uma única camada de enrolamento, seja encontrado. Dependendo da magnitude das variáveis envolvidas e, principalmente, quando a temperatura for o principal fator limitante, pode acontecer de o número de espiras necessário ser menor do que o máximo. Nesse caso, o diâmetro do fio é aumentado até o enrolamento completar a primeira camada, o que é feito para diminuir as perdas no cobre, já que haverá espaço disponível para isso. Uma folga de 5% foi prevista no cálculo do número máximo de espiras ( $N_{max}$ ), entretanto, esse valor poderá ser modificado pelo projetista caso haja maior preocupação com o EMI conduzido nas altas frequências, uma vez que a separação das espiras adjacentes contribui para reduzir os parasitas capacitivos do indutor boost.

A próxima etapa consiste em simular a operação do conversor PFC com o indutor encontrado, ou seja, a execução da rotina mostrada na figura 5-1. Como resultado tem-se a estimativa da elevação de temperatura do indutor e também a forma de onda da corrente de entrada. Apenas a elevação de temperatura tem relevância neste ponto, pois o núcleo utilizado pode não estar respeitando o limite estabelecido. Assim, é checado se tal limite está sendo obedecido, e caso não esteja, novamente o núcleo é aumentado de uma determinada porcentagem e os cálculos são repetidos. É necessário a re-execução da rotina que calcula o número de espiras, pois o aumento do tamanho do núcleo pode diminuir o número de espiras necessário.

A partir do momento que todas as restrições são atendidas, os últimos valores das variáveis utilizadas contêm as informações do núcleo mínimo, as quais são consideradas para o cálculo do volume total do indutor mínimo que atende as necessidades das condições de operação estabelecidas. Nesse ponto é também utilizada a rotina da figura 5-2, a qual estima a frequência de corte máxima que o filtro de EMI precisará ter para que o conversor atenda a norma CISPR 22 (nas baixas frequências, 150kHz – 1MHz). Para isso é utilizado o vetor que contém a forma de onda da corrente de entrada.

**Legenda:**

**OD:** diâmetro externo do núcleo toroidal;

**$k_d, k_h$ :** fatores de forma (APÊNDICE A);

**$\mu_i$ :** permeabilidade inicial do núcleo;

**$N_{emp}$ :** número de núcleos emplilhados;

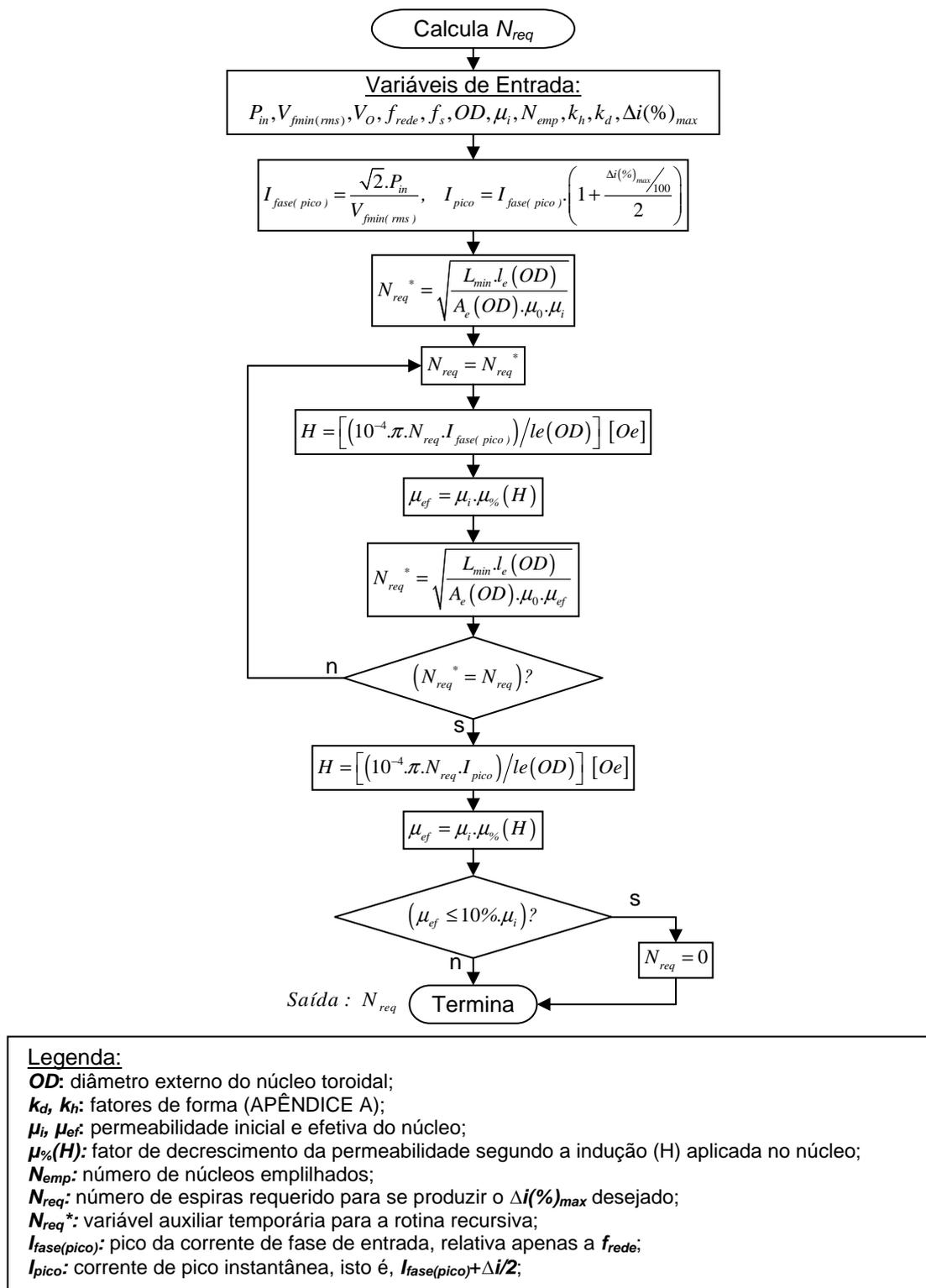
**$d_f$ :** diâmetro do fio;

**$\Delta T$ :** elevação de temperatura;

**$N_{req}$ :** número de espiras requerido para se produzir o  $\Delta i(\%)_{max}$  desejado;

**$N_{max}$ :** número máximo de espiras utilizável para se implementar um enrolamento de camada única;

**Figura 5-3. Fluxograma do Algoritmo que estima o núcleo mínimo para a condição de operação especificada**



**Figura 5-4. Fluxograma do Algoritmo que calcula o número de espiras necessário para atender a máxima ondulação de corrente especificada**

Como se observa, a frequência de corte necessária no filtro de EMI não tem impacto no tamanho do núcleo mínimo encontrado. Entretanto, ela é feita para que, posteriormente, possa se comparar a influência de diferentes frequências de

comutação e amplitudes de ondulação de corrente no aspecto da geração de ruído conduzido no conversor PFC.

#### 5.4. Resultados de simulação

O algoritmo que estima o núcleo mínimo (figura 5-3) foi utilizado para produzir os resultados mostrados nas figuras 5-5, 5-6 e 5-7. Na tabela 5-1 são mostradas as condições utilizadas para realizar a simulação. Como se observa, o conversor PFC simulado é de 1kW com tensão de entrada universal. Considerou-se uma eficiência mínima de 90%, o que leva a uma potência de entrada de aproximadamente 1100W. As frequências de comutação selecionadas são baseadas na minimização da necessidade de atenuação do ruído conduzido para atingir conformidade com a norma CISPR 22, o que é discutido no tópico 2.3.1. A faixa de ondulação da corrente de entrada foi escolhida, para a elaboração dos gráficos, baseada nos próprios resultados obtidos, com a intenção de mostrar a região onde ocorre o volume mínimo e também permitir a comparação dos diversos pontos de operação simulados. O núcleo utilizado foi o Kool M $\mu$ <sup>TM</sup>(Sendust) da MAGNETICS no formato toroidal e, três modelos foram utilizados, os quais possuem permeabilidade inicial diferentes.

Quando se utiliza núcleos toroidais em casos que exigem uma alta corrente de magnetização, o diâmetro do núcleo pode ficar elevado para que o mesmo atenda as necessidades do caso, por vezes caindo fora da faixa de tamanhos disponíveis no mercado. Um recurso muito utilizado para se atingir as características magnéticas desejadas com diâmetros menores é o empilhamento de vários toróides menores. Observou-se, durante as simulações, que sem utilizar empilhamento o diâmetro externo do núcleo, em alguns casos, ficou acima do diâmetro do maior núcleo produzido pelo fabricante. Entretanto, empilhando-se pelo menos dois núcleos, esse problema é solucionado. Portanto, as simulações realizadas estão considerando a utilização de dois núcleos empilhados para todos os casos, através da variável  $N_{emp}$ , a qual é utilizada para modificar o fator de forma relacionado com a altura do núcleo ( $k_h$ ), como mostrado no APÊNDICE A.

A definição da máxima elevação de temperatura do indutor é feita baseada na temperatura máxima de operação que se pretende permitir ao indutor, o que exige o conhecimento da temperatura de regime interna do gabinete que acomodará o conversor, à qual o indutor ficará exposto. Esse aspecto, entretanto, pode variar

significativamente de um caso para outro, dependendo da utilização de ventilação forçada ou não, do perfil e do material dos dissipadores e da distribuição física dos componentes. Quando se busca altas densidades de potência a questão térmica torna-se ainda mais importante. A maior proximidade entre todos os componentes da placa de circuito impresso, incluindo circuito de controle, semicondutores de potência e magnéticos, torna mais significativa a influência que um elemento do circuito causa em outro. Isso aumenta a complexidade da questão térmica e exige que a mesma seja cuidadosamente analisada em cada caso específico.

Portanto, escolher a máxima elevação de temperatura para o indutor boost não é uma tarefa trivial, e dependerá muito das particularidades de cada caso. Optou-se aqui por uma elevação de temperatura máxima de 50°C, levando em consideração que é comum, atualmente, conversores trabalharem em regime com uma temperatura interna do ar próxima de 50°C [43, 44]. Nessas condições a temperatura máxima de operação do indutor fica na faixa de 100°C, o que está bem abaixo do limite do material sendust (200°C), mas, constitui um valor seguro para operação próximo aos demais componentes do conversor. A máxima elevação de temperatura permitida, além disso, tem um peso significativo no ponto de operação que minimiza o volume do indutor. A figura 5-5 contém o resultado de uma simulação (@ 70kHz) em que a máxima temperatura de operação para o indutor foi feita tanto à 50°C como também à 40°C e à 60°C. Obs erva-se que maiores temperaturas conduzem a núcleos menores, devido ao aumento da ondulação de corrente. Enquanto a curva de 40°C produz o menor volume a uma ondulação de corrente de 45%, na curva de 50°C fica em 55% e na de 60°C fica em 65%.

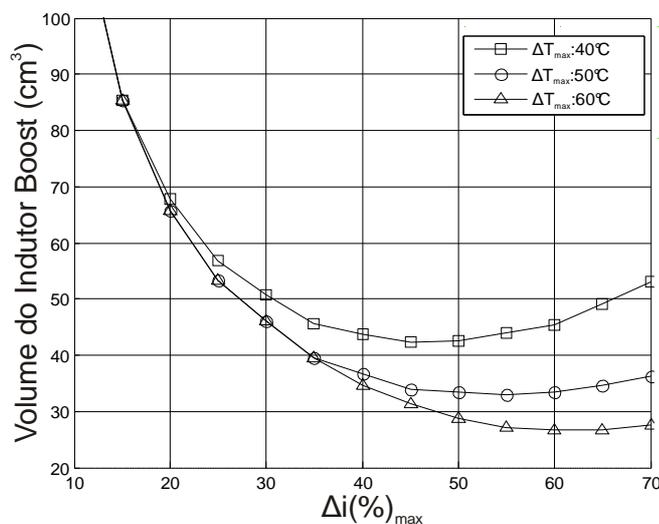
**Tabela 5-1. Condições de operação do conversor PFC utilizadas na simulação**

<i>Descrição</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
Potência	$P_{out}$	1kW
Eficiência estimada	$\rho\%$	90%
Potência de entrada	$P_{in}$	1,1kW
Tensão de entrada	$V_{fase}$	90V <sub>rms</sub> – 260V <sub>rms</sub>
Tensão de saída	$V_o$	400V <sub>dc</sub>
Frequência de comutação	$f_s$	46,6kHz, 70kHz, 140kHz e 400kHz
Ondulação máxima da corrente de entrada	$\Delta i(\%)_{max}$	10% – 70%
Permeabilidade inicial do núcleo	$\mu_i$	26 $\mu_0$ , 60 $\mu_0$ e 75 $\mu_0$
Empilhamento de núcleos	$N_{emp}$	2
Máxima elevação de temperatura do indutor	$\Delta T_{max}$	50°C

As figuras 5-5 a 5-7 são resultado de uma pequena rotina implementada para automatizar a utilização do algoritmo que calcula o núcleo mínimo (da figura 5-3).

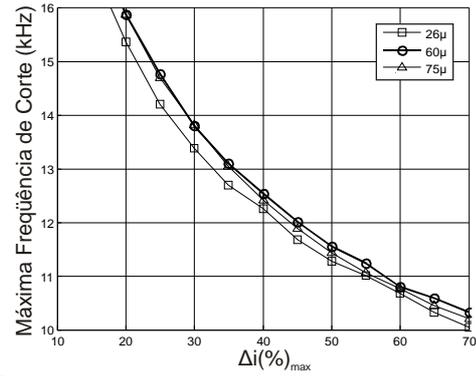
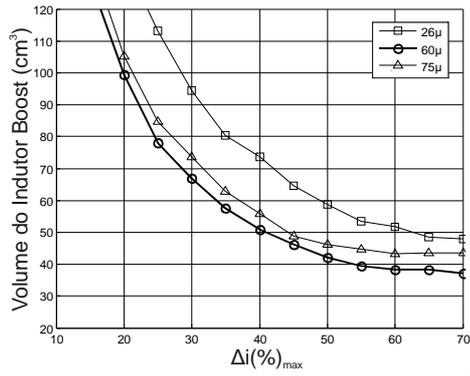
Cada gráfico mostrado corresponde a uma das freqüências de comutação utilizadas e, a ondulação de corrente foi variada com passos de 5%.

Na figura 5-6 mostra-se os resultados das simulações realizadas com os dados informados na tabela 5-1. A tensão de entrada utilizada nessa simulação foi de  $90V_{rms}$ , por se tratar do pior caso com respeito à magnitude da corrente de fase de entrada. Para cada freqüência de comutação são feitos dois gráficos, um relativo ao volume mínimo e outro relativo à máxima freqüência de corte necessária no filtro de EMI para que o conversor esteja de acordo com a norma CISPR 22. O volume medido é relativo à quantidade de material utilizado, isto é, a abertura central do toróide não é contabilizada. A simulação também foi realizada utilizando-se núcleos com diferentes permeabilidades iniciais, com o objetivo de investigar aquela que atinge menores volumes para o indutor. Os núcleos da família Kool M $\mu$ <sup>TM</sup> são fabricados nas permeabilidades de  $26\mu_0$ ,  $60\mu_0$ ,  $75\mu_0$ ,  $90\mu_0$  e  $125\mu_0$ , entretanto, apenas as primeiras três são mostradas, devido ao fato de que a partir de  $75\mu_0$ , o volume do núcleo exigido começa a aumentar, como se observa na figura.

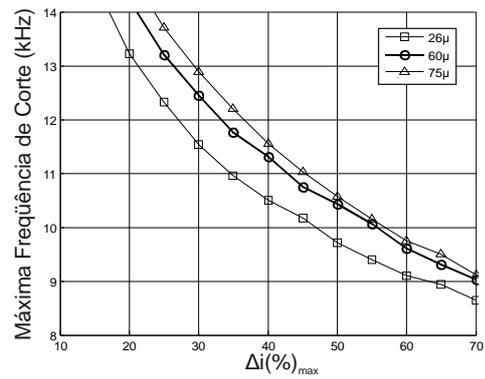
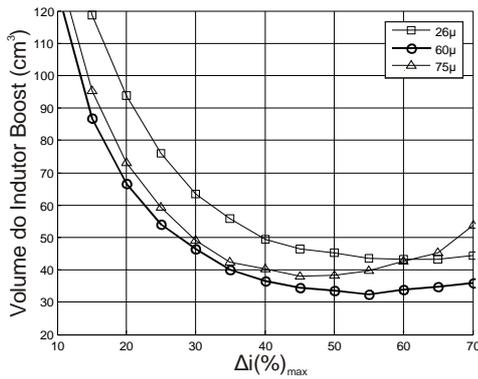


**Figura 5-5. Resultados de simulação da rotina que estima o volume mínimo do indutor boost para diferentes valores máximos de elevação de temperatura**

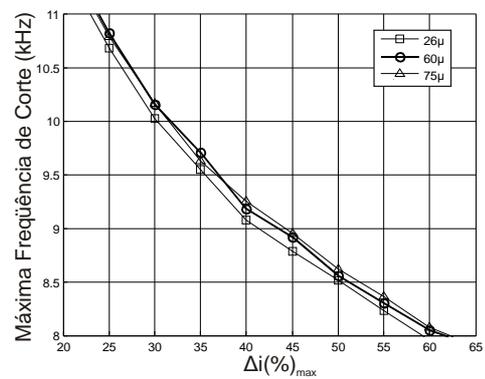
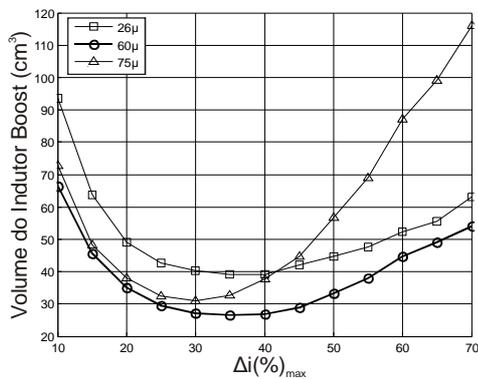
Percebe-se, nos gráficos que relacionam o volume com a ondulação de corrente, que quando a elevação de temperatura é considerada e restringida, o aumento da freqüência de comutação e, também da ondulação de corrente, pode não trazer todo o benefício esperado quanto à redução de magnéticos. O controle da elevação de temperatura exige que, a partir de certo ponto, o núcleo magnético tenha que ser aumentado. O conhecimento desses pontos é a chave para um projeto otimizado quanto ao volume do indutor boost. A tabela 5-2 relaciona os pontos de volume mínimo encontrados nas simulações realizadas.



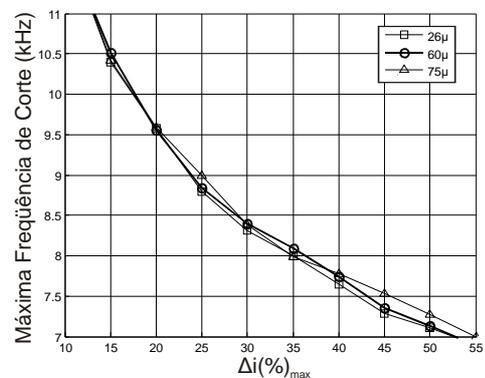
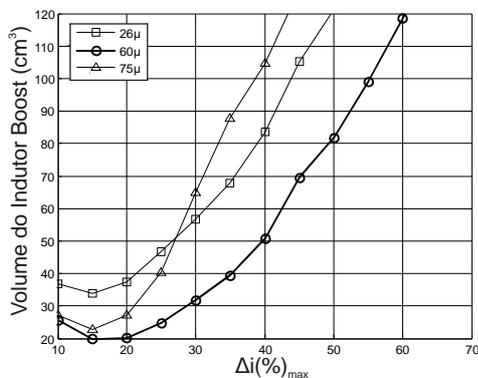
(a) @ 46,6kHz



(b) @ 70kHz



(c) @ 140kHz



(d) @ 400kHz

**Figura 5-6. Resultados de simulação da rotina que estima o volume mínimo do indutor boost para três modelos de núcleo kool  $\mu$ ™ (três valores de permeabilidade inicial)**

**Tabela 5-2. Pontos de operação que minimizam o volume do indutor boost**

<i>Freqüência de Comutação</i>	<i>Permeabilidade Inicial</i>	<i>Ondulação de Corrente (%)</i>	<i>Volume (cm<sup>3</sup>)</i>
46,6kHz	$60\mu_0$	70%	38,0
70kHz	$60\mu_0$	55%	32,9
140kHz	$60\mu_0$	35%	26,8
400kHz	$60\mu_0$	15%	20,0

Como se espera, o aumento da ondulação de corrente exige freqüências de corte menores no filtro de EMI, o que pode significar maior volume de filtro. A título de comparação, pode-se tomar o filtro usado na referencia [32], o qual foi projetado para um conversor PFC similar e possui uma freqüência de corte de 9kHz para atenuação do ruído conduzido de modo diferencial. Olhando para os resultados obtidos na simulação, percebe-se que, em todos os casos, na ondulação de corrente em que ocorre o volume mínimo a freqüência de corte necessária para o filtro fica acima de 9kHz. Isso significa que tal filtro deve atender aos requisitos de atenuação necessários, quanto ao ruído conduzido de modo diferencial, para qualquer um dos casos simulados. Para o cálculo da freqüência de corte máxima foi considerada uma margem de segurança de 3dB (equação (5.1) e (5.2)), entretanto, na prática é possível que ainda haja a necessidade de uma margem superior devido ao efeito de elementos não modelados. Além disso, é necessário frisar que o que está considerado para o dimensionamento do filtro é válido apenas para a parte de baixa freqüência que é limitada pela norma (de 150kHz até aproximadamente 1MHz). O ruído de alta freqüência depende de outros fatores além da amplitude da ondulação de corrente e da freqüência de comutação, o que está mais bem explicado no tópico 2.2 desta dissertação.

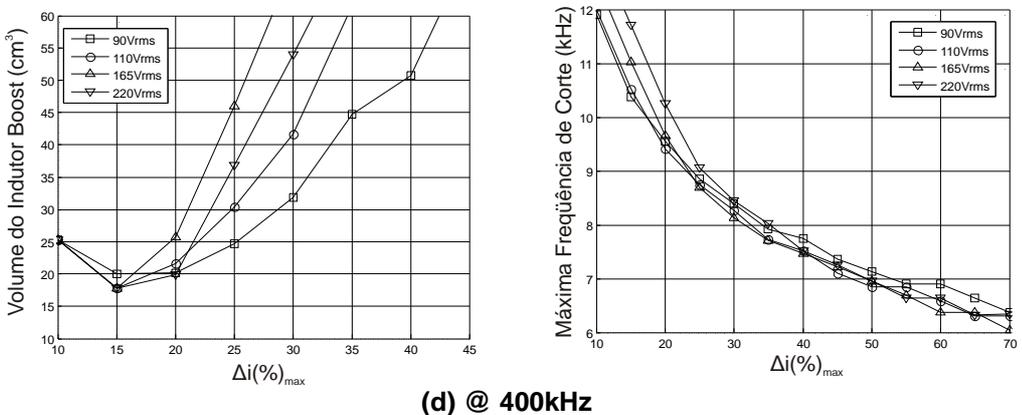
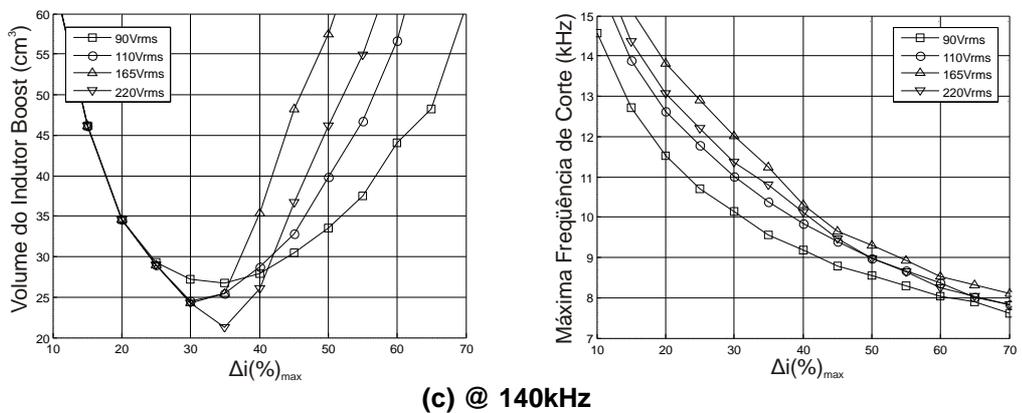
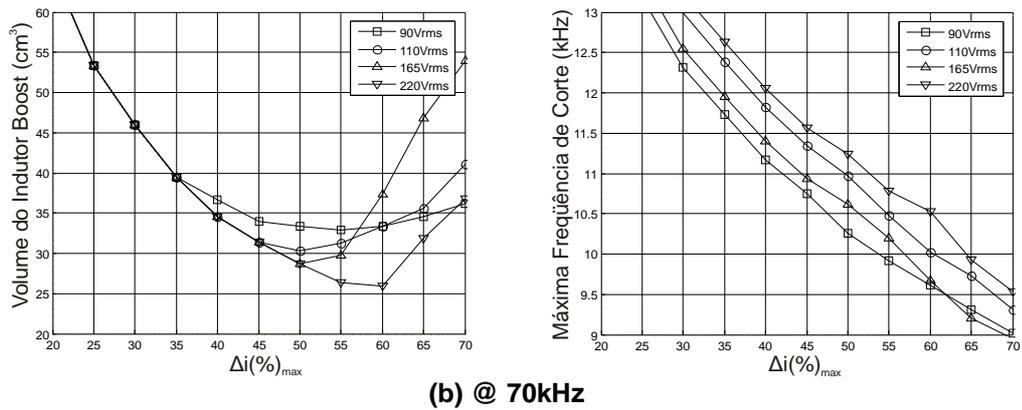
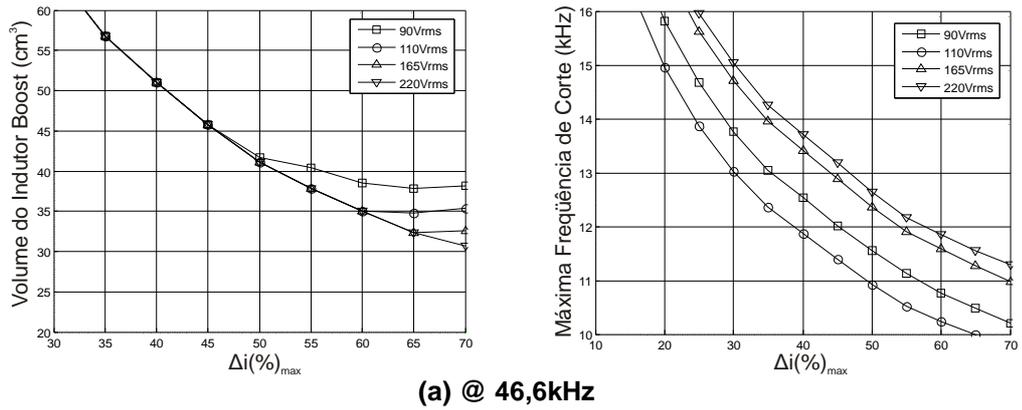
Sabe-se que a variação da magnitude da tensão de entrada, além de modificar a magnitude da corrente de entrada para a mesma potência, também tem influência na amplitude da ondulação de corrente. E esta, por sua vez, afeta tanto as perdas no núcleo quanto o ruído conduzido gerado. Portanto, é importante que se verifique o comportamento dessas variáveis quando o conversor estiver com uma tensão de entrada diferente de  $90V_{rms}$ , já que o mesmo deve operar com qualquer tensão desde  $90V_{rms}$  até  $260V_{rms}$ . Na figura 5-6 mostra-se os resultados da simulação para quatro valores de tensão de entrada, que são: 90, 110, 165 e  $220V_{rms}$ . A simulação é feita, nesse caso, alterando apenas o valor da variável  $V_{fase(rms)}$  que se observa no fluxograma da figura 5-3. Como o mesmo indutor precisa também ser capaz de operar adequadamente quando o conversor estiver com a

menor tensão de entrada ( $90V_{rms}$ ), o projeto do mesmo deve continuar sendo feito para o máximo valor de corrente, que acontece justamente na menor tensão de entrada. Devido a isso, mesmo com tensões de entrada mais elevadas, o volume mínimo estimado para valores pequenos de ondulação de corrente continua sendo o mesmo, já que nesses pontos o maior fator limitante é a densidade de fluxo máxima, e não a elevação de temperatura. Entretanto, não se pode prever claramente como deverá se comportar a elevação de temperatura do indutor quando a mesma for o principal fator limitante, o que acontece para maiores valores de ondulação de corrente.

A observação da figura 5-7 revela que, de um modo geral, há uma redução na elevação da temperatura para valores de ondulação de corrente próximos ao ponto de volume mínimo (da curva de  $90V_{rms}$ ), uma vez que o volume mínimo estimado para as curvas de  $110V_{rms}$ , e acima, ficam menores nessa região. Entretanto, aumentando-se um pouco mais a ondulação de corrente, fica claro que o aumento da tensão de entrada causa também um aumento na elevação de temperatura, o que se reflete em um volume mínimo maior para esses pontos.

Esse último comportamento é mais fácil de ser compreendido, uma vez que se sabe que a maior ondulação de corrente ocorre quando a tensão de entrada instantânea for metade da tensão de saída [29]. Quando se opera na tensão de entrada mínima de  $90V_{rms}$ , a tensão de pico atinge apenas 127V, ou seja, está abaixo de 200V, que é metade da tensão de saída, o que significa que não ocorre a pior condição de ondulação de corrente de entrada. Por outro lado, quando se opera a  $220V_{rms}$ , por exemplo, passa-se pela tensão de entrada instantânea de 200V duas vezes a cada meio ciclo da tensão de entrada, o que significa a ocorrência da maior amplitude de ondulação de corrente também por duas vezes.

Entretanto, precisa-se considerar que no caso dos núcleos Powder existe o efeito da saturação suave, o qual modifica a indutância segundo a indução magnética a qual o núcleo é submetido. A modificação da indutância também modifica a amplitude da ondulação de corrente, deixando a dedução do pior caso, em relação a ondulação de corrente, menos previsível. O algoritmo implementado possibilita a visualização do resultado quando ambos os fenômenos ocorrem simultaneamente, o que se vê na figura 5-7 e, constitui uma das contribuições que a abordagem desenvolvida nesse trabalho proporciona.



**Figura 5-7. Verificação da influência da tensão de entrada no volume mínimo do indutor e na frequência de corte máxima do filtro**

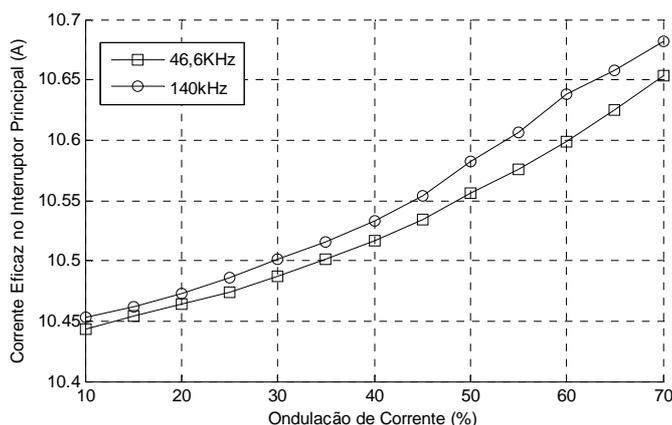
A tensão de entrada também tem influência no valor de quase-pico do harmônico crítico, o que dita a frequência de corte necessária no filtro de EMI. Na figura 5-7-(a), o pior caso ocorre a uma tensão de entrada de  $110V_{rms}$ , enquanto nas figuras (b) e (c) ele ocorre na tensão de entrada mínima e, na (d), a tensão de entrada praticamente não tem influência. Como exceção da figura 5-7-(a) (@ 46,6kHz), pode-se considerar a tensão de entrada mínima como pior caso para o dimensionamento do filtro de EMI. Entretanto, como a diferença na frequência de corte necessária entre  $90V_{rms}$  e  $110V_{rms}$ , à 46,6kHz, é pequena, figurando cerca de 0,5kHz apenas, pode-se considerar somente a curva de  $90V_{rms}$  para o projeto do filtro de EMI, uma vez que, normalmente, o mesmo é sobre dimensionado como uma forma de prevenção à ação de elementos não modelados.

Conclui-se, portanto, que o projeto do indutor boost do PFC de 1kW, no caso da utilização do material Sendust, pode ser baseado apenas na tensão de entrada mínima, uma vez que: 1) Pode-se considerar que o pior caso de emissão de ruído conduzido de modo diferencial ocorre na tensão de entrada mínima; e 2) O volume mínimo, indicado na curva de tensão de entrada mínima, não é ultrapassado para maiores valores de tensão de entrada. Isso significa que o núcleo projetado pela curva de tensão de entrada mínima será capaz de comportar os outros valores de tensão de entrada.

Há ainda uma terceira variável que deve ser verificada, com respeito ao conversor PFC, por poder representar um limite à elevação da ondulação de corrente. Trata-se das perdas de condução na chave principal quando esta se baseia no controle de portadores majoritários. Esse é o caso de transistores como o MOSFET de potência, o qual é muito utilizado nesse tipo de aplicação. O fato de esse tipo de semicondutor apresentar um comportamento resistivo quando em condução, faz com que as perdas de condução sejam proporcionais ao quadrado da corrente eficaz que circula pelo mesmo. Nesse caso, a influência do aumento da ondulação de corrente deve ser investigada, uma vez que ela causará um aumento da corrente eficaz que circula pelo indutor e também pelo interruptor principal. Para isso, durante a etapa de simulação do PFC, a forma de onda da corrente do interruptor principal foi armazenada em uma variável específica para que seu valor eficaz pudesse ser calculado posteriormente à simulação.

A figura 5-8 contém o resultado do cálculo do valor eficaz da corrente que circula no interruptor principal, quando o conversor está com tensão de entrada

mínima, para dois casos previamente simulados, uma vez que os demais têm comportamento similar. Observa-se que a variação da corrente eficaz não é significativa dentro da faixa de variação da ondulação de corrente utilizada. Isso significa que as perdas de condução em semicondutores como o MOSFET não sofrem aumento significativo e, portanto, a influência do aumento da ondulação de corrente pode ser desconsiderada.



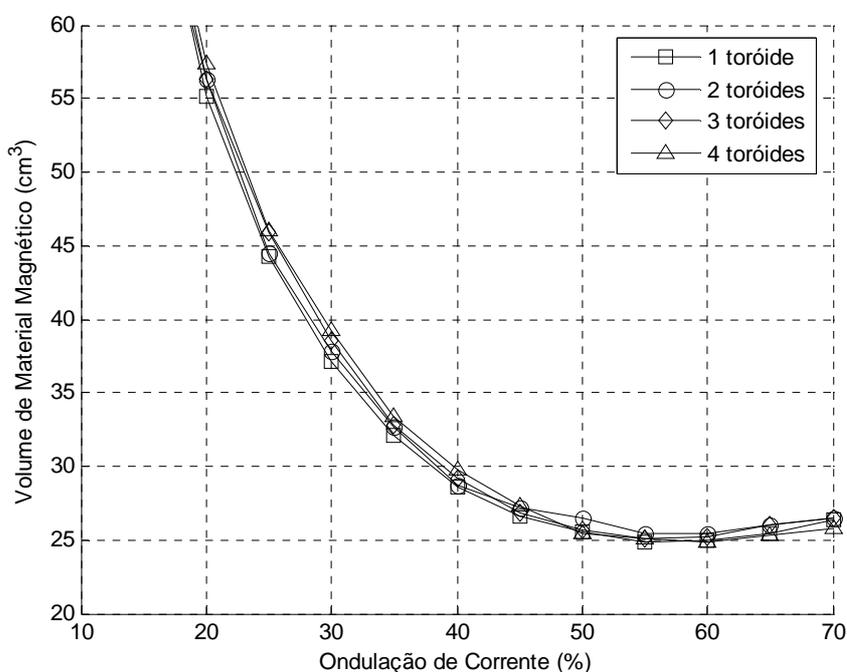
**Figura 5-8. Verificação da influência da ondulação de corrente na corrente eficaz do interruptor principal ( $V_{fase(rms)}=90V_{rms}$ )**

## 5.5. Seleção do Núcleo Real

As simulações realizadas no tópico anterior consideram uma variação suave no tamanho do núcleo magnético para a estimativa do menor núcleo possível em cada caso. Sabe-se, entretanto, que no caso prático dispõe-se apenas de alguns tamanhos discretos e a implementação real do indutor estará limitada a tais tamanhos. Assim, neste tópico é mostrado o processo para a escolha do menor núcleo real que pode ser utilizado.

O processo tradicional, quando se utiliza núcleos de ferrite, por exemplo, consiste apenas em se tomar o primeiro núcleo maior ou igual ao mínimo encontrado no resultado do projeto. No caso dos núcleos toroidais não é diferente, entretanto, precisa-se considerar a utilização da técnica de empilhamento de toróides, como já comentado anteriormente neste trabalho, o que permite a confecção de tamanhos de núcleos intermediários e, também, da possibilidade de escolha da forma geométrica mais adequada para o caso, ou seja, pode-se trocar largura (OD) por altura (H), ou vice-versa.

A utilização da técnica de empilhamento provoca modificações na estrutura magnética do indutor, pois aumenta-se a área transversal ( $A_w$ ) de material magnético e diminui-se o comprimento médio ( $l_e$ ), o que também causa uma diminuição no número de espiras. Assim, utilizou-se o algoritmo desenvolvido para simular e estimar o núcleo mínimo, em termos apenas de volume de material magnético, para comparar a utilização de um caso sem empilhamento com outros 3 casos, ou seja, com 2, 3 e 4 núcleos empilhados. A figura 5-9 contém o resultado, onde se simulou o PFC de 1kW com uma frequência de comutação de 70kHz. Outras frequências de comutação produzem resultados similares com respeito ao que se deseja avaliar e, devido a isso, não são mostradas.

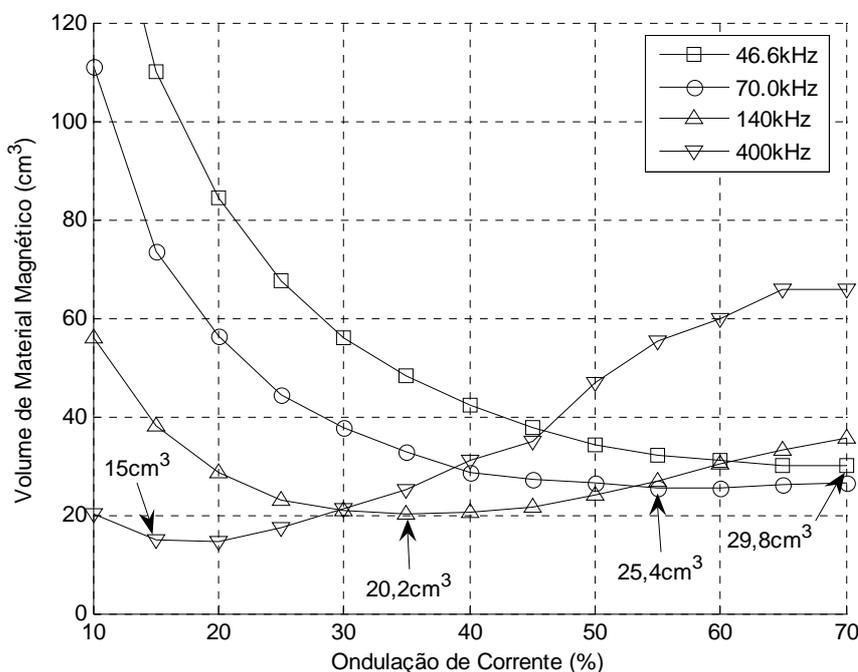


**Figura 5-9. Influência da utilização de empilhamento de toróides no resultado da rotina de otimização**

Como se observa, o volume final de material magnético mantém-se praticamente inalterado, o que permite que o tamanho do núcleo real seja escolhido independentemente da quantidade de toróides utilizadas no empilhamento.

Assim, as simulações realizadas para estimar o volume mínimo, nas quatro frequências de comutações selecionadas, foram agrupadas em um único gráfico, na figura 5-6, e estão, agora, mostrando apenas o volume do material magnético necessário, ou seja, sem considerar o cobre. Os pontos de volume mínimo do indutor (núcleo+cobre, da tabela 5-2) são identificados e marcados em cada caso,

para que, a partir dos mesmos se possa seleccionar o núcleo magnético a ser utilizado no caso real.

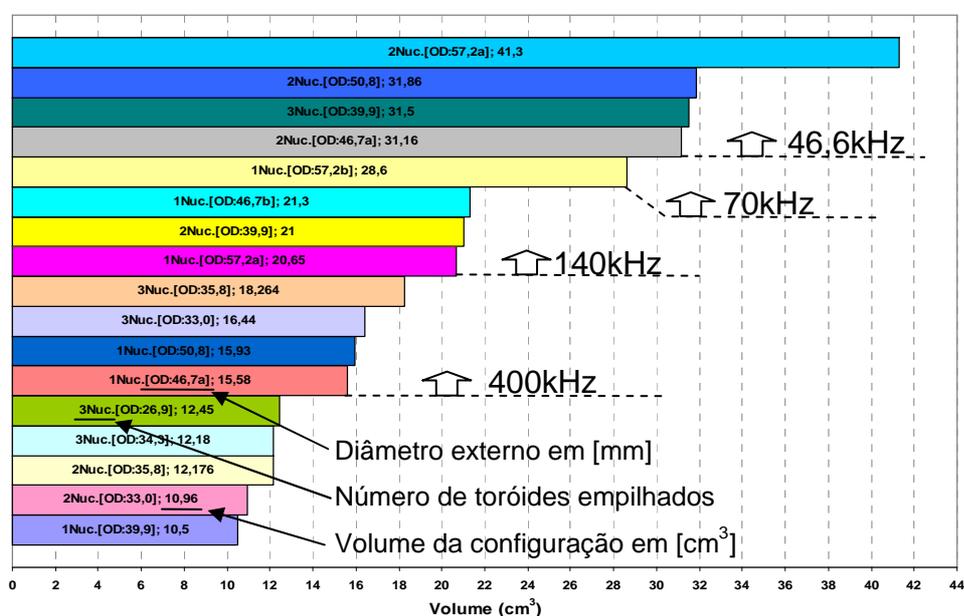


**Figura 5-10. Volume mínimo de material magnético resultante da rotina que estima o núcleo mínimo (para  $\mu_i=60\mu_0$ )**

A figura 5-11 foi elaborada baseando-se nos núcleos reais discriminados no catálogo da MAGNETICS, fabricante do núcleo Kool M $\mu$ <sup>TM</sup> utilizado na rotina de otimização. Foi considerada a utilização de empilhamento de até 3 toróides, e a figura os mostra em ordem crescente de volume. Somente os tamanhos que possuem a opção de permeabilidade inicial de  $60\mu_0$  estão sendo considerados, uma vez que com essa permeabilidade se minimiza o volume do indutor, como mostrado na figura 5-6. Os toróides individuais são especificados pelo seu diâmetro externo (OD), conforme o próprio catálogo, e nos casos em que há dois volumes para o mesmo OD, ou seja, quando os núcleos têm o mesmo diâmetro externo, mas diferentes diâmetros internos ou alturas, o mesmo está identificado com um sufixo “a” e “b”, sendo o “b” o de maior volume. A tabela 5-3 contém os part numbers dos núcleos utilizados para a elaboração da figura 5-11.

Destaca-se na figura 5-11 a configuração de volume mínimo que pode ser adotada para cada frequência de comutação escolhida. Assim, observa-se que no caso da frequência de comutação de 46,6kHz não é possível a realização prática sem a utilização de empilhamento, uma vez que a única opção com diâmetro externo maior do que 57,2mm (que seria o de 77,8mm), não possui a opção de

permeabilidade inicial igual a  $60\mu_0$ . Sendo necessária a utilização de apenas um toróide à 46,6kHz, o software desenvolvido pode ser utilizado para testar as outras opções de permeabilidade com o núcleo de diâmetro externo de 77,8mm.



**Figura 5-11. Possíveis configurações utilizando núcleos reais fabricados pela MAGNETICS**

**Tabela 5-3. Identificação dos núcleos utilizados para a confecção da figura 5-11**

Part number	OD (mm)	Volume (cm <sup>3</sup> )
77071	33,0	5,48
77586	34,3	4,06
77076	35,8	6,09
77083	39,9	10,5
77090	46,7a	15,58
77439	46,7b	21,3
77716	50,8	15,93
77110	57,2a	20,65
77192	57,2b	28,6

Devido aos tamanhos disponíveis e a limitação de empilhamento em 3 núcleos, observa-se que no caso real a diferença no volume do indutor para as frequências de 46,6kHz e 70kHz é muito pequena, sugerindo que o projetista opte pela menor frequência para minimizar as perdas de comutação. Nos outros casos as diferenças são mais significativas pelo fato de haver uma configuração mais próxima ao volume mínimo estimado. Entretanto, cabe lembrar que esse resultado é válido para a limitação da máxima elevação de temperatura em 50°C, e que esse valor normalmente não é crítico, ou seja, limites máximos sensivelmente diferentes poderiam ser utilizados, dependendo muito de cada caso em particular, o que

alteraria os resultados mostrados na figura 5-11. O script desenvolvido na linguagem do MatLab®, que está sendo disponibilizado no APÊNDICE C, pode ser utilizado para se testar outros valores máximos de elevação de temperatura, o qual gera a curva mostrada na figura 5-10.

Conhecendo-se a potência, a faixa de tensão de entrada e a tensão de saída requeridas no PFC a ser projetado, o processo para o projeto do indutor mínimo consiste nas seguintes etapas:

1. O projetista deverá escolher primeiramente a frequência de comutação ou uma faixa de frequência a qual se poderia utilizar. Para isso deve-se pesar custos (tecnologia de semicondutores) e densidade de potência (volume de magnéticos e de dissipadores). Como já discutido, a única vantagem em se elevar a frequência de comutação no conversor PFC-CCM é a possível diminuição do volume do indutor e, os resultados obtidos na análise feita neste trabalho evidenciam que a redução do volume não é tão significativa (tabela 5-2) quando se utiliza a ondulação de corrente mais adequada para cada caso. Assim, cabe ao projetista adotar um ponto que represente um compromisso entre o volume de magnéticos, volume de dissipadores e custos.
2. Mesmo que o projetista já tenha uma opinião formada a respeito da frequência de comutação, o próximo passo é o uso do software desenvolvido (APÊNDICE C), onde pode-se testar diversas situações. Deve-se testar não somente várias frequências de comutação, mas também todas as possibilidades de permeabilidade disponíveis e vários valores de tensão de entrada, de tal modo que se varra toda a faixa utilizável (para essas simulações utilizar  $k_d=1,75$  e  $k_f=0,7$  e  $stack=2$ ). A máxima elevação de temperatura permitida não é crítica, mas o projetista deverá escolher esse valor baseado no seu caso específico, como já discutido no tópico 5.4. O software mostra como resultado, além do volume mínimo propriamente dito, a ondulação de corrente que deve ser utilizada para atingir tal volume e, a influência que esse ponto terá no dimensionamento do filtro de EMI de entrada, o que é mostrado através da frequência de corte máxima necessária no filtro para que a norma CISPR 22 seja atendida. Assim, a utilização recursiva do software permitirá a escolha da melhor permeabilidade, a identificação do pior caso

de tensão de entrada, tanto em relação ao volume do indutor quanto às necessidades de filtragem do ruído conduzido, e, do ganho no volume do indutor que pode ser atingido com cada frequência de comutação escolhida.

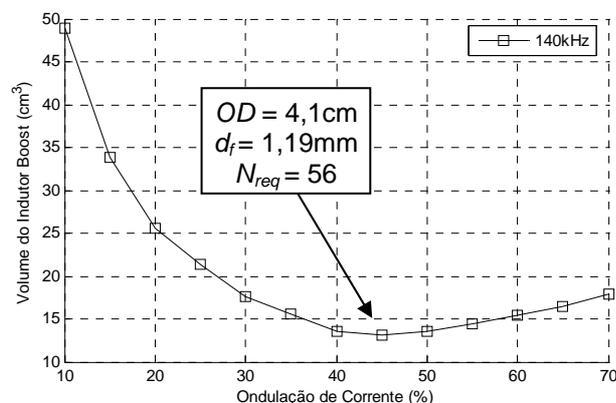
3. Após a escolha cuidadosa da frequência de comutação que o projetista julgue mais adequada, basta que se observe o valor do volume mínimo, no gráfico mostrado como resultado, assim como a ondulação de corrente que produz o volume mínimo. A configuração magnética a ser utilizada pode ser agora escolhida encontrando-se aquela que produz o menor volume e que seja superior ao mínimo lido no gráfico. A figura 5-11 pode ser utilizada, e caso o volume caia fora da faixa mostrada, basta que se recorra ao catálogo do fabricante onde os volumes individuais de cada núcleo são informados.
4. Escolhida a configuração magnética, calcule os fatores de forma especificamente do núcleo toroidal adotado, ou seja,  $k_d$  e  $k_h$ , conforme as equações (A.1). Use  $N_{emp}=1$  nesse momento para calcular  $k_h$ , pois o número de toróides empilhados é informado separadamente nesse caso.
5. Execute o programa novamente, agora utilizando os fatores de forma do toróide escolhido, assim como o número de toróides que são empilhados na configuração adotada (stack). A janela de comandos do MatLab estará reportando, durante a simulação, alguns dados para cada ponto simulado, de onde o projetista obterá o número de espiras e o diâmetro máximo do fio a ser utilizado para o ponto que minimize o volume do indutor. Deve-se adotar o primeiro diâmetro de fio real menor do que aquele informado pelo programa, e então basta que a bobina seja enrolada até completar a primeira camada de fio. Caso o projetista queira, o número máximo de espiras estimado para a configuração real pode ser calculado pela equação (A.8).

O processo descrito acima garante que o projetista utilizará o menor indutor de camada única para o conversor PFC em questão e para a máxima elevação de temperatura escolhida. Pequenos desvios na elevação de temperatura real são esperados devido à adoção de elementos reais que diverjam sensivelmente dos valores teóricos estimados.

# CAPÍTULO 6

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de 500W, entrada universal, tensão de saída de 400V e frequência de comutação de 140kHz foi implementado e utilizado para a verificação experimental da modelagem envolvida para a estimativa da elevação de temperatura do indutor boost. A figura 6-1 mostra o resultado da simulação da rotina que estima o volume mínimo para o caso do protótipo de 500W, quando a máxima elevação de temperatura permitida é de 50°C e não se utiliza em pilhamento ( $N_{emp}=1$ ). Observe-se que com uma ondulação de corrente de 45% obtêm-se o volume mínimo, situação na qual o algoritmo que estima o núcleo mínimo reporta o diâmetro externo do núcleo de 4,1cm, o diâmetro do fio de 1,19mm e 56 espiras.



**Figura 6-1. Simulação para encontrar a amplitude de ondulação de corrente que minimiza o indutor boost no protótipo de 500W ( $\Delta T_{max}=50^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{fase(rms)}=90\text{V}_{rms}$ )**

Utilizou-se para a implementação do indutor o núcleo de número 77083, que tem 3,99cm de diâmetro externo, com o qual, devido à potência reduzida e frequência de comutação relativamente elevada, não houve necessidade de se utilizar empilhamento, ou seja, um único toróide pôde ser utilizado. O fio esmaltado AWG 16 foi escolhido por ser aquele que possui a bitola mais próxima do sugerido pelo algoritmo que estima o núcleo mínimo ( $d_{f\_AWG16}=1,292\text{mm}$ ). Com essa configuração o número de espiras máximo fica igual a 52, segundo a equação (A.8).

A tabela 6-1 contém os resultados das variáveis adquiridas durante o ensaio experimental, as quais foram registradas depois de uma hora de operação contínua do conversor. Utilizou-se duas condições de carga, uma nominal e outra parcial. Todas as variáveis de interesse foram mensuradas em ambas as situações e estão expostas na tabela 6-1. O circuito integrado UC3855BN foi utilizado para a implementação do circuito de controle, e apesar de a capacitância do seu oscilador ter sido calculada e escolhida para gerar uma frequência de comutação de 140kHz, verificou-se, após uma hora de operação, que esta estabilizou em 147kHz.

**Tabela 6-1. Variáveis adquiridas no conversor PFC implementado para o ensaio experimental**

<b>Variável \ Carga</b>	<b>Nominal</b>	<b>Parcial</b>
Tensão de entrada	90V	90V
Frequência de comutação	147kHz	147kHz
Potência de entrada	500W	178W
Temperatura ambiente	27°C	27°C
Temperatura interna do indutor	68°C	57°C
Elevação de temperatura verificada	41°C	30°C
Elevação de temperatura estimada	43,3°C	34,3°C
Erro de estimativa	+2,3°C	+4,3°C

Uma nova simulação foi realizada, agora com exatamente as mesmas condições verificadas no caso real, onde se estimou uma elevação de temperatura de 43,3°C quando com carga nominal e, 34,3°C quando com carga parcial. A diferença na elevação de temperatura estimada considerando o caso real e o caso do algoritmo que estima o núcleo mínimo, da figura 6-1, se deve ao fato de que, na simulação do caso real, se leva em consideração as dimensões específicas do núcleo 77083, o diâmetro do fio AWG 16 e o número de espiras igual aquele utilizado na prática (52). A ondulação de corrente, para o caso real, ficou em 46,4%. A leitura da elevação de temperatura do núcleo foi realizada com um termopar tipo k, o qual foi introduzido em um pequeno orifício (1mm de diâmetro e 3mm de profundidade) feito no núcleo, no sentido horizontal e na superfície externa do toróide. A realização da medida através do orifício se deve ao fato de que a temperatura interna é superior àquela medida na parede externa [44], como se pôde verificar na prática, onde uma diferença de 3 a 4°C foi constatada.

Comparando a elevação de temperatura estimada com a mensurada no protótipo observa-se um erro de +2,3°C no caso da carga nominal e, +4,3°C no caso da carga parcial. Esse resultado confirma o caráter conservativo do modelo utilizado para estimar as perdas no núcleo, uma vez que as mesmas são predominantes nos

casos em questão, quando comparadas às perdas no cobre, devido à elevada frequência de comutação e ondulação de corrente empregada. Além disso, a equação (3.10), utilizada para estimar a elevação de temperatura é levantada, e normalmente utilizada, para enrolamentos de múltiplas camadas [1, 53, 54], enquanto aqui se utiliza enrolamento de camada única. Esse fato tem relevância por dois motivos: primeiro, devido à exposição de grande parte do núcleo magnético ao ar, o que não acontece em enrolamentos de múltiplas camadas onde o calor gerado no núcleo só pode ser dissipado através do fio; e segundo, a distribuição das perdas entre o núcleo e o cobre, que tende a ser mais desigual em um enrolamento de camada única, se concentrando mais no núcleo do que no cobre.

Portanto, levando em consideração a simplicidade do método utilizado para a estimativa da elevação de temperatura (equação (3.10)) em relação à complexidade que o ambiente real de fato apresenta, pode-se afirmar que o procedimento de projeto elaborado obteve resultados plausíveis, e que o mesmo pode ser utilizado para estimar o par: *freqüência de comutação e ondulação máxima de corrente*, o qual minimiza o volume do indutor boost.

# CAPÍTULO 7

---

## CONCLUSÃO

Nesse trabalho uma nova metodologia de projeto para o indutor principal de um conversor boost-CCM que opera como PFC foi elaborada, a qual baseia-se não apenas na máxima densidade de fluxo necessária, mas também na máxima elevação de temperatura permitida para o indutor, buscando a minimização do volume do mesmo. A análise teórica desenvolvida para a minimização do volume do indutor foi comprovada através de resultados experimentais, onde um protótipo foi implementado em laboratório para a validação dos modelos adotados na estimativa da elevação de temperatura. A conformidade com as normas IEC 61000-3-2 e CISPR 22 foi considerada em todo o contexto do trabalho desenvolvido.

O arranjo magnético utilizado foi aquele que, durante a revisão bibliográfica, se constatou como o mais adequado para a aplicação em questão. Esse arranjo consiste na utilização do material magnético do tipo Powder no formato toroidal, mais especificamente a liga chamada de Sendust, a qual se caracteriza por produzir baixas perdas a um custo moderado. O arranjo magnético também utiliza uma única camada de fio (single layer) no núcleo toroidal, o que trás grandes benefícios para o conversor do ponto de vista do EMI conduzido gerado [33]. Entretanto, esse arranjo modifica a relação existente entre o volume de material magnético e a indutância buscada, uma vez que o enrolamento de camada única limita o número de espiras utilizável, o que exige uma abordagem diferente na hora do projeto.

As principais contribuições da utilização da metodologia desenvolvida são:

- A obtenção de maiores níveis de densidade de potência em conversores PFC-CCM através, apenas, da cuidadosa seleção do mais adequado ponto de operação, relativo à frequência de comutação e a máxima ondulação da corrente de entrada, isto é, sem qualquer alteração topológica ou de tecnologia de hardware, ou seja, sem custos adicionais. Para aumentar a confiabilidade dos resultados e tornar a metodologia diretamente aplicável ao caso real, o arranjo magnético típico, e também um dos mais adequados para o caso, foi considerado;

- Devido a consideração de efeitos de segunda ordem, como a saturação suave que ocorre nos núcleos Powder, o algoritmo desenvolvido também permite uma estimativa mais realística do pior caso de tensão de entrada, tanto com respeito à elevação da temperatura do indutor quanto ao ruído conduzido de modo diferencial gerado. O conhecimento do ponto de operação de pior caso é fundamental para o correto dimensionamento dos elementos do conversor. Esse aspecto ganha mais significância ainda em conversores com entrada universal, onde uma grande faixa de tensão deve ser suportada;
- Também devido à consideração da saturação suave, é possível se fazer a investigação daquele valor de permeabilidade inicial, do modelo de núcleo Powder utilizado, capaz de produzir o menor volume de magnéticos. Em outras palavras, a modelagem realizada permite a escolha da melhor permeabilidade inicial do núcleo magnético, uma vez que existem várias possibilidades nos modelos disponibilizados no mercado atualmente. Além disso, a influência da permeabilidade inicial no ruído conduzido de modo diferencial também pode ser avaliada;

Para exemplificar, a utilização da metodologia desenvolvida em um conversor PFC de 1kW que opere com uma frequência de comutação de 46,6kHz permite uma redução no volume do indutor boost de aproximadamente 63% elevando a ondulação de corrente de 20%, que é um dos valores padrões da literatura [24], para 70%, como se observa na figura 5-6-(a). O resultado também mostra que mesmo com a ondulação de corrente à 70% o ruído conduzido diferencial produzido ainda não exige alterações no filtro de EMI, como discutido no tópico 5.4. Ao mesmo tempo, o resultado obtido na figura 5-6-(c) deixa claro que não há razão alguma para se utilizar uma ondulação de corrente superior a 35% quando uma frequência de comutação de 140kHz é utilizada, pois isso exigiria um aumento do volume do indutor para que a temperatura máxima de operação do mesmo não fosse ultrapassada. Cabe lembrar que essas conclusões são válidas para o caso em que uma elevação de temperatura de 50°C é permitida no indutor.

Outra alternativa à utilização de valores padrões de ondulação de corrente são os métodos que baseiam-se na limitação das perdas do componente magnético, como o método do  $k_g$  e do  $k_{gfe}$ , proposto em [2]. O método do  $k_{gfe}$  destaca-se por

levar em consideração tanto as perdas no cobre quanto as do núcleo, fazendo ainda uma distribuição adequada das mesmas. Entretanto, a variável temperatura não é considerada. Como o projetista não tem como prever a superfície externa para a dissipação de calor do elemento magnético antes de calcular o  $k_{gfe}$  mínimo necessário, não há como estimar a temperatura final de operação do mesmo. Esse problema poderia ser resolvido executando-se a procura pelo  $k_{gfe}$  mínimo de forma interativa, até que a elevação de temperatura desejada seja alcançada. Todavia, mesmo assim, esse método não contempla a utilização de um enrolamento de camada única, o efeito da saturação suave dos núcleos Powder e a variação da razão cíclica que ocorre de forma expressiva em conversores PFC-CCM para a estimativa das perdas no núcleo.

São deixados como sugestão para a continuidade desse trabalho os seguintes pontos:

- O levantamento de um modelo adequado para o núcleo de Iron Powder tradicional, o pode contribuir significativamente para o projeto otimizado de conversores PFC quando o custo for prioridade em relação a volume, uma vez que não se pode ignorar redução de custo que pode ser conseguida com a sua utilização. As considerações feitas durante a modelagem das características do material magnético, só são aplicáveis ao material do tipo Sendust. Como comentado no tópico 3.3, para se modelar corretamente materiais como o Iron Powder tradicional é necessário a consideração de outras curvas além daquela considerada para o Sendust. No caso do material Sendust apenas a curva que relaciona a queda da permeabilidade em função da indução DC tem influência significativa e precisa ser modelada. Entretanto, no caso do Iron Powder tradicional, a frequência e a densidade de fluxo AC também precisam ser consideradas, devido à grande variação que pode ocorrer na permeabilidade em função das mesmas;
- Sabe-se que a frequência de comutação é um dos aspectos mais importantes nas perdas dos semicondutores. A utilização da metodologia aqui proposta em conjunto com uma outra abordagem, que seja capaz de estimar o volume de dissipadores necessário para um dado conjunto de tecnologias de semicondutor adotado, pode contribuir para que se faça uma otimização do volume total do conversor PFC. Podem ser

consideradas várias associações de tecnologias de semicondutores, como os tradicionais: MOSFET de potência e diodo de silício ultra rápido, ou os mais recentes: MOSFET do tipo CoolMOS e diodo de Silicon Carbide (SiC). A utilização de um IGBT no lugar de um MOSFET também deve ser considerada uma vez que com isso pode-se reduzir as perdas de condução dependendo dos níveis de corrente necessários e da frequência de comutação utilizada. Já existem trabalhos que abordam essa idéia, como o [37], que busca a minimização do volume, mas utiliza apenas o material ferrite para a confecção do indutor boost; e também [53, 54], onde os núcleos Powder foram utilizados e a minimização do custo é o objetivo, entretanto, nesse caso não se utilizou enrolamento de camada única. Portanto, a abordagem sugerida é nova e pode ser deixada como sugestão para a continuidade desse trabalho.

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] P. M. Barbosa, "Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems," Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 2002, pp.228.
- [2] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001.
- [3] "Power Factor Correction (PFC) Handbook - Choosing the Right Power Factor Controller Solution," ON Semiconductor, Reference Manuals, Doc. ID: HBD853/D, [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com), 2004 pp. 106.
- [4] J. A. Pomilo, "Pré-reguladores de Fator de Potência," Universidade Estadual de Campinas, Apostila Didática, 2004.
- [5] ANEEL, "RESOLUÇÃO N.º 456," Agência Nacional de Energia Elétrica, <http://www.aneel.gov.br/cedoc/res2000456.pdf>, 2000, pp. 52.
- [6] B. K. Bose, "Energy, environment, and advances in power electronics," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 688-701, 2000.
- [7] I. Endo, H. Tatsumi, I. Otsuka, H. Yamamoto, A. Shintani, H. Koshimoto, M. Yagi, and K. Murata, "Magnetic properties of compressed amorphous powder cores and their application to a fly-back converter," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 3421-3423, 2000.
- [8] Mark A. Swihart, "Inductor Cores – Material and Shape Choices," Magnetics® - [www.mag-inc.com](http://www.mag-inc.com), 2004.
- [9] L. Lorenz, "New power semiconductor components for AC/DC power supply applications," presented at INTELEC '03, pp. 821-825, 2003.
- [10] Bing Lu, Wei Dong, Qun Zhao, and F.C. Lee, "Performance Evaluation of CoolMOSTM and SiC Diode for Single-Phase Power Factor Correction Applications," presented at APEC'03, pp. 651-657, 2003.
- [11] I. Matsuura, K. M. Smith, and K. M. Smedley, "A comparison of active and passive soft switching methods for PWM converters," presented at PESC '98, pp. 94-100 vol.1, 1998.
- [12] K. M. Smith, Jr. and K. M. Smedley, "A comparison of voltage-mode soft-switching methods for PWM converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 376-386, 1997.
- [13] D. Wei, Z. Qun, L. Jinjun, and F. C. Lee, "A boost converter with lossless snubber under minimum voltage stress," presented at APEC 2002, pp. 509-515 vol.1, 2002.
- [14] E. M. Hertz, S. Busquets-Monge, D. Boroyevich, M. Arpilliere, and H. Boutillier, "Analysis of the tradeoffs between thermal behavior and EMI noise levels in a boost PFC circuit," presented at IAS, pp. 2460-2465 vol.4, 2001.

- [15] Z. Wei, M. T. Zhang, F. C. Lee, J. Roudet, and E. Clavel, "Conducted EMI analysis of a boost PFC circuit," presented at APEC '97, pp. 223-229 vol.1, 1997.
- [16] L. Rossetto, S. Buso, and G. Spiazzi, "Conducted EMI issues in a 600-W single-phase boost PFC design," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 578-585, 2000.
- [17] Y. Liyu, L. Bing, D. Wei, L. Zhiguo, X. Ming, F. C. Lee, and W. G. Odendaal, "Modeling and characterization of a 1 KW CCM PFC converter for conducted EMI prediction," presented at APEC '04, pp. 763-769 vol.2, 2004.
- [18] L. Jinjun, C. Weiyun, Z. Jindong, X. Dehong, and F. C. Lee, "Evaluation of power losses in different CCM mode single-phase boost PFC converters via a simulation tool," presented at IAS, pp. 2455-2459 vol.4, 2001.
- [19] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Boost PFC with 100-Hz switching frequency providing output voltage stabilization and compliance with EMC standards," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 188-193, 2000.
- [20] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, and S. Buso, "Comparison among high-frequency and line-frequency commutated rectifiers complying with IEC 61000-3-2 standards," presented at IAS, pp. 2218-2223 vol.4, 2000.
- [21] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 360-368, 2001.
- [22] M. Hernandez, C. Aguilar, J. Arau, J. Sebastian, and J. Uceda, "Comparative analysis of boost and buck-boost derived topologies used as power factor correctors," presented at IECON, pp. 335-340 vol.1, 1995.
- [23] B. Sharifipour, J. S. Huang, P. Liao, L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Manufacturing and cost analysis of power-factor-correction circuits," presented at APEC'98, pp. 490-494 vol.1, 1998.
- [24] P. C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design (U-134)," Unitrode Application Note, 1998.
- [25] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor, and J. E. Baggio, "Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter," presented at PESC'99, pp. 137-142 vol.1, 1999.
- [26] M. A. P. Andrade, L. Schuch, and J. R. Pinheiro, "Generalized switching logic scheme for CCM-PFC interleaved boost converters," presented at PESC'04, pp. 2353-2359 Vol.3, 2004.
- [27] A. Elasser, M. H. Kheraluwala, M. Ghezzi, R. L. Steigerwald, N. A. Evers, J. Kretchmer, and T. P. Chow, "A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-the-art silicon diodes for power electronic applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 915-921, 2003.
- [28] B. Lu, W. Dong, S. Wang, and F. C. Lee, "High frequency investigation of single-switch CCM power factor correction converter," presented at APEC '04, pp. 1481-1487 Vol.3, 2004.

- [29] B. Supratim and T. M. Undeland, "Inductor design considerations for optimizing performance & cost of continuous mode boost PFC converters," presented at APEC 2005, pp. 1133-1138 Vol. 2, 2005.
- [30] CISPR-22, "Limits and Methods of Measurements of Radio Interference Characteristics of Information Technology Equipment," 3<sup>rd</sup> ed, 1998.
- [31] CISPR-16-2, "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods - Part 2: Methods of Measurements of Disturbances and Immunity," First ed, 1996.
- [32] L. Rossetto, S. Buso, and G. Spiazzi, "Conducted EMI issues in a boost PFC design," presented at INTELEC, pp. 188-195, 1998.
- [33] W. Shuo, F. C. Lee, and W. G. Odendaal, "Single layer iron powder core inductor model and its effect on boost PFC EMI noise," presented at PESC'03, pp. 847-852 vol.2, 2003.
- [34] M. C. Caponet, F. Profumo, and A. Tenconi, "EMI filters design for power electronics," presented at PESC'02, pp. 2027-2032, 2002.
- [35] S. Busquets-Monge, J. C. Crebier, S. Ragon, E. Hertz, D. Boroyevich, Z. Gurdal, M. Arpilliere, and D. K. Lindner, "Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1388-1396, 2004.
- [36] S. Fu-Yuan, D. Y. Chen, W. Yan-Pei, and C. Yie-Tone, "A procedure for designing EMI filters for AC line applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 170-181, 1996.
- [37] D. Damasceno, L. Schuch, and J. R. Pinheiro, "Design procedure to minimize boost PFC volume concerning the trade-offs among switching frequency, input current ripple and soft-switching," presented at PESC '05, 2005.
- [38] L. Tihanyi, *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*: Institute of Electrical & Electronics Engineer (IEEE), 1995.
- [39] E. F. Magnus, "Desenvolvimento de Uma Ferramenta Para Ensaio de EMI Conduzida de Baixo Custo," Mestrado, Pós-Graduação em Eng. Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2001, pp.101.
- [40] F. S. Dos Reis, "Estudio y Criterios de Minimizacion y Evaluacion de Las Interferencias Electromagneticas Conducidas en Los Convertidores CA - CC," Tesis Doctoral, Universidad Politecnica de Madrid, Madrid, 1995, pp.413.
- [41] E. F. Magnus, J. C. M. Lima, L. W. Rodriguea, R. Tonkoski, V. M. Canalli, J. A. Pomilio, and F. S. Dos Reis, "Simulation tool for conducted EMI and filter design," presented at CIEP 2002, pp. 21-26, 2002.
- [42] Y. Zhao, "Single Phase Powder Factor Correction Circuit with Wide Output Voltage Range," Master of Science in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 1998, pp.110.
- [43] D. J. Nicol, "An Objective Comparison of Powder Core Materials for Inductive Components with Selected Design Examples ": Micrometals, Inc., Application Note, 2001.

- [44] Micrometals®, "Design Guidelines for Iron Powder Cores," Micrometals Inc. Application note, [www.micrometals.com](http://www.micrometals.com), 1998.
- [45] "Micrometals Iron Powder Cores," Powder Cores Manufacturer, [www.micrometals.com](http://www.micrometals.com).
- [46] "Arnold Magnetics Technologies," Powder Cores Manufacturer, [www.arnoldmagnetics.com](http://www.arnoldmagnetics.com).
- [47] "Magnetics®," Powder Cores Manufacturer, [www.mag-inc.com](http://www.mag-inc.com).
- [48] T. Slattery, "A Comparison of Molybdenum Permalloy Powder and Sendust Cores for Energy Storage Inductors," presented at Intertech's 5<sup>th</sup> International Soft Magnetics Conference, Michigan, USA, 2000.
- [49] "CWS Coils.com," documentação on-line, fabricante de indutores, [http://www.coilws.com/Powder%20Core%20Inductor/PowderCore\\_Guide.php](http://www.coilws.com/Powder%20Core%20Inductor/PowderCore_Guide.php).
- [50] L. Jinjun, T. G. Wilson, Jr., R. C. Wong, R. Wunderlich, and F. C. Lee, "A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications," presented at APEC'2002, pp. 439-445 vol.1, 2002.
- [51] V. J. Thottuvelil, T. G. Wilson, and H. A. Owen, Jr., "High-frequency measurement techniques for magnetic cores," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 41-53, 1990.
- [52] M. Bartoli, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, "Modelling iron-powder inductors at high frequencies," presented at IAS'94, pp. 1225-1232 vol.2, 1994.
- [53] S. Busquets-Monge, "Application of Optimization Techniques to the Design of a Boost Power Factor Correction Converter," Master of Science in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 2001, pp.173.
- [54] E. Hertz, "Thermal and EMI Modeling and Analysis of a Boost PFC Circuit Designed Using a Genetic-based Optimization Algorithm " Master of Science in Electrical Engineering Faculty of Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 2001, pp.142.
- [55] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Sistemas de Controle Modernos*, 8<sup>a</sup> ed. Rio de Janeiro - RJ: LTC, 2001.
- [56] E. T. Da Silva, "Análise e Projeto de Compensadores Para o Conversor Boost," Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis-SC/Brasil, 1994, pp.107.
- [57] H. A. Gründling, "ELC835 - Controle de Processos por Computador," Anotações de Aula, 2004.

## APÊNDICE A

### CONSIDERAÇÕES GEOMÉTRICAS DO NÚCLEO PARA O ALGORITMO DE SIMULAÇÃO

A figura A-1 mostra as dimensões consideradas nos cálculos através do desenho do núcleo toroidal. Para que não seja necessária a atualização das três variáveis todas as vezes que se desejar alterar o tamanho do núcleo durante a simulação, utiliza-se dois fatores de forma, um para a altura ( $k_h$ ) e um para a espessura ( $k_d$ ), conforme mostrado em (A.1). A variável  $N_{emp}$  é utilizada para ajustar o fator da altura quando mais de um núcleo é utilizado, ou seja, quando se utiliza o empilhamento de núcleos (stacking) Através da observação de todos os tamanhos de núcleos da família Kool M $\mu$ <sup>TM</sup> da MAGNETICS, obteve-se um valor médio para ambos os fatores de forma, que são:  $k_d=1,75$  e  $k_h=0,7$ (para  $N_{emp}=1$ ).

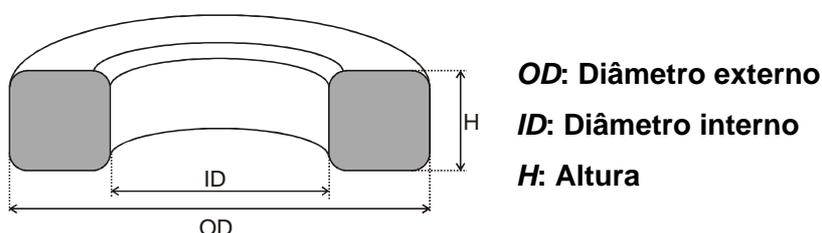


Figura A-1. Núcleo toroidal e suas dimensões

Fatores de forma:

$$k_d = \frac{OD}{ID}, \quad k_h = N_{emp} \cdot \frac{H}{(OD - ID)} \quad (A.1)$$

Assim, para o cálculo das variáveis geométricas do núcleo, utiliza-se as relações:

$$ID = \frac{OD}{k_d}, \quad H^* = N_{emp} \cdot H = k_h \cdot OD \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right) \quad (A.2)$$

Isso permite que apenas o diâmetro externo e os fatores de forma tenham que ser conhecidos. A partir dessa idéia, todas as variáveis geométricas de interesse

são deduzidas, as quais estão expostas abaixo (OBS: considera-se o uso do sistema internacional de unidades):

Comprimento médio e área transversal do núcleo (de material magnético):

$$l_e = \frac{OD \cdot \pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right) \quad (\text{A.3})$$

$$A_e = \frac{OD^2 \cdot k_h}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right)^2 \quad (\text{A.4})$$

Volume do núcleo:

$$Vol_{n\u00facleo} = \frac{\pi \cdot k_h \cdot OD^3}{4} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right) \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d^2}\right) \quad (\text{A.5})$$

Comprimento médio de uma espira, sendo  $d_f$  o di\u00e2metro do fio empregado:

$$LPT = OD \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d} + 2 \cdot k_h \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right)\right) + 4 \cdot d_f \quad (\text{A.6})$$

Volume de cobre, onde  $N_{req}$  \u00e9 o n\u00famero de espiras utilizado:

$$Vol_{cobre} = \frac{\pi \cdot d_f^2 \cdot N_{req}}{4} \cdot \left(OD \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d} + 2 \cdot k_h \cdot \left(1 - \frac{1}{k_d}\right)\right) + 4 \cdot d_f\right) \quad (\text{A.7})$$

O n\u00famero m\u00e1ximo de espiras que podem ser acomodadas no n\u00facleo toroidal de uma \u00fanica camada \u00e9 calculado segundo uma aproxima\u00e7\u00e3o simples que considera o di\u00e2metro do fio muito menor do que o di\u00e2metro interno do tor\u00f3ide ( $d_f \ll ID$ ). Considerando ainda um fator de preenchimento de 95%, para compensar a n\u00e3o uniformidade do fio e do tor\u00f3ide, obt\u00eam-se:

$$N_{max} = 95\% \cdot \pi \cdot \left(\frac{OD}{d_f k_d} - 1\right) \quad (\text{A.8})$$

O cálculo da superfície externa do núcleo enrolado com uma única camada também utiliza uma aproximação simples, para considerar a presença do fio, que aumenta sensivelmente a área total. Para isso, as variáveis  $OD$ ,  $ID$  e  $H$  são modificadas, o que é feito considerando uma correção nessas dimensões igual a metade do diâmetro do fio utilizado. Assim, toma-se as variáveis  $OD'$ ,  $ID'$  e  $H'$ , para calcular a superfície, que são mostradas em (A.9). Fazendo-se as devidas substituições para deixar também a superfície externa em função dos fatores de forma e do diâmetro externo, obtêm-se a equação (A.10).

$$OD' = OD + \frac{d_f}{2}, \quad ID' = ID - \frac{d_f}{2}, \quad H' = H + d_f \quad (\text{A.9})$$

$$S_{ext} = \left( k_h \cdot OD \cdot \pi \cdot \left( 1 - \frac{1}{k_d} \right) + d_f \right) \cdot \left( \frac{OD}{k_d} + OD \right) + \frac{\pi}{2} \cdot \left( \left( OD + \frac{d_f}{2} \right)^2 - \left( \frac{OD}{k_d} - \frac{d_f}{2} \right)^2 \right) \quad (\text{A.10})$$

## APÊNDICE B

### COEFICIENTES DO AJUSTE DE CURVAS DAS CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DO NÚCLEO Kool M $\mu$ <sup>TM</sup>

O software MatLab<sup>®</sup> foi utilizado para se encontrar as funções e seus coeficientes que melhor representassem as curvas de magnetização normal e, da queda de permeabilidade com a indução DC do núcleo Sendust considerado nas simulações, o qual foi representado pelo Kool M $\mu$ <sup>TM</sup> fabricado pela MAGNETICS.

As curvas relativas a variação da permeabilidade com a indução DC são mostradas na figura 3-9, onde também estão traçadas as curvas provenientes das funções ajustadas. A função utilizada nesse caso é a Gaussiana, que está mostrada na equação (B.1).

$$\mu_{\%}(H) = a \cdot \exp\left(-\left(\frac{H(t)-b}{c}\right)^2\right) + d \cdot \exp\left(-\left(\frac{H(t)-e}{g}\right)^2\right) \quad (\text{B.1})$$

A tabela B-1 contém os valores dos coeficientes de “a” e “g” ajustados para cada tipo de núcleo, os quais têm permeabilidades iniciais diferentes. A indução  $H(t)$  é medida em Oersteds e o resultado é um fator de correção, que fica entre zero e um, e que define a queda da permeabilidade de acordo com o valor instantâneo da indução magnética  $H(t)$ .

**Tabela B-1. Coeficientes resultantes do ajuste de curva do gráfico da permeabilidade relativa em função da indução DC para o núcleo Kool M $\mu$**

Núcleo\Coef.	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>g</i>
26 $\mu_0$	1,864	498,9	608,1	0,8215	7,528x10 <sup>6</sup>	5,094x10 <sup>6</sup>
60 $\mu_0$	1,3	120,3	186,9	0,2765	845,7	1169
75 $\mu_0$	1,8	139,6	171	0,146	924,9	1406
90 $\mu_0$	1,984	131,2	152,2	0,08521	1072	1903

Para as curvas de magnetização normal dos núcleos Kool M $\mu$ <sup>TM</sup>, utilizou-se a equação (B.2), e as curvas ajustadas estão traçadas juntamente com as originais na figura 3-11. Nesse caso, uma função exponencial foi utilizada.

$$B(t) = a \cdot \exp(b \cdot H(t)) + c \cdot \exp(d \cdot H(t)) \quad [kGauss] \quad (\text{B.2})$$

Na equação (B.2) a indução também é medida em Oersteds, e a saída é medida em kilo-Gauss, uma vez que é assim que as variáveis se apresentam no ábaco fornecido pelo fabricante. A tabela B-2 contém os coeficientes para esse caso.

**Tabela B-2. Coeficientes resultantes do ajuste de curva do gráfico da magnetização normal do núcleo Kool M $\mu$**

Núcleo\Coef.	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>
26 $\mu_0$	36,04	$-7,072 \times 10^{-4}$	-35,95	$-1,476 \times 10^{-3}$
60 $\mu_0$	9,024	$1,399 \times 10^{-4}$	-8,954	$-7,521 \times 10^{-3}$
75 $\mu_0$	8,973	$1,834 \times 10^{-4}$	-8,942	$-1,066 \times 10^{-2}$
90 $\mu_0$	9,545	$9,845 \times 10^{-5}$	-9,525	$-1,218 \times 10^{-2}$

## APÊNDICE C

### SCRIPT DO PROGRAMA EM MATLAB

O script transcrito abaixo, na linguagem do software MATLAB, simula e estima o núcleo mínimo do indutor boost de um conversor PFC-CCM para uma determinada frequência de comutação e uma determinada faixa de valores de ondulação de corrente informada. Para maiores detalhes sobre a utilização do algoritmo, ver os comentários no cabeçalho do próprio programa.

```
% Rotina que calcula o núcleo mínimo para uma freq. e uma faixa de ripple escolhido.
% O núcleo considerado é do tipo kool Mu, e o enrolamento é do tipo single layer (camada única).
% O algoritmo projeta o núcleo mínimo considerando a indutância mínima, o
% fluxo máximo (não saturação) e a elevação de temperatura, segundo as
% perdas no núcleo e no cobre. Por se tratar de single layer, o diametro do
% fio é ajustado para enrolar completamente o toroide (95%)
% (o diametro mínimo é dado pela limitação de um j_max=600A/cm^2).
%
% Sintaxe:
% pfc(Vin,Pot,fs,Rip_i,Rip_f,num_pts,mtal,stack,kdi,khi,T_max)
%
% onde: Vin - tensão de entrada (volts rms), ex: 90
% Pot - potência de entrada (em watts), ex: 1100
% fs - frequencia em kHz, ex: 70
% Rip_i - valor inicial do vetor de ripple (em %), ex: 10
% Rip_f - valor final do vetor de ripple, ex: 70
% num_pts - número de pontos no vetor de ripple, ex: 13
% mtal - tipo do núcleo (permeabilidades), possíveis: 26,60,75 e 90
% nesse momento, use: 60
% stack - número de núcleos empilhados, ex: 2
% kdi - fator de forma da espessura, valor médio: kdi=1.7
% khi - fator de forma da altura, valor médio: khi=0.7
% T_max - máxima elevação de temperatura permitida, ex: 50
%
% Para rodar o exemplo digite: pfc(90,1100,70,10,70,13,60,2,1.7,0.7,50);
%
function [ Rip, Vol, Lmin ] = pfc(Vin,Pot,fs,Rip_i,Rip_f,num_pts,mtal,stack,kdi,khi,T_max)

Vo=400;
Vi_min=90;
I_max=sqrt(2)*Pot/Vi_min; % corrente de pico da senoide
Rip=Rip_i:(Rip_f-Rip_i)/(num_pts-1):Rip_f; % cria o vetor de ripple
% Calcula vetor de Lmin, considera o ripple medido no pico da senoide de
% corrente @ Vi_min, e também considera o valor percentual com respeito ao
% mesmo ponto (método da unitrode)
Lmin=(Vi_min^2*(1-(sqrt(2)*Vi_min/Vo))/(Pot*fs*1e3)).*(100./Rip);
Vol=Lmin.*0;
Temp=Lmin.*0;
fc=Lmin.*0;
OD=0.03; % Diametro externo inicial - em metros
clear global
global kd kh mtl P
P=Pot;
mtl=mtal;
kd=kdi; % média 1.75, núcleo 77083=1.6556
kh=khi*stack; %média 0.7, núcleo 77083=0.91772
%-- calcula o diametro inicaial do fio ----
```

```

j_max=600;
j_max=j_max*10000; % - passa pra A/m^2
l_rms=l_max/sqrt(2); % - aproximação.. desconsidera o ripple, mas o erro é pequeno.
df_i=(4*l_rms/(j_max*pi))^(1/2); % diametro do fio inicial, em m

%--- LOOP PRINCIPAL ----
for ind = 1:length(Lmin)
    L=Lmin(ind);
    l_mpk=l_max+l_max*.005*Rip(ind); % estima o pico de corrente, senoide+ripple
    df=df_i;
    OD=OD*0.8;
    dT= T_max+1;
    nn=0;
    while dT> T_max
        %calcula núcleo mínimo que não satura, ou se OD já for suficiente
        %recalcula N e df pra um OD 0.5% maior
        [ n_nec,OD,df ] = func_calc_c_min(L,OD,df_i,l_max,l_mpk);
        %simula o núcleo recém calculado, calcula perdas e a elevação de
        %temperatura
        [ dT, idt, Ts, i_sw_rms, Pcopper, Pcore ] = sim_core(Vin,fs,df,OD,n_nec);
        nn=nn+1;
    end
    %mostra dados da simulação: corrente rms na chave, diametro externo do
    %toroite, diametro do fio, número de interações necessárias para o
    %núcleo chegar no tamanho adequado, número do ponto, número de espiras
    disp(sprintf('Is_rms:%2.3fA OD:%1.5fm df:%1.5fm num_int:%3i point:%3i N:%3i, i_sw_rms, OD, df, nn, ind, n_nec));
    Vol_core(ind)=(pi/4)*kh*OD^3*(1-1/kd)*(1-1/(kd^2)); % volume do núcleo em m3
    Vol_copper(ind)=pi*df^2*n_nec*(OD-OD/kd+2*kh*OD*(1-1/kd)+4*df)/4; % volume do fio em m3
    Vol(ind)=Vol_core(ind)+Vol_copper(ind); %volume total
    Temp(ind)=dT; % captura a elevação de temp. atual
    l_sw_rms(ind)=i_sw_rms;
    % calcula o valor de quase pico do ponto
    lfft=fft(idt - idt);
    lfft=lfft(1:length(lfft)/2+1);
    % identifica a ordem harmonica da frequencia crítica
    if fs<=35, oh=round(5*fs*1e3/60);
    elseif fs<=46.667, oh=round(4*fs*1e3/60);
    elseif fs<=70, oh=round(3*fs*1e3/60);
    elseif fs<=140, oh=round(2*fs*1e3/60);
    else oh=round(fs*1e3/60);
    end
    % calcula a tensão interferente e seu valor de quase pico
    [Uint]=f_2_t(lfft,oh);
    Vqp=20*log10(quasi_pk(Uint)*1e6);
    % Calcula máximo que a norma permite na frequencia critica atual
    % E a atenuação necessária
    ReAt=Vqp-(164.9954-19.12552*log10(oh*60))+3; % válida de 150k a 500k
    % calcula a frequencia de corte necessária (filtro de 60dB/dec)
    fc(ind)=(10^(log10(60*oh)-ReAt/60))/1e3; % em khz
end % fim do loop principal

figure(1001);
hold on;
plot(Rip,Vol*1e6,'ko-', 'LineWidth', 1);
plot(Rip,Vol_core*1e6,'ks-', 'LineWidth', 1);
grid on;
xlabel('Ripple(%);');
ylabel('Boost inductor volume (cm^3)');
legend('Core+Copper', 'Core only');

figure(1002);
hold on;
plot(Rip,fc,'ko-', 'LineWidth', 1);
grid on;
xlabel('Ripple(%);');
ylabel('Maximum Filter's Cutoff Frequency (kHz)');

```

```

figure(1003);
hold on;
plot(Rip,l_sw_rms,'ko-', 'LineWidth',1);
grid on;
xlabel('Ripple(%)');
ylabel('Main Switch RMS Current (A)');

#####
%----- sub-rotinas -----
#####
@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
%---- calcula nucleo mínimo -----
function [ n_nec,OD,df ] = func_calc_c_min(L_min,OD,df,l_max,l_mpk)

global kd kh mtl P
u_ini=mtl; % escolha do tipo de núcleo, 26,60,75 ou 90
u_eff=u_ini;
u0=4*pi*1e-7;
%% LOOP PRINCIPAL
n_nec=1;
n_max=0;
while n_nec > n_max
% incrementa em 0.5% o diametro externo do núcleo
OD=OD*1.005;
% calcula o numero de espiras que seria necessário para atingir a
% indutancia minima com o núcleo de diametro externo OD
n_nec=func_calc_n(L_min,OD,l_max);
% máximo numero de espiras pro núcleo em questão, considerando somente uma
% camada, e para um j máximo que define o diametro do fio (df)
n_max=pi*((OD/(df*kd))-1)*0.95; % com 5% de segurança
n_max=floor(n_max); % arredonda pro inteiro menor
% testa se não satura devido ao ripple l_mpk=(l_max+rip)
le=OD*pi*(1+1/kd)/2; % comprimento médio do toroide
Hr = 0.4*pi*n_nec*l_mpk/(le*100); %retorna o H em oersteds
% calcula o fator segundo o tipo de núcleo utilizado
if mtl==26
factor2=( 1.864*exp(-((Hr+498.9)/608.1)^2) + 0.8215*exp(-((Hr+7.528e+006)/5.094e+006)^2) );
elseif mtl==60
factor2=( 1.3*exp(-((Hr+120.3)/186.9)^2) + 0.2765*exp(-((Hr+845.7)/1169)^2) );
elseif mtl==75
factor2=( 1.8*exp(-((Hr+139.6)/171)^2) + 0.146*exp(-((Hr+924.9)/1406)^2) );
elseif mtl==90
factor2=( 1.984*exp(-((Hr+131.2)/152.2)^2) + 0.08521*exp(-((Hr+1072)/1903)^2) );
end
% se o fator for menor que 0.05 o nucleo ta saturado
if factor2<0.1, n_nec=n_max+1; end % faz o while continuar
% se n=0 o núcleo saturou na rotina do calculo de n
if n_nec==0, n_nec=n_max+1; end %faz o while continuar
end % fecha o while
% se está sobrando espaço pra mais espiras, engossa o fio pra ajustar
if n_max>n_nec
df=(OD/(kd*(ceil(n_nec/.95)/pi+1)));
end

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
%--- Calcula o número de espiras necessário -----
function [ n_nec ] = func_calc_n(L_min,OD,l_max)

global kd kh mtl P
%--- ajusta os fatores do material escolhido -----
if mtl==26
fit_ca=1.864; fit_cb=498.9; fit_cc=608.1; fit_cd=0.8215; fit_ce=7.528e+006; fit_cf=5.094e+006;
elseif mtl==60
fit_ca=1.3; fit_cb=120.3; fit_cc=186.9; fit_cd=0.2765; fit_ce=845.7; fit_cf=1169;
elseif mtl==75
fit_ca=1.8; fit_cb=139.6; fit_cc=171; fit_cd=0.146; fit_ce=924.9; fit_cf=1406;

```

```

elseif mtl==90
    fit_ca=1.984; fit_cb=131.2; fit_cc=152.2; fit_cd=0.08521; fit_ce=1072; fit_cf=1903;
end
u0=4*pi*1e-7;
Ae=OD^2*kh*(0.5-0.5/kd)*(1-1/kd);
le=OD*pi*(1+1/kd)/2;
    u_eff=mtl;
    u_ini=mtl;
    % número de espiras necessário segundo u_ini
    n_nec=(L_min*le/(Ae*u0*u_eff))^(1/2);
    n_nec2=ceil(n_nec); %coloca em n_nec2 pra começar o loop
    n_nec=0;
    %loop para o cálculo do número de espiras, levando em conta a diminuição da
    %permeabilidade com o aumento da indução (H)
    while n_nec2>n_nec %quando o re-cálculo do n não mudar, atingiu o n correto
        n_nec=n_nec2; % começa outro ciclo a partir do anterior
        Hr = 0.4*pi*n_nec*l_max/(le*100); %calcula o H em oersteds
        if Hr>1000, n_nec=0; break, end % limita o H em 1000, acima disso consid. saturado
        % calcula o fator que diminui a permeabilidade efetiva
        factor = ( fit_ca*exp(-(Hr+fit_cb)/fit_cc)^2) + fit_cd*exp(-(Hr+fit_ce)/fit_cf)^2 );
        if factor<0.1, n_nec=0; break, end % limita o fator em 0.1, abaixo disso considera saturado
        u_eff=factor*u_ini; %retorna a permeabilidade efetiva
        % recalcula o número de espiras pro novo u_eff
        n_nec2=(L_min*le/(Ae*u0*u_eff))^(1/2);
        n_nec2=ceil(n_nec2); % arredonda pro próximo inteiro acima
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%----- simula corrente de entrada -----
function [ dT, i, Ts, i_sw_rms, P_cupper, P_core ] = sim_core(Vin,fs,w_d,OD,n_nec)

global kd kh mtl P
%-- Escolha da permeabilidade do núcleo -----
if mtl==26
    fit_ca=1.864; fit_cb=498.9; fit_cc=608.1; fit_cd=0.8215; fit_ce=7.528e+006; fit_cf=5.094e+006;
elseif mtl==60
    fit_ca=1.3; fit_cb=120.3; fit_cc=186.9; fit_cd=0.2765; fit_ce=845.7; fit_cf=1169;
elseif mtl==75
    fit_ca=1.8; fit_cb=139.6; fit_cc=171; fit_cd=0.146; fit_ce=924.9; fit_cf=1406;
elseif mtl==90
    fit_ca=1.984; fit_cb=131.2; fit_cc=152.2; fit_cd=0.08521; fit_ce=1072; fit_cf=1903;
end
%##### AC magnetization curve #####
% General model Exp2:
% f(x) = a*exp(b*x) + c*exp(d*x)
if mtl==26
    fit2_ca=36.04; fit2_cb=-0.0007072; fit2_cc=-35.95; fit2_cd=-0.001476;
elseif mtl==60
    fit2_ca=9.024; fit2_cb=0.0001399; fit2_cc=-8.954; fit2_cd=-0.007521;
elseif mtl==75
    fit2_ca=8.973; fit2_cb=0.0001834; fit2_cc=-8.942; fit2_cd=-0.01066;
elseif mtl==90
    fit2_ca=9.545; fit2_cb=9.845e-005; fit2_cc=-9.525; fit2_cd=-0.01218;
end
% Ajusta os coeficientes de steinmentz para o tipo de material
if mtl==26
    Alfa=0.5222; Beta=1.9784; Gama=1.7370;
else
    Alfa=1; Beta=2; Gama=1.46;
end
Ae=OD^2*kh*(0.5-0.5/kd)*(1-1/kd);
le=OD*pi*(1+1/kd)/2;
u0=4*pi*1e-7;
fs=fs*1e3;
fs=60*(round(fs/60));
Vo=400;
Vip=sqrt(2)*Vin;

```

```

T=1/fs;
% tenta colocar o numero de pontos total próximo do múltiplo de 2
ppc=ceil(2^17/(8.3333333e-3/T));
Ts=T/ppc;
np=ceil(8.3333333e-3/Ts);
lp=2*P/Vip;
%-- cria os vetores ----
i=zeros(1,np);
i_sw=i;
t=[0:Ts:Ts*(np-1)];
tt=[0:1:np-1];
Vi=Vip*sin(tt*pi/np);
iref=lp*sin(tt*pi/np);
% inicializa variáveis da simulação
k=2;
w=2;
d=1;
e_at=0;
e_an=0;
%-- constantes ----
cte_a=0.4*pi*n_nec/(le*100); % pro cálculo de H em oersteds
cte_b=10*u0*mtl*n_nec/le; % pro cálculo de B em kGauss=10Testas
cte_c=Ts/(2*Ts)^1.46; % pro cálculo da perda por 'sample'
cte_d=mtl*u0*n_nec^2*(Ae/le); % pro cálculo da indutância atual
%---- ganhos do compensador
L=cte_d;
ws=2*pi*fs; %fs em radianos
zc=ws/10; % zero do compensador
wcc=ws/10; % freq. de corte da planta
kplanta=Vo/L; %ganho da planta
kp=wcc^2/(kplanta*(wcc^2+zc^2)^(0.5)); %define kp
ki=kp*zc; %define ki
%-----
A=(kp+ki*Ts/2);
B=(kp-ki*Ts/2);
B_ant=0; % densidade de fluxo do ciclo anterior
Core_loss=0; % armazena o somatório das perdas no núcleo
sig1=1;
sig2=1;
ct1=1;
ct2=0;
B_at=0.07;
while k<=np
  ss=0;
  while w<=ppc & k<=np
    % corrige o valor de L
    Hr=cte_a*i(k-1); %calcula H em oersteds
    if Hr < 1, Hr=1; end
    fc_perm=(fit_ca*exp(-(Hr+fit_cb)/fit_cc)^2) + fit_cd*exp(-(Hr+fit_ce)/fit_cf)^2);
    L=cte_d*fc_perm; % novo L
    % aplica a tensão atual no núcleo com o L atual
    if w<ppc*d & ss==0 % chave fechada
      if sig1==1 % Bloco que calcula as perdas de quando a chave esteve aberta
        Hr=cte_a*i(k-1); %calcula H em oersteds
        B_an=B_at; sig1=0;
        B_at=fit2_ca*exp(fit2_cb*Hr) + fit2_cc*exp(fit2_cd*Hr);
        Core_loss= Core_loss + ((B_an/2-B_at/2)^Beta/((2*(ct1*Ts*1000))^Gama))*(ct1*Ts) );
        ct2=0; % contador de toff
      end
      i(k)=(Ts/L)*Vi(k-1)+i(k-1); % calcula novo ponto de corrente
      i_sw(k)=i(k);
    else % chave aberta
      if sig2==1 % Bloco que calcula as perdas de quando a chave esteve fechada
        Hr=cte_a*i(k-1); %calcula H em oersteds
        B_an=B_at; sig2=0;
        B_at=fit2_ca*exp(fit2_cb*Hr) + fit2_cc*exp(fit2_cd*Hr);
        Core_loss= Core_loss + ((B_at/2-B_an/2)^Beta/((2*(ct2*Ts*1000))^Gama))*(ct2*Ts) );
      end
    end
  end
  k=k+1;
end

```

```

    ct1=0; % contador de ton
    end
    ss=1; % sinalização pra não permitir sobre-modulação
    i(k)= (Ts/L)*(Vi(k-1)-Vo)+i(k-1); % calcula novo ponto de corrente
    if i(k)<0, i(k)=0; end
end
%-----
ct1=ct1+1;
ct2=ct2+1;
%-----
% --- compensador ---
e_an=e_at;
e_at=iref(k)-i(k);
d=d+A*e_at-B*e_an;
if d>1, d=1; end
if d<0, d=0; end
w=w+1;
k=k+1;
end
w=1;
sig1=1;
sig2=1;
end
% perdas no núcleo
Vol=(pi/4)*kh*OD^3*(1-1/kd)*(1-1/(kd^2))*1e6; % volume de magnético [cm3]
P_core = Alfa*Vol*Core_loss*1e-3/(1/120); % perdas no núcleo (watt)
% perdas no cobre
i_rms=sqrt(sum(i.^2)/length(i)); % rms current
LPT=OD*(1-1/kd+2*kh*(1-1/kd))+4*w_d; % length per turn
w_len=n_nec*LPT; % total wire length
ho_copper_75gr=2.3e-8; % @100°C //2.097e-8 % em ohms.m @ 75°C
w_res=ho_copper_75gr*w_len/(pi*(w_d^2)/4); % resistencia do fio
P_cupper=w_res*i_rms^2; % perdas no cobre
i_sw_rms=sqrt(sum(i_sw.^2)/length(i_sw)); % corrente rms na chave
% Área externa total (aproximação)
% A_et=kh*OD*(1-1/kd)*pi*( (OD/kd-w_d)+(OD+w_d) )+( (OD+w_d)^2 - (OD/kd-w_d)^2 )*pi/2;
A_et=(kh*OD*(1-1/kd)+w_d)*pi*( OD/kd + OD )+( (OD+w_d/2)^2 - (OD/kd-w_d/2)^2 )*pi/2;
% Estimativa da elevação de temperatura (equação da magnetics)
dT=((P_core+P_cupper)*1e3/(A_et*1e4))^.833;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Converte o espectro de corrente para tensão no tempo, passando pela lisen,
% considerando a janela [ n0-75 até n0+75 ]=9kHz;
function [Uint] = f_2_t( lspc,n0 )
h=75;
Vspc=zeros(1,length(lspc));
n0=n0+1;
%aplica na lisen (segundo CISPR16, L=50uH, R1=5, C=250nF, Ro=50)
for in = (n0-h):(n0+h)
Vspc(in)= lspc(in)*50*(5+j*2*pi*(60*(in-1))*50e-6)/(5+50+j*(2*pi*(60*(in-1))*50e-6 -1/(2*pi*(60*(in-1))*250e-9)));
end
%recria a parte simétrica pra fazer o ifft;
Vspc= [ Vspc Vspc(length(Vspc)-1:-1:2) ];
% passa da frequencia pro tempo
Uint=ifft(Vspc,'symmetric');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% calcula o valor de quase-pico pra tensão interferente calculada na rotina
% anterior
function Aqpk = quasi_pk(Uint)

ts=(1/60)/length(Uint);
t=[0:ts:length(Uint)*ts-1];
Ucd= zeros(1, length(Uint));
Ud= zeros(1, length(Uint));
Uw= zeros(1, length(Uint));
Ucd(1)=Ucd(1);

```

```

Ud(1)=Uint(1);
Uw(1)=max(Uint)*0.45; % aproxima do valor final
Cd= 1e-6;
R1d=10;
R2d=990;
tald= Cd*(R1d+R2d); %tald= 1ms
tal1= 1e-3;
tal2= 160e-3;
R12d= ((1 +(tal1/(tal2- tal1)))/sqrt(2));
% Constroi a tensao no demodulador
for cont5=1: (length(t)-1)
    if Uint(cont5+1) > Ucd(cont5)
        Ucd(cont5+1)= Uint(cont5+1);
        Ud(cont5+1)= R12d* Uint(cont5+1);
    else
        Ucd(cont5+1)= Ucd(cont5)*exp(-ts/tald);
        Ud(cont5+1)= R12d* Ucd(cont5+1);
    end
end
% detector de quasi-pico
for cont6=1: (length(t)-1)
    if Ud(cont6+1) > Uw(cont6)
        Uw(cont6+1)= (1 -ts/tal1)* Uw(cont6) +(1/tal1 - 1/tal2)*Ud(cont6)*ts;
    else
        Uw(cont6+1)= (1 -ts/tal2)* Uw(cont6);
    end
end
% calcula o valor de quase pico baseado na média do ultimo quarto de tempo
Aqpk= sum(Uw(ceil(length(Uw)*3/4):length(Uw)))/(length(Uw)/4); % em volts

```