



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Rafael Bogo Portal Chagas

**Modelagem de Indutores de Modo Comum Aplicados a Retificadores
Monofásicos**

Florianópolis
2024

Rafael Bogo Portal Chagas

**Modelagem de Indutores de Modo Comum Aplicados a Retificadores
Monofásicos**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Santa Catarina para a obtenção do título de mestre
em engenharia elétrica.

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis
2024

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Chagas, Rafael Bogo Portal
Modelagem do Indutor de Modo Comum : Para a Eletrônica
de Potência / Rafael Bogo Portal Chagas ; orientador,
Marcelo Lobo Heldwein, 2024.
129 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Indutor de Modo Comum. 3.
Filtros de EMI. 4. Wide Bandgap. I. Heldwein, Marcelo
Lobo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Rafael Bogo Portal Chagas

**Modelagem de Indutores de Modo Comum Aplicados a Retificadores
Monofásicos**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca
examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Sergio Vidal Garcia Oliveira, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Joabel Moia, Dr(a).
Instituto Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi
julgado adequado para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr
Coordenador do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2024.

Este trabalho é dedicado à minha esposa Larissa e às
minhas cachorras, Bucica Tayra e Bucica Filha.

AGRADECIMENTOS

Foi possível escrever esta dissertação apenas como fruto de muitas pessoas que me suportaram durante todos os anos que foi este mestrado. Sem estas pessoas, teria sido um trabalho mais árduo, com qualidade reduzida. Todas elas fizeram diferença, cada uma à sua maneira.

Agradeço aos meus pais por toda a ajuda, apoio e paciência, pois sempre me prestaram suporte quando precisei e acreditaram em mim com paciência e amor.

Agradecimentos à minha esposa Larissa, que foi quem me aturou todos os dias, sofreu junto e adicionou pesos aos seus ombros para poder me livrar dos pesos da rotina que me impediam de focar. E também agradecimentos às buccas Filha e Tayra, que sabem como me animar melhor do que qualquer um.

Agradeço também aos meus colegas e amigos Guilherme Martins e André Furlan por toda a mentoria prestada, passando horas discutindo problemas e explicando conceitos, por vezes até de madrugada; pelas amostras fornecidas; e pelos conhecimentos e macetes. Também ao meu amigo Alberto, que por diversas vezes me acolheu em sua casa em Floripa, quando precisei ir presencialmente ao laboratório da universidade.

Por fim, mas não menos importante, agradeço também ao meu orientador, o Prof Lobo, pelas oportunidades, pela dedicação e pelo esforço, confiando no meu trabalho e mostrando o que é pesquisa de ponta.

A todas estas pessoas, um grande abraço!

*“Deixar que os fatos sejam fatos naturalmente
Sem que sejam forjados para acontecer
Deixar que os olhos vejam os pequenos detalhes lentamente
Deixar que as coisas que lhe circundam estejam sempre inertes
Como móveis inofensivos, para lhe servir quando for preciso
E nunca lhe causar danos, sejam eles morais, físicos ou psicológicos.”
(Chico Science)*

RESUMO

Para o correto funcionamento de equipamentos elétricos e eletrônicos, com segurança e confiabilidade, estes equipamentos devem estar inseridos em ambientes com níveis adequados de poluição eletromagnética. A utilização de novas tecnologias de semicondutores *wide bandgap* permite a miniaturização de equipamentos, mas causa a emissão de ruídos em frequências cada vez maiores, com maior densidade de potência e com a maior quantidade de equipamentos no mesmo ambiente. Para minimizar a emissão de ruído no ambiente, frequentemente são utilizados filtros passivos. Este trabalho estuda o indutor de modo comum utilizado nestes filtros, explorando sua modelagem em parâmetros concentrados para poder determinar sua impedância de maneira puramente teórica na etapa de projeto, sem necessitar de amostras, desenvolvendo sua indutância não linear e de dispersão, capacitâncias magnetizada e do enrolamento e resistências parasitas; auxiliando no desenvolvimento de filtros, reduzindo custo e repetições de ciclos de projeto. Exploram-se as perdas resistivas do núcleo como mecanismo de atenuação de emissões em altas frequências, comparando ferrites Mn-Zn com Ni-Zn. A modelagem é comparada com medições de impedância de seis amostras, mostrando que há espaço para melhor modelagem quanto às capacitâncias do enrolamento de indutores de Ni-Zn e que os dados de características dos materiais magnéticos fornecidos pelos fabricantes carecem de qualidade. As atenuações providas pelos indutores de Ni-Zn e de Mn-Zn são comparadas utilizando um conversor de 1800 W, mostrando que Ni-Zn resulta em melhores atenuações em altas frequências, porém piores atenuações em baixas frequências. Esta modelagem também pode ser utilizada para indutores de modo diferencial, ao se refazer considerações de pequenos sinais e focar em aspectos de grandes sinais.

Palavras-chave: Indutor de Modo Comum. Filtros de EMI. Wide Bandgap.

ABSTRACT

For the correct operation of electrical and electronic equipment, with safety and reliability, these devices must be placed in environments with healthy levels of electromagnetic pollution. The use of new wide bandgap semiconductor technologies allows the miniaturization of equipment but leads to the emission of noise at increasingly higher frequencies, with higher power density, and with more devices in the same environment. To minimize noise emission in the environment, passive filters are used. This work studies the common mode inductor used in these filters, exploring its lumped modeling to predict its impedance in a purely theoretical way in the design stage, without the need for samples, developing its non-linear inductance, leakage inductance, winding and magnetized capacitances and resistances; aiding in filter development, reducing costs, and design iterations. The resistive losses of the core are explored as a mechanism for attenuating emissions at high frequencies, comparing Mn-Zn and Ni-Zn ferrites. The modeling is compared against impedance measurements of six samples, showing that there is room for better modeling regarding the capacitances of Ni-Zn inductor windings and that the data provided by magnetic material manufacturers lack quality. The attenuations provided by Ni-Zn and Mn-Zn inductors are compared using a 1800 W converter, showing that Ni-Zn results in better attenuations at high frequencies but worse attenuations at low frequencies. This modeling can also be used for differential-mode inductors by reconsidering small-signal considerations and focusing on large-signal aspects.

Keywords: Common Mode Inductor. EMI Filters. Wide Bandgap.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – O RMS Titanic, partindo de Southampton, no Reino Unido, em 10 de abril de 1912.	24
Figura 2 – Harold Bride, operador de rádio do RMS <i>Titanic</i> , sendo levado a bordo do <i>Carpathia</i> com sua perna congelada, após ser resgatado do naufrágio do <i>Titanic</i>	25
Figura 3 – Sub áreas de Compatibilidade Eletromagnética.	30
Figura 4 – Decomposição de uma corrente total em corrente de modo comum e corrente de modo diferencial.	35
Figura 5 – Decomposição da irradiação causada por um par de condutores em modo diferencial.	37
Figura 6 – Decomposição da irradiação causada por um par de condutores em modo comum.	37
Figura 7 – Laço de corrente de modo diferencial.	37
Figura 8 – Dependência do ângulo de medição para a irradiação de correntes de modo diferencial.	37
Figura 9 – Classificações de equipamentos.	43
Figura 10 – Distinção de tipo de irradiação por frequência.	44
Figura 11 – Limites de emissões conduzidas de alta frequência para equipamentos classe A da CISPR 11 de até 20 kVA.	45
Figura 12 – Limites de emissões conduzidas de alta frequência para equipamentos classe B da CISPR 11.	45
Figura 13 – Configuração comum de equipamentos e ambiente.	47
Figura 14 – Modelo simplificado distinguindo as correntes de modo comum e modo diferencial.	47
Figura 15 – Modelo simplificado de conversor, carga e filtro de modo diferencial.	48
Figura 16 – Diferentes topologias de filtros de modo diferencial de múltiplos estágios.	49
Figura 17 – Modelo simplificado de conversor, carga e filtro de modo comum.	50
Figura 18 – Configurações de Resistores.	52
Figura 19 – Modelo de alta frequência para resistor.	53
Figura 20 – Configurações de Resistores.	54
Figura 21 – Modelo de alta frequência para capacitores.	56
Figura 22 – Impedâncias de capacitores X2 da família Kemet R46, com capacidades e <i>pitch</i> distintos.	56
Figura 23 – Modelo de alta frequência para indutores.	58
Figura 24 – Impedância do indutor de modo diferencial Kemet SN12-500.	58
Figura 25 – Campos magnéticos produzidos em um <i>choke</i> monofásico.	59

Figura 26 – Modelo de alta frequência para o indutor de modo comum monofásico.	59
Figura 27 – Circuitos equivalentes do <i>choke</i> monofásico.	61
Figura 28 – Núcleo toroidal, também conhecido como núcleo H.	63
Figura 29 – Permeabilidade real de diferentes materiais magnéticos pela frequência.	65
Figura 30 – Permeabilidade inicial de diferentes materiais magnéticos pela temperatura.	66
Figura 31 – Dependência do nível CC da permeabilidade relativa reversível do material TDK R46.	68
Figura 32 – Características de um indutor de modo comum monofásico.	68
Figura 33 – Permeabilidade imaginária de diferentes materiais magnéticos pela frequência.	73
Figura 34 – Perdas volumétricas P_v para o material TDK N97.	74
Figura 35 – Comparação entre a resistência do núcleo prevista pelo modelo de permeabilidade complexa e o previsto pela equação de Steinmetz para o núcleo TDK N87 ETD 29/16/10, com 8 espiras e 50 kHz.	76
Figura 36 – Capacitâncias de um enrolamento.	78
Figura 37 – Capacitâncias internas de um enrolamento de uma camada de espiras.	79
Figura 38 – Geometria de um toroide.	81
Figura 39 – Geometria de um toroide.	82
Figura 40 – Capacitância entre espira e núcleo coberto por camada de tinta.	82
Figura 42 – Efeito de proximidade	88
Figura 43 – Modelo de parâmetros distribuídos para um enrolamento de três camadas de espiras.	91
Figura 44 – Circuitos equivalentes do <i>choke</i> monofásico.	92
Figura 45 – Erros da regressão das curvas da equação de Steinmetz.	95
Figura 46 – Comparação entre a resistência do núcleo prevista pelo modelo de permeabilidade complexa, o previsto pela equação de Steinmetz e os resultados experimentais para o núcleo TDK N87 ETD 29/16/10, com 8 espiras e 50 kHz a 25 °C.	96
Figura 47 – Indutores de modo comum utilizados para medições experimentais.	98
Figura 48 – Medições de impedância dos indutores.	100
Figura 49 – Resultados das medições de impedâncias.	101
Figura 50 – Permeabilidade Complexa dos materiais utilizados.	103
Figura 51 – Indutância própria L_P teórica.	104
Figura 52 – Resultados teóricos de resistência AC.	107
Figura 53 – Resultados experimentais de resistência AC.	108
Figura 54 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedâncias de modo comum do indutor 1.	109

Figura 55 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedância de modo comum do indutor 2.	110
Figura 56 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedância de modo comum do indutor 3.	110
Figura 57 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedância de modo comum do indutor 4.	111
Figura 58 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para o indutor 5.	112
Figura 59 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para o indutor 6	113
Figura 60 – Filtro de dois estágios de modo comum implementado no inversor de 1,800 W.	115
Figura 61 – Ruído de fundo.	115
Figura 62 – Emissões conduzidas sem filtro.	116
Figura 63 – Emissões conduzidas com filtro configuração 1.	116
Figura 64 – Emissões conduzidas com filtro configuração 2.	117
Figura 65 – Emissões conduzidas com filtro configuração 3.	117
Figura 66 – Emissões conduzidas com filtro configuração 4.	118
Figura 67 – Erro de medição de quatro portas do Agilent H4294A (Oscilador = 0.5 Vrms).	135

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Técnicas de projeto utilizadas para aprimorar a performance de EMC.	35
Tabela 4 – Normas de Produtos (Famílias)	39
Tabela 2 – Normas Básicas	41
Tabela 3 – Normas Genéricas	41
Tabela 5 – Documentos de Orientação	41
Tabela 6 – Classificação de capacitores classe X	54
Tabela 7 – Classificação de capacitores classe Y	55
Tabela 8 – Materiais magnéticos.	65
Tabela 9 – Resultados das regressão das curvas feitos obter os coeficientes da equação de Steinmetz para o núcleo TDK ETD 29/16/10 material N87 a 25 °C, 50 kHz, 8 espiras aproximadamente 0,4 mT.	95
Tabela 10 – Indutores utilizados para medições.	97
Tabela 11 – Parâmetros extraídos das medições.	102
Tabela 12 – Erro entre as indutâncias próprias de baixas frequências teóricas e experimentais.	104
Tabela 13 – Erro entre as indutâncias de dispersão teóricas e experimentais.	105
Tabela 14 – Erro entre as capacitâncias teóricas e experimentais.	105
Tabela 15 – Erro entre as frequências de ressonância teóricas e experimentais.	114
Tabela 16 – Configurações medidas.	115
Tabela 17 – Emissões medidas em 3.9 MHz.	119
Tabela 18 – Normas CISPR aplicáveis a produtos.	132

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLDC	Motor de corrente contínua sem escovas (do inglês <i>Brushless Direct Current Motor</i>)
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
CM	Modo Comum
DM	Modo Diferencial
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
EMI	Interferência Eletromagnética
EMP	Pulso Eletromagnético
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
MTL	Linhas de Transmissão Multi-condutores

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da seção transversal do núcleo
A_w	Área da seção transversal da janela do núcleo
B	Densidade de fluxo magnético
B_{sat}	Densidade de fluxo magnético de saturação do material
B_σ	Densidade de fluxo magnético não concatenado
C	Capacitância
C_{enrol}	Abreviação para a capacitância do enrolamento
$C_{enrolamento}$	Capacitância do enrolamento
C_{mag}	Abreviação para a capacitância magnetizada do núcleo
$C_{magnetizada}$	Capacitância magnetizada do núcleo
$C_{paralelo}$	Capacitância parasita que se encontra em paralelo com o resto do circuito
C_{tt}	Capacitância entre espira e núcleo
C_{tt}	Capacitância entre espiras
D_C	Diâmetro do condutor
D_o	Diâmetro do isolante
d_e	Diâmetro externo
d_i	Diâmetro interno
E	Campo elétrico
e	Número de Euler
f	Frequência
f_r	Frequência de ressonância
H	Campo magnético
H_c	Altura do núcleo
H_σ	Campo magnético não concatenado
i, I	Corrente elétrica
J	Densidade de corrente
J_S	Densidade de corrente na superfície do material condutor
j	Unidade imaginária
i_{CM}	Corrente elétrica de modo comum
i_{DM}	Corrente elétrica de modo diferencial
k_{CM}	Fator de acoplamento entre enrolamentos de modo comum
k_p	Número de condutores em paralelo
L	Indutância
L_{CM}	Indutância de modo comum
L_{corpo}	Indutância parasita causada pelo corpo do componente
L_{fio}	Indutância parasita causada pelo fio do componente

L_P	Indutância própria
L_{serie}	Indutância conectada em série ao resto do circuito
L_σ	Indutância de dispersão
l	Comprimento do circuito magnético
l_c	Comprimento do condutor
l_e	Comprimento médio do circuito magnético interno ao núcleo
l_{ef}	Caminho eficaz das linhas de campo do fluxo não concatenado
l_t	Comprimento médio de uma espira
M	Indutância mútua
N, N_L	Número de espiras do enrolamento
$N_{camadas}$	Número de camadas do enrolamento
N_ϕ	Número de fases
P_{nu}	Perdas nu núcleo
P_v	Perdas volumétricas
p	Distância entre os centros de duas espiras
R	Resistência
R_{ac_enrol}	Resistência em corrente alternada do enrolamento
$R_{dieletrico}$	Resistência do dielétrico
R_{fio}	Resistência do fio
R_{nu}	Abreviação para a resistência equivalente do núcleo
R_{nucleo}	Resistência equivalente do núcleo
R_{placa}	Resistência das placas
r_i	Raio interno da seção transversal do núcleo
S	Seção transversal
s	Espessura da camada de tinta do núcleo
T	Temperatura
V	Volume
v	Tensão elétrica
X_L	Reatância indutiva
W_E	Energia armazenada no campo elétrico
w_E	Densidade de energia elétrica
W_V	Energia armazenada no campo magnético
w_V	Densidade de energia magnética
δ	Profundidade de penetração
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ρ_c	Resistividade elétrica do material condutor
σ_c	Condutividade elétrica do material condutor
μ	Permeabilidade magnética

μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_{ef}	Permeabilidade efetiva
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ'	Parte real da permeabilidade complexa
μ''	Parte imaginária da permeabilidade complexa
Φ	Fluxo magnético
ω	Frequência angular

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.	19
1.1	OBJETIVOS	21
1.1.1	Objetivo Geral	21
1.1.2	Objetivos Específicos	21
1.2	ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	23
2.1	HISTÓRIA DA COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	23
2.2	A RELEVÂNCIA DA COMPREENSÃO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	28
2.3	O QUE É COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA?	29
2.3.1	Emissões	30
2.3.2	Imunidade	31
2.4	EMC E ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	33
2.4.1	Emissões de Alta Frequência	34
2.4.1.1	Correntes de Modo Diferencial e Modo Comum	35
2.5	NORMAS	38
2.5.1	Normas Básicas	39
2.5.2	Normas Genéricas	39
2.5.3	Normas de Produtos (Famílias)	39
2.5.4	Documentos de Orientação	40
2.5.5	Limites de emissão	43
2.6	FILTROS DE EMI	46
2.6.1	Filtros de Modo Diferencial	48
2.6.2	Filtros do Modo Comum	50
2.6.3	Componentes de Filtros de EMC	51
2.6.3.1	Resistores	52
2.6.3.2	Capacitores	53
2.6.3.3	Indutor de Modo Diferencial	57
2.6.3.4	Indutor de Modo Comum	57
3	O INDUTOR DE MODO COMUM	62
3.1	INDUTÂNCIA PRÓPRIA	62
3.1.1	Dependência da frequência	64
3.1.2	Dependência da temperatura	66
3.1.3	Dependência do nível CC	67
3.2	INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	67
3.3	RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DO NÚCLEO	71
3.3.1	Modelo de Pequenos Sinais	72

3.3.2	Modelo de Grandes Sinais	74
3.3.3	Comparação Entre os Modelos de Pequenos e de Grandes Sinais	76
3.4	CAPACITÂNCIA PARALELO	77
3.4.1	Capacitância do Enrolamento	78
3.4.2	Capacitância Magnetizada	82
3.5	RESISTÊNCIA DO ENROLAMENTO	86
3.5.1	O Efeito Pelicular	86
3.5.2	O Efeito de Proximidade	88
3.5.3	A Resistência em corrente alternada	89
3.5.4	Visão Intra-Enrolamento	91
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	92
4	COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DOS MODELOS PROPOSTOS	93
4.1	VERIFICANDO EXPERIMENTALMENTE O PONTO DE TRANSIÇÃO ENTRE PEQUENOS SINAIS E GRANDES SINAIS PARA AS PER- DAS NO NÚCLEO	93
4.2	A IMPEDÂNCIA DE PEQUENOS SINAIS	97
4.3	COMPARAÇÃO COM OS MODELOS PROPOSTOS	102
4.3.1	Indutância Própria	103
4.3.2	Indutância de Dispersão	104
4.3.3	Capacitância Paralelo	105
4.3.4	Resistência CA	106
4.3.5	Impedância	108
4.4	COMPARANDO O DESEMPENHO DE DIFERENTES INDUTORES DE MODO COMUM EM FILTROS DE EMI	114
5	CONCLUSÃO	120
5.0.1	Trabalhos Futuros	121
	REFERÊNCIAS	123
	APÊNDICE A – OUTRAS HISTÓRIAS DE INTERFERÊNCIA ELE- TROMAGNÉTICA	130
A.0.1	Casos históricos para exemplo	130
	APÊNDICE B – COMBINAÇÕES DE NORMAS DA CISPR PARA DIFERENTES PRODUTOS	132
	ANEXO A – ERRO DE MEDIÇÃO DO ANALISADOR DE IMPEDÂN- CIAS	135

1 INTRODUÇÃO.

Desde o princípio da comunicação via rádio preocupa-se com o correto funcionamento de equipamentos e sistemas, quando na presença de outros equipamentos e sistemas externos. Quando Guglielmo Marconi inventou o primeiro transmissor de mensagens via rádio, o mundo ficou impressionado, mas, com o passar do tempo, a proliferação de sistemas de rádios fez com que surgissem interferências entre estes sistemas, prejudicando sua utilização. Assim, surgiu o campo de estudos conhecido como Compatibilidade Eletromagnética (EMC) [1].

Afirma-se que um sistema é eletromagneticamente compatível se [2]:

- Funciona apropriadamente no ambiente pretendido, sem ser afetado pela poluição eletromagnética presente neste ambiente;
- Não emite níveis nocivos de poluição eletromagnético ao ambiente, não sendo prejudicial a outros sistemas e seres vivos;
- Não interfere em o seu próprio funcionamento.

A partir destes requisitos, percebe-se que a compatibilidade eletromagnética está associada com a geração, transmissão e recepção de energia eletromagnética. Uma fonte gera esta energia, que, através de um caminho que pode ser irradiado ou conduzido, é absorvida pelo receptor, podendo causar um funcionamento inadequado e independente do previsto, com possíveis sérios riscos à segurança e à confiabilidade [2]. Atualmente, com a expansão de diversas tecnologias, como sistemas de transmissão sem fio e *Internet of Things*, conversores estáticos de potência, portabilidade de equipamentos, carros autônomos e a tendência de miniaturização e aumento da quantidade de sistemas no mesmo ambiente, a compatibilidade eletromagnética é um tema que ganha maior relevância a cada dia. Quais as implicações para um carro autônomo que passa através de um sistema de radares? Caso um *smartphone* coincidentemente emita um sinal na mesma frequência que funciona o controle de tração do veículo? Torna-se importante aos usuários saber que os produtos foram projetados para lidar com estas situações, evitando riscos de falha dos aparelhos que podem trazer sérios riscos à vida e prejuízos financeiros [3].

Em termos de custo e tempo, é mais eficiente para os projetistas de equipamentos considerar as questões referentes à essas Interferências Eletromagnéticas (EMI) desde o início do projeto dos equipamentos, minimizando a necessidade de testes, retrabalhos de projetos, investimentos em soluções tardias e custo. Considerar estes efeitos desde o início de um projeto, porém, exige conhecimento extensivo no sistema de interesse, as interferências existentes no ambiente e nas técnicas de imunidade e redução de emissões [2].

Junto do desenvolvimento da eletrônica de potência, acompanha a demanda por sistemas de maior eficiência e maior densidade de potência. Apesar do esgotamento

das capacidades de semicondutores construídos a partir de silício, surgem novas tecnologias de semicondutores, como os construídos a partir de Sic e GaN, conhecidos como semicondutores *wide bandgap*. Eles apresentam características superiores em termos como condutividade térmica, velocidades de comutação (dv/dt e di/dt) e campo elétrico crítico, trazendo menores perdas, menores volumes e expandindo a capacidade de se produzir sistemas com densidade de energia cada vez maiores. Por outro lado, estas rápidas velocidades de comutação, junto das altas frequências de comutação, emitem harmônicos em frequências superiores às comumente vistas utilizando apenas semicondutores de silício, aumentando a incidência de problemas como *ringing*, acoplamentos e outras ressonâncias presentes dentro do sistema [4], além da emissão de ruído ao ambiente.

Em conversores estáticos de potência acoplados a cabos, o mecanismo dominante para as emissões irradiadas é a corrente de modo comum e sua capacidade de transformar os cabos em antenas, enquanto as correntes de modo diferencial têm menor influencia devido aos menores laços de corrente. Assim, para reduzir a emissão de ruídos eletromagnéticos no ambiente, torna-se necessário minimizar as correntes de modo comum [5]. Para que um equipamento seja capaz de cumprir com as normas de emissões eletromagnéticas, é comum mitigar as suas emissões a partir da utilização de filtros passivos. Como estas emissões podem chegar a frequências altas (de centenas de kHz a centenas de MHz), é preciso conhecer o comportamento do filtro nestas altas frequências para poder prever a sua atenuação [6]. Assim, o desenvolvimento de novos semicondutores trás em conjunto novos desafios no desenvolvimento dos componentes magnéticos utilizados nos filtros de EMI.

Nessas frequências mais altas, o comportamento de um componente magnético se distingue em muito do seu comportamento em baixas frequências, com características que são dominadas por não idealidades parasitas. As capacitâncias presentes em um indutor, seja em seu enrolamento quanto magnetizada internamente no núcleo, fazem com que este indutor se torne capacitivo em altas frequências [7]–[9]. As características dos materiais magnéticos dependem fortemente do seu ponto de operação, como frequência de operação e temperatura [10]. As perdas nos enrolamentos dependem de efeitos não lineares como o efeito pelicular e o efeito de proximidade que, em conjunto com as perdas no núcleo, elevam a temperatura do componente e alteram seu ponto de operação [11], [12]. Outros efeitos como acoplamentos e campos de dispersão [13] também podem alterar as características de altas frequências de um magnético e do sistema onde ele está inserido.

Pode-se perceber que realizar um projeto otimizado de componentes magnéticos para filtros de EMI exige conhecimento de todas as características de altas frequências às quais um componente magnético pode estar sujeito. Enquanto é comum a utilização de materiais magnéticos como ferrites feitas de Mn-Zn para indutores utili-

zados em filtros de modo comum, as harmônicas em frequências maiores produzidas por semicondutores *wide bandgap* estimulam o desenvolvimento de magnéticos que sejam capazes de filtrar as emissões nessas frequências mais altas. Uma maneira de obter tal efeito é utilizar das perdas resistivas em altas frequências do núcleo para dissipar resistivamente a energia que poderia ser irradiada no ambiente, com materiais como ferrites de Ni-Zn [5]. Este trabalho explora este conceito, realizando um estudo das características de altas frequências de indutores de modo comum, seus componentes parasitas e sua modelagem, para prever teoricamente sua impedância em altas frequências. Explora-se também a utilização de Ni-Zn contra Mn-Zn como filtro, comparando as características destes materiais, as impedâncias provenientes de seus usos e a atenuação fornecida pelos filtros no caso prático de um inversor de 1800 W.

1.1 OBJETIVOS

Os objetivos geral e específicos são apresentados abaixo.

1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho possui como objetivo geral modelar os indutores de modo comum utilizados em filtros de emissões conduzidas para compatibilidade eletromagnética em sistemas monofásicos, destacando características desejáveis para filtragem de emissões em altas frequências e trazendo ferramentas para o projeto adequado de componentes magnéticos.

1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são descritos abaixo.

- Apresentar o campo de compatibilidade eletromagnética e contextualizar sua importância dentro da eletrônica de potência e do correto funcionamento e interação entre equipamentos elétricos e eletrônicos;
- Apresentar a compatibilidade eletromagnética e descrever os fenômenos ao qual um equipamento elétrico está sujeito e deve ter imunidade e baixa emissão, revisando as normas de emissões relevantes;
- Discorrer sobre filtros de emissões conduzidas, suas limitações e características de altas frequências;
- Modelar o indutor de modo comum e explorar técnicas através das quais as suas não idealidades podem ser utilizadas de maneira favorável à filtragem de emissões conduzidas;

- Avaliar a performance de filtros de emissões conduzidas construídos com indutores de modo comum com núcleos de Mn-Zn e de Ni-Zn, discernindo se Ni-Zn é capaz de filtrar ruídos até frequências mais altas que Mn-Zn.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é organizado em três capítulos principais. Uma breve descrição destes capítulos é apresentado a seguir.

No Capítulo 2 é discorrido o tema geral de compatibilidade eletromagnética (EMC), apresentando sua história, sua relevância para os sistemas atuais e boa operação de equipamentos elétricos e eletrônicos. A partir disto, a EMC é definida formalmente, explorando os eventos mais comuns de importância para este tópico e sua significância dentro da eletrônica de potência, incluindo revisão das normas que regulam este tópico atualmente. Prossegue-se para estudo de filtro para EMC, com suas especificidades para filtragem de emissões de modo diferencial e de modo comum, seguido por um estudo das características de altas frequências dos componentes utilizados em filtros passivos.

No Capítulo 3 é discutido em maior profundidade as não idealidades do indutor de modo comum, a iniciar pela indutância própria e suas dependências com a temperatura, frequência e saturação CC. Prossegue-se para a indutância de dispersão e como este efeito é capaz de saturar o indutor, mas também pode ser utilizado para a filtragem de ruído de modo diferencial. Na sequência é estudada a resistência equivalente do núcleo, para grandes e para pequenos sinais. Por seguinte, discutem-se as capacitâncias parasitas do sistema, observando a capacitância entre espiras, a capacitância entre espira e núcleo e como a geometria específica do toroide influencia estas capacitâncias. Em conjunto, estuda-se também a capacitância magnetizada do núcleo e se propõe, pela primeira vez, seu uso na modelagem de indutores de modo comum. Por fim, é estudada a resistência do enrolamento. As modelagem realizada neste capítulo também pode ser utilizada para indutores de modo diferencial, ao refazer a consideração de pequenos sinais e focar nos modelos de grandes sinais.

O Capítulo 4 é o último dos capítulos e inicia com uma comparação entre os modelos de pequenos sinais e grandes sinais para as perdas no núcleo, estabelecendo que a utilização de pequenos sinais é razoável para indutores de modo comum. A partir disso, são implementados os modelos teóricos para indutores de Mn-Zn e de Ni-Zn, cujo resultado é comparado com o de medições experimentais. Por fim, a atenuação provida por filtros de emissões conduzidas com filtros feitos pelos indutores de Ni-Zn e de Mn-Zn é comparada. As conclusões são apresentadas no Capítulo 5.

2 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Neste capítulo, iremos discutir o que é a Compatibilidade Eletromagnética e como ela influencia o mundo em que vivemos. Trata-se de um misterioso assunto chamado por muitos de *magia negra*. Sente-se conosco ao redor de nossa fogueira e deleite-se com nossas fábulas encantadoras.

2.1 HISTÓRIA DA COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Sendo um assunto complexo, raramente estudado em cursos de graduação [14], compreender o que é Compatibilidade Eletromagnética exige familiarizar-se com sua história e suas influências no nosso dia a dia. Em seu artigo *EMC Was There at the Beginning* [1], Braxton conta que EMC já estava presente desde o início da comunicação sem fio. No início do século XIX, o conhecimento científico era desenvolvido de maneira acelerada. Grandes cientistas, como Hertz, Heaviside, Faraday, Maxwell e Fitzgerald estavam desenvolvendo pesquisas e abrindo portas que muitos nem imaginavam. Foi neste contexto que, na cidade de Bolonha, na Itália, um jovem bem abastado demonstrava grande interesse em ciência. Este jovem, chamado Guglielmo Marconi, teve uma grande ideia: enquanto o círculo científico via nos experimentos de Hertz, Fitzgerald e Heaviside novidades intrigantes, Marconi viu a possibilidade de enviar mensagens de telégrafo sem utilizar cabos.

Sem tardar, o jovem Marconi pôde utilizar dos recursos de sua família para experimentar com antenas e arcos elétricos, obtendo sucesso e provando que mensagens podem, de fato, ser transmitidas sem cabos. Em apenas três anos, Marconi procurava demonstrar publicamente sua invenção, demonstrando para os correios britânicos, que controlavam na época o serviço de telégrafo. Com os britânicos demonstrando interesse em sua invenção, Marconi rapidamente patenteou suas invenções e fundou sua companhia de comunicação sem fio. Assim, seus equipamentos passaram a ser utilizados pela marinha, sendo um meio natural para a comunicação sem fio.

A comunicação sem fio de barco a barco ou de barco a costa funcionavam bem a até poucos quilômetros de distância entre emissor e receptor, apresentando ótima performance para os padrões esperados. Com a proliferação dos equipamentos de comunicação sem fio da época, porém, surgiram alguns problemas preocupantes: na época, a comunicação era feita através de pulsos eletromagnéticos feitos por geradores de arcos elétricos, criando pulsos de larga banda que eram recebidos e decodificados em padrões de código Morse. Com a proliferação dos equipamentos de transmissão, porém, as largas bandas geradas pelos transmissores se sobrepunham, tornando as mensagens ininteligíveis.

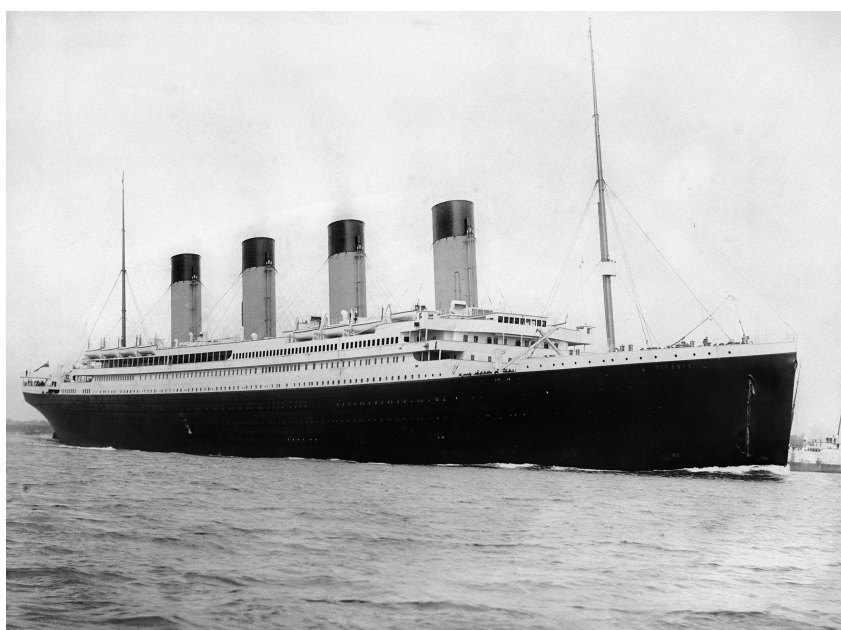
Como poderia Marconi, então, resolver esta questão? Alguns anos antes, Oliver Lodge havia desenvolvido um esquema para antenas capaz de transmitir sinais em

frequências distintas. Marconi e sua equipe utilizaram desta tecnologia para, então, criar um transmissor e um receptor de frequência variável, surgindo, assim, o conceito de frequências de transmissão.

Esta história, apesar de ter se passado há mais de um século, possui a mesma essência que os problemas de EMC atuais: lidar com interferências, seja causado por sinais de banda larga ou por harmônicos, para resolver insatisfações dos consumidores ou evitar riscos à segurança pública. Para lidar com estas incertezas, se criam normas e padronizações, que surgem a partir de necessidades como segurança; proteção contra interferências; e proteção de interesses econômicos, necessidades que costumam ser identificadas a partir de questões sociais, como pressão pública; pressão corporativa; e pressão política [15].

Uma história interessante que exemplifica este conceito é a história do naufrágio do *RMS Titanic* (Fig 1), que levou ao *Radio Act of 1912*. No início da década de 1910 encontrava-se em vigor, nos Estados Unidos da América, a regulação de comunicação náutica *Wireless Ship Act of 1910*. Este ato exigia que cruzeiros com capacidade para cinquenta ou mais pessoas possuíssem uma estação de comunicação sem fio e um operador de rádio qualificado. Em conjunto, para promover eficiência, exigia-se também que todos os equipamentos de comunicação fossem capazes de trocar mensagens, independente da fabricante [16].

Figura 1 – O RMS Titanic, partindo de Southampton, no Reino Unido, em 10 de abril de 1912.



Fonte: F. G. O. Stuart, domínio público.

Nesta época, a comunicação sem fio via rádio estava em crescente expansão,

possibilitando comunicações a longa distância de maneira nunca vista antes. Se tornando um meio de comunicação em massa, o espectro eletromagnético se encontrava repleto de estações e operadores de rádio amadores transmitindo voz ou música, surgindo competição na utilização de frequências de rádio entre rádios comerciais, amadoras e militares. As normas da época não alocavam bandas específicas para tipos de comunicação. Assim, era um problema comum a interferência entre diferentes estações emissoras. Em conjunto, não exigia-se a alocação exclusiva e prioritária para chamados de emergência e nem requeria-se que os operadores de rádio fossem licenciados [17].

Foi neste contexto que navegou o RMS Titanic. Durante seu naufrágio, que aconteceu na noite entre os dias 14 e 15 de Abril de 1912, houve operação adequada da estação de rádio do navio, porém a presença de intensa poluição eletromagnética causada por estações de rádio vindas de outras navegações e radio-amadoras impossibilitou o pronto reconhecimento e atendimento aos chamados de emergência do RMS Titanic. No momento, havia 2.200 pessoas no navio, das quais mais de 1.500 vieram a óbito. Curiosamente, Harold Bride (Figura 2), operador de rádio do RMS Titanic, sobreviveu ao naufrágio.

Figura 2 – Harold Bride, operador de rádio do RMS *Titanic*, sendo levado a bordo do *Carpathia* com sua perna congelada, após ser resgatado do naufrágio do *Titanic*.



Fonte: Autor desconhecido, *United States Library of Congress's Prints and Photographs division*, domínio público.

Após o desastre do RMS *Titanic* instauraram-se regulações do *Radio Act of*

1912, que controlavam a utilização de banda de rádio, passando a existir uma frequência específica para chamados de emergência e monitorado 24h. Em conjunto, passou-se a exigir o licenciamento para estações de rádio amador, proibindo a emissão amadora em frequências comerciais e militares.

A história do naufrágio do RMS *Titanic* apresenta a importância das regulações de compatibilidade eletromagnética e suas exigências de emissão e imunidade, demonstrando os riscos à segurança pública que podem surgir como resultado da perda de confiabilidade de equipamentos vitais. Estes riscos e normas, por sua vez, se desenvolvem com o passar do tempo, junto das tecnologias e cenários políticos. Em [18], Clayton R. Paul apresenta alguns aspectos do desenvolvimento de EMC durante a guerra fria. Na década de 1950 boa parte dos esforços iniciais eram centrados em linhas de transmissão de alta tensão. Muitos dos trabalhos focaram em resolver problemas de Linhas de Transmissão Multi-condutores MTL no domínio da frequência, sem campos incidentes de excitação externa, observando a interferência eletromagnética causada entre linhas de transmissão e linhas de sinais, interesse que surgiu após a segunda guerra mundial. Na época, os equipamentos eletrônicos eram relativamente simples, quando comparados com os equipamentos atuais, interconectados com um número pequeno de cabos. Equipamentos digitais ainda não existiam, sendo assim, resolver problemas no domínio do tempo era uma necessidade mínima. Nesta época começou-se a observar o acoplamento entre condutores próximos, causado pelo efeito de *crosstalk* entre terminais de algumas linhas. De maneira geral, este efeito apresentava fácil resolução, bastando reordenar, torcer ou blindar os cabos. Com a evolução tecnológica, os aparelhos eletrônicos foram se tornando mais sofisticados, aumentando a quantidade de condutores em paralelo e dificultando a análise destas linhas.

Após duas décadas, em 1970, surgiu um interesse considerável em proteger a comunicação e as estações de controle contra os efeitos de um Pulso Eletromagnético EMP proveniente da detonação de uma ogiva nuclear. Resultando em um grande interesse em resolver problemas de MTL para obter sua resposta a campos de excitação externos, geralmente no domínio do tempo, onde a excitação apresentava a forma de planos de ondas uniformes. Nesta década, o conteúdo espectral transportado pelas linhas de transmissão crescia rapidamente, e o *crosstalk* entre linhas estava se tornando cada vez mais comuns, levando a um interesse ainda maior em técnicas de blindagem e casamento de impedância entre cabos. Em conjunto, cabos multi-condutores e "flat cables" eram adotados com mais frequência, para automatizar a instalação de cabos. Dessa maneira, ressurgiu o interesse em soluções no domínio da frequência para estas configurações de cabos. Ao final da década de 1970 e durante os anos 1980, surgiram os primeiros computadores pessoais. Na época, possuíam frequências de *clock* de 10 MHz e velocidades de comutação da ordem de 20 ns. Conseqüentemente, o espectro de frequências dos equipamentos estendeu-se para a banda de alguns

MHz. Desta maneira, voltou-se a focar em soluções no domínio do tempo, desta vez para sinais digitais.

Já na década de 90, o processamento digital de sinais evoluiu em velocidade ainda não vista, com frequências de *clock* acima de 100 MHz. Assim, o conteúdo harmônico dos sinais aproximou a ordem de GHz. Atualmente, os sinais digitais possuem conteúdo harmônico na ordem de dezenas de GHz. Consequentemente, as perdas de condução dependentes da frequência deixaram de ser desprezíveis, fazendo com que a solução para linhas de transmissão sem perdas deixasse de ser suficiente. Em conjunto, procurou-se diminuir os volumes dos equipamentos, tornando padrão conexões de alta densidade. Nos anos 2000, essas exigências de volume e de velocidade de processamento aumentaram o interesse em realizar simulações computacionais com eficiência, considerando perdas parasitas e afetando dramaticamente a performance dos equipamentos. Nestes equipamentos, a quantidade de pinos, poder de processamento e funções disponíveis estavam aumentando exponencialmente, tornando inviável o estudo e simulação de cada conexão individual. Surgiu, desta maneira, um interesse para modelos que representassem o conjunto inteiro, diminuindo o número de polos, porém mantendo a qualidade da simulação.

Atualmente observa-se uma quase onipresença de equipamentos eletrônicos que dependem de compatibilidade eletromagnética para funcionar corretamente. Novas tendências, como veículos inteligentes, *Internet of Things* e Indústrias 4.0 e 5.0 fazem com que estes equipamentos estejam presentes em diversos cantos dos lares, das indústrias e das estruturas públicas. Na sua publicação *EMC Risk Management*, Braxton [3] comenta que a Cisco Systems publicou um índice dizendo que a quantidade global de dispositivos móveis subirá de 8,8 bilhões em 2018 para 13,1 bilhões em 2023. Mesmo considerando erros, há um aumento considerável na quantidade de sinais viajando pelo ar, com camadas de sinais, maiores frequências, bandas mais estreitas, e todas compartilhando do mesmo espectro. Sobreposto a estes desafios, muitos dos dispositivos *wireless* são partes essenciais de dispositivos críticos para a segurança de seus usuários, como sinais de trens e metrô, controles de veículos e equipamentos médicos.

Pode-se analisar o caso de carros autônomos. Apesar de não serem utilizados em larga escala, é possível encontrar carros e caminhões operando de maneira limitada. Mas o que pode acontecer caso um veículo autônomo cruze um feixe de radar? Ou o *smartphone* do usuário emita um sinal de frequência que coincide com a frequência utilizada por um dos controladores do carro? São riscos que devem ser previstos e evitados, tornando EMC cada vez mais relevante.

Outras histórias curiosas sobre EMC podem ser vistas no Apêndice A.

2.2 A RELEVÂNCIA DA COMPREENSÃO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

A interferência eletromagnética entre diferentes sistemas pode ser minimizada ao aplicar boas práticas de engenharia em novos projetos desde o princípio, já durante etapas de design e prototipagem. Sua imunidade a estas interferências é uma medida de qualidade e confiabilidade de um sistema [19]. Porém, de acordo com [14], é incomum o ensino de compatibilidade eletromagnética em universidades e instituições de ensino: é um campo que abrange diversos assuntos vistos por estudantes em cursos de graduação de engenharia elétrica, sendo desafiador definir EMC como uma única matéria. EMC, em realidade, representa a sutil conexão entre os tópicos vistos por estes estudantes. Consequentemente, para compreender EMC é necessário possuir conhecimento amplo e bem sedimentado em todas as áreas básicas da engenharia elétrica.

Alguns aspectos que podem prejudicar o desempenho de um equipamento caso desconsiderados são:

- Design que não prevê as condições ambientais na qual o equipamento irá operar;
- Testes que não replicam as condições de uso;
- Interações entre equipamentos adjacentes;
- Modelagem inadequada.

Esta ausência de noções de EMC na formação de profissionais faz com que seus efeitos sejam frequentemente desconsiderados durante o projeto de produtos e dispositivos. Como resultado, surgem imprevistos que poderiam ser evitados durante o projeto, mas que, na prática, são corrigidos com uso de filtros e blindagens, sendo esta uma abordagem de alto custo, que pode fazer com que um produto deixe de ser seguro ou competitivo, independente de quão inovador sejam os outros aspectos. Não ser capaz de seguir as normas de EMC pode atrasar o lançamento de um produto, prejudicando a imagem da companhia e atrasando o retorno do investimento feito no desenvolvimento.

Como sistemas eletrônicos continuam a se proliferar e a compartilhar cada vez mais o já saturado espectro eletromagnético, o fardo de lidar com estes problemas recai sobre os profissionais encarregados de projeto, design, manufatura, qualidade e várias outras áreas de engenharia. Com profissionais bem qualificados em compatibilidade eletromagnética é possível realizar designs bem planejados que são menos afetados por estes problemas, amenizando a necessidade de adotar procedimentos corretivos como filtros e blindagens, tornando-se mais barato e eficiente. Não há atalhos ou substitutos para boas práticas de engenharia, especialmente em EMC [14], [19].

2.3 O QUE É COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA?

É difícil imaginar a vida moderna sem aviões, internet, veículos, *smartphones*, sistemas de comunicação e de navegação, computadores e outros sistemas de alta tecnologia. Como a quantidade de sistemas deste tipo é crescente, e eles podem potencialmente influenciar uns com os outros, a influência mútua entre os aparelhos pode ser considerado um tipo de poluição eletromagnético. Ao contrário de outras formas de poluição mais conhecidos, este tipo de poluição é invisível ao ser humano, não podendo ser visto, ouvido ou sentido, todavia ainda presente. Assim, os sistemas eletrônicos devem ser projetados para causar uma quantidade mínima de interferência eletromagnética com os outros equipamentos e ser projetado para ser eletromagneticamente compatível com o ambiente, sendo imune à poluição eletromagnética existente no mesmo meio do aparelho. Assim, é essencial garantir uma boa performance do sistema, tornando-se um pré-requisito garantir a compatibilidade eletromagnética de novos equipamentos [19].

Todas as histórias vistas nos ajudam a compreender o que é EMC e seus efeitos, auxiliando em sua definição formal. Em [19], EMC é definido como a capacidade de um sistema de operar sem degradação ou mal-funcionamento dentro de seu ambiente eletromagnético pretendido. Isso é, compatibilidade eletromagnética é a capacidade de distintos sistemas operarem em conjunto. Já a incapacidade de equipamentos de operarem em conjunto se deve ao chamado de Interferência Eletromagnética EMI. EMI é definido como ruído eletromagnético indesejável que interfere com o comportamento normal de um sistema, podendo ser gerado internamente em um sistema ou proveniente de outro sistema que se encontre no mesmo ambiente. Em seu livro *Introduction to Electromagnetic Compatibility* [20], Clayton R. Paul afirma que para um equipamento ser eletromagneticamente compatível com outros sistemas, deve cumprir três requisitos:

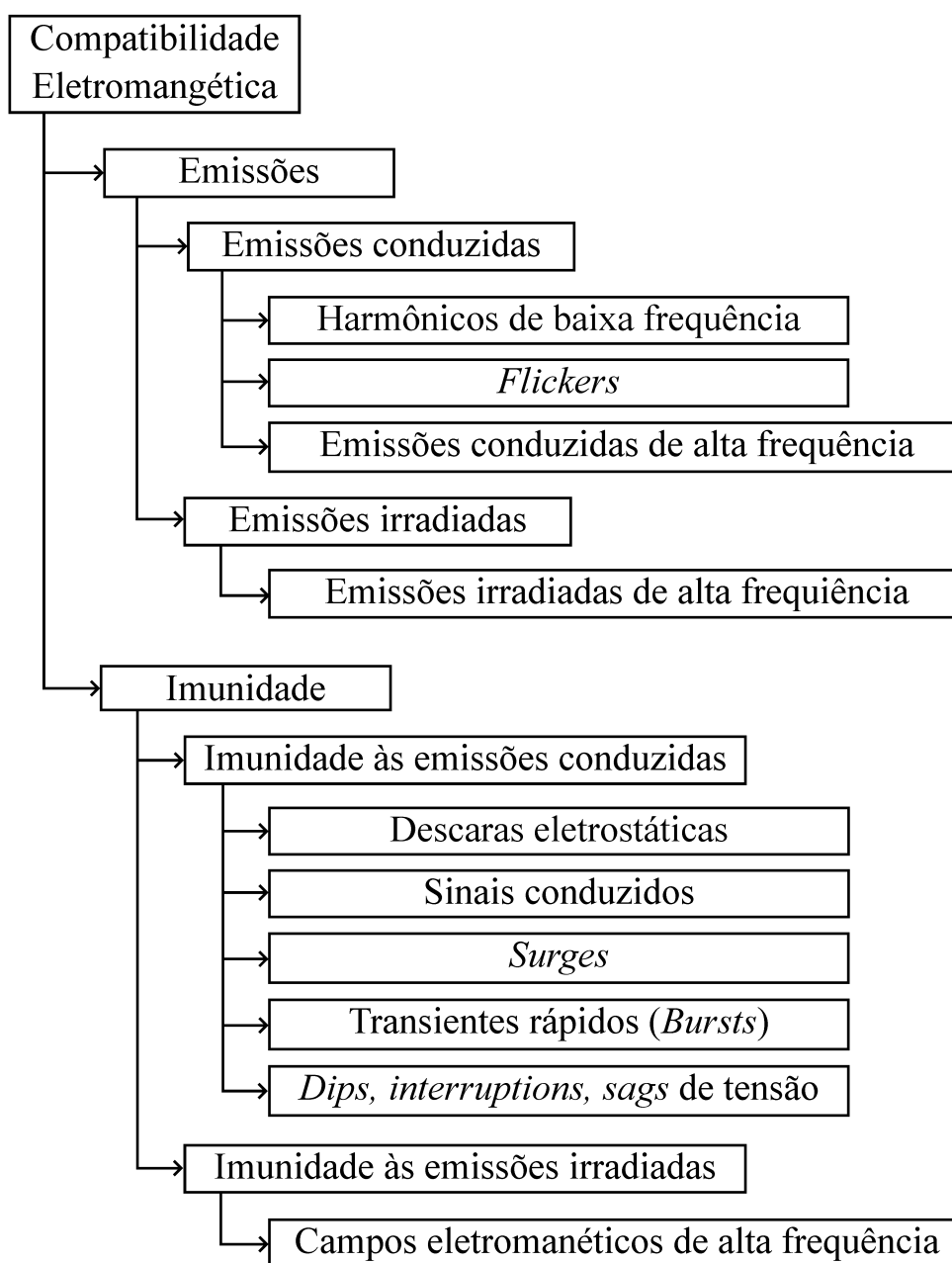
1. Não causar interferência a outros sistemas;
2. Não ser suscetível a emissões de outros sistemas;
3. Não causar interferência a si mesmo.

Garantir estas três características em sistemas elétricos e eletrônicos é o propósito das metodologias existentes de projeto e de análise focadas em EMC. Na prática, as investigações de EMC levou organizações internacionais a definir normas que estabelecem os requisitos para estes sistemas, além dos procedimentos e dos equipamentos utilizados para testá-los. Estas normas procuram garantir interoperabilidade e repetibilidade, atingindo condições de teste parecidas com uma aplicação típica [10]. Dentre estas organizações, uma das mais reconhecidas internacionalmente é a *International Electrotechnical Commission* - IEC. Fundada em 1906 com objetivo de lidar com novos desafios tecnológicos relacionados à eletricidade [21], coordena hoje

mais de 20 mil especialistas em 170 países [22].

Atualmente existem normas em todas as sub-áreas de EMC, apresentadas na Figura 3. A partir da área geral de EMC, podem-se abrir dois ramos: Emissões e Imunidade. Estes dois ramos, por sua vez, podem ser abertos em dois sub-ramos cada, representando os fenômenos conduzidos e os fenômenos irradiados.

Figura 3 – Sub áreas de Compatibilidade Eletromagnética.



Fonte: Do autor.

2.3.1 Emissões

O ramo das emissões representa os campos eletromagnéticos gerados pelo sistema e que se propagam pelo ambiente, podendo afetar outros equipamentos. Alguns

sistemas, como *smartphones*, necessitam emitir sinais eletromagnéticos para funcionarem corretamente, porém esta emissão deve ser controlada e se manter dentro das especificações ditadas pelas legislações locais. Já outros sistemas não possuem o propósito de emitir campos eletromagnéticos, mas o emitem de maneira indesejada. Estas emissões devem ser mantidas dentro de limites saudáveis. Os campos eletromagnéticos emitidos podem se propagar por condutores (emissões conduzidas) ou pelo ar (emissões irradiadas).

Dentro da classificação de emissões conduzidas, diversos fenômenos podem ser encontrados, como [23]:

- Harmônicos de baixa frequência: representam os harmônicos injetados na rede de distribuição com frequências próximas à fundamental da rede de distribuição, podendo sobreaquecer o sistemas de distribuição ou causar mal-funcionamento em outros sistemas que assumem que os sinais da rede de distribuição são puramente senoidais;
- *Flicker*: quando há sistemas com cargas constantemente chaveadas, os sistemas de distribuição podem experimentar flutuações breves de carga que não podem ser compensadas em rapidez suficiente. Estas variações podem causar incômodos em sistemas de iluminação, causando variações breves de intensidade luminosa;
- Interferências descontínuas (*Clicks*);
- Emissões conduzidas de alta frequência.

As emissões irradiadas são causadas pelas variações dos campos eletromagnéticos que resultam da operação do sistema, frequentemente gerados por harmônicas produzidas em sua operação normal, em frequências onde os condutores de um circuito podem ser considerados antenas.

2.3.2 Imunidade

O ramo da imunidade, por sua vez, representa a susceptibilidade do sistema a emissões presentes no ambiente, que podem ser conduzidas ou irradiadas, e de origem natural, como descargas atmosféricas, ou de origem artificial, como outros sistemas elétricos. Dispositivos de processamento de sinais podem detectar estas emissões e responder a eles como a sinais de comando. Como um fabricante dificilmente poderá controlar em qual localização seus produtos serão utilizados, deve preparar os sistemas para que possam funcionar adequadamente em todas as localizações razoáveis [10], [23]. Em geral, há quatro possíveis efeitos que um equipamento sob irradiação eletromagnética pode sofrer [19]:

- Manter sua operação normal, sem influência da irradiação;
- Falha temporária, retornando à operação normal posteriormente;

- Dano tardio, que não é detectável no momento do evento, porém que pode vir a causar falha no futuro;
- Dano permanente.

Qual destes efeitos recai sobre o equipamento depende do fenômeno ao qual o equipamento é exposto, da intensidade deste fenômeno e da capacidade de imunidade do equipamento. De maneira semelhante às emissões conduzidas, dentro da imunidade a sinais conduzidos, também encontram-se vários fenômenos, que possuem amplitude e energia o suficiente para prejudicar a operação ou danificar sistemas. Dentre eles encontram-se:

- Descargas eletrostáticas: todos os objetos condutores (e pessoas) possuem capacitâncias próprias e capacitâncias em relação ao chão e a outros objetos ao seu redor. Nestas capacitâncias podem acumular-se cargas a partir de campos eletromagnéticos, atritos ou outros fenômenos, criando campos de tipicamente 2 kV a 8 kV, mas podendo chegar a 25 kV nos piores casos [23]. Quando um objeto condutor (ou pessoa) encosta em algo condutor, esta diferença de potencial é equalizada entre os dois objetos, ocasionando transientes de corrente e tensão que podem danificar o sistema;
- *Surge*: transientes de alta energia podem surgir nos terminais de um sistema. Frequentemente estes transientes são resultado de descargas atmosféricas nos arredores do sistema ou no sistema de distribuição de energia, ou falhas no sistema de distribuição;
- Transientes rápidos (*Bursts*): quando um circuito é desconectado do sistema de distribuição, a corrente em seus terminais é subitamente interrompida, fazendo com que surja uma alta tensão entre os conectores desconectados. Como resultado, pode surgir um curto arco elétrico entre os conectores, retomando a passagem de corrente. Quando este arco se extingue, surge então outra interrupção abrupta de corrente, gerando elevada tensão e novos arcos entre os conectores. A olho nu este fenômeno se parece com um único arco contínuo, porém é composto por diversos arcos de curta duração, cuja amplitude e frequência depende dos parâmetros do circuito. Estes pulsos podem se propagar para outros dispositivos conectados no sistema, que devem estar preparados para tal fenômeno.
- *Ring Waves*: este fenômeno se caracteriza pela oscilação da tensão na rede de distribuição, causado pelo chaveamento de redes e cargas altamente reativas.
- Variações de tensão (*Dips, interruptions, sags*): na rede de distribuição podem acontecer alguns fenômenos que distorcem as formas de onda fornecidas. Quedas de tensão causados pelo acionamento de cargas, curto-

circuitos, presença de harmônicos na rede e baixa qualidade de energia em geral podem interferir no funcionamento dos sistemas abastecidos por essa rede. Quedas no valor de tensão para abaixo de 10% do seu valor nominal se chamam *dips/sags*. De maneira semelhante, podem ocorrer sobreensões, conhecidas como *swells*. Também é possível a interrupção completa do suprimento de energia.

- Campos magnéticos de potência: a presença de corrente nos condutores da rede de distribuição de energia elétrica produz campos magnéticos nos entornos destes condutores. Quanto maior a corrente elétrica nos condutores, maior é a intensidade desse campo magnético, que pode afetar o funcionamento de sistemas que dependem do campo magnético para funcionar, como sensores e equipamentos de medição, ou gerar ruído audível.

Em conjunto aos fenômenos conduzidos, é de importância que um sistema possa suportar fenômenos irradiados em radiofrequência. Interferência pode se acoplar diretamente ao sistema, podendo causar chaveamento inadequado, congelamento na operação de sistemas digitais, interferência em frequências de *clock*, leitura inadequada de sensores ou outros fenômenos semelhantes.

2.4 EMC E ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

A eletrônica de potência é um campo da engenharia elétrica que, ao longo de sua história, propulsionou avanços tecnológicos em diversas áreas da tecnologia. Em seu artigo "The Evolution of Power Electronics"[24], Wilson apresenta a seguinte definição:

Eletrônica de potência é a tecnologia associada à conversão eficiente, controle e condicionamento da energia elétrica a partir de ferramentas estáticas, convertendo a energia de sua forma inicialmente disponível à forma desejada. [...] Seu objetivo é controlar o fluxo de energia elétrica de uma fonte para uma carga com alta eficiência, alta disponibilidade, alta confiança, pequeno volume, pouco peso e baixo custo [24].

Essa tecnologia compreende o uso de componentes estáticos elétricos e eletrônicos, aplicando conhecimentos interdisciplinares, como circuitos lineares e não lineares, técnicas de controle e análises sofisticadas para atingir seu objetivo, podendo converter cargas que vão desde poucos watts até megawatts. Como é de se esperar de um campo com tamanha abrangência, para poder realizar este processamento de energia com qualidade e confiabilidade, a compatibilidade eletromagnética é um tema a ser sempre considerado durante o design de conversores estáticos.

Desde o início, a eletrônica de potência procura por dispositivos que comutem com frequência cada vez maior. Uma grande parte do peso e do volume de conversores estáticos está associado a componentes magnéticos como transformadores e

indutores e a capacitores. Esses componentes se beneficiam com frequências de comutação maiores ao ter seu tamanho e custo reduzidos. Em contrapartida, esta miniaturização também faz com que diferentes componentes e tecnologias, que possuem características distintas, coabitem em um pequeno espaço, com bastante proximidade uns dos outros. Como resultado, os componentes estão mais propensos a interferências eletromagnéticas mútuas, aumentando a complexidade do projeto [10], [25]. Enquanto conversores estáticos possuem diversas características positivas, como alto rendimento, alta densidade de potência e excelente controlabilidade, também apresenta características negativas, como a alta geração de emissões em alta frequência devido à elevada frequência de comutação e ao funcionamento dos semicondutores [10].

Caso um produto seja desenvolvido com o propósito de ser vendido comercialmente, deverá obedecer as normas de EMC vigentes. Por esta razão, faz-se necessário conhecer as maneiras nas quais EMC se manifesta dentro do campo da eletrônica de potência e encontrar ferramentas para lidar com seus efeitos. Muitas das manifestações de EMC na eletrônica de potência foram apresentadas na Seção 2.3, porém o foco deste trabalho é nas emissões de alta frequência. Assim, manteremos nossa atenção nesse tema pelo resto deste trabalho.

2.4.1 Emissões de Alta Frequência

As emissões de alta frequência são comumente discriminadas como emissões conduzidas e emissões irradiadas, como apresentado na Figura 3. Esta distinção se dá devido aos meios distintos de propagação da emissão entre a fonte e o receptor. As emissões conduzidas podem se propagar pelos condutores, através dos componentes que estão representados em esquemáticos do circuito, ou por componentes parasitas, como capacitâncias para objetos adjacentes ou acoplamentos indutivos. Para atenuar este tipo de emissões, tipicamente se utilizam filtros, sendo menos influenciadas por blindagens e práticas de leiaute. As emissões irradiadas, em contrapartida, são ondas eletromagnéticas que se propagam através do espaço e podem ser atenuadas através de blindagens e boas práticas de leiaute, porém são pouco influenciadas por filtros [10], [19]. Algumas práticas de projeto utilizadas para evitar emissões e suas faixas efetivas de frequência são listadas na Tabela 1. Como pode-se observar, o uso de filtros de EMC é a prática com maior efetividade em frequências menores, porém de pouco efeito em frequências maiores.

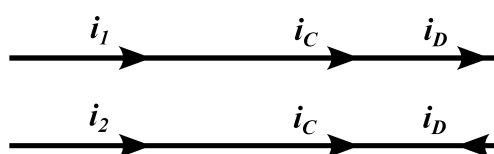
Para compreender como os equipamentos geram estas emissões, é necessário conhecer os mecanismos que ditam como estas emissões são geradas. Partes como cabos, trilhas de circuito impresso, dissipadores de calor e outras estruturas metálicas como armaduras e cabines podem se comportar como *antenas não intencionais* de um equipamento, gerando acoplamentos, ressonâncias e irradiações indesejáveis. Estas

Tabela 1 – Técnicas de projeto utilizadas para aprimorar a performance de EMC.

Prática	Efetividade (MHz)
Leiaute	$0,5 < f < 2000$
Blindagem	$5 < f < 1000$
Estratégia de comutação	$1 < f < 10$
Estratégia de modulação	$0,1 < f < 0,25$
Filtros de linha	$0,002 < f < 1$

Fonte: Heldwein [10]

Figura 4 – Decomposição de uma corrente total em corrente de modo comum e corrente de modo diferencial.



Fonte: Do autor.

irradiações são causadas por correntes variantes no tempo. De acordo com Paul [20], a questão chave é compreender como estas antenas não intencionais irão irradiar.

2.4.1.1 Correntes de Modo Diferencial e Modo Comum

Uma distinção importante é a segregação entre correntes de modo diferencial (DM) e de modo comum (CM). Considerando dois condutores em paralelo que possuem correntes no mesmo sentido i_1 e i_2 (Figura 4), estas correntes podem ser decompostas em correntes de modo diferencial e de modo comum, através da Equação (1).

$$\begin{aligned} i_1 &= i_C + i_D \\ i_2 &= i_C - i_D \end{aligned} \quad (1)$$

Que, rearranjando, se torna a Equação (2)

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{i_1 - i_2}{2} \\ i_C &= \frac{i_1 + i_2}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

As correntes de modo diferencial i_D possuem a mesma magnitude, porém sentidos opostos. Estas são as correntes desejadas em um equipamento, fazendo com que opere como previsto em modelos circuitais ideais. As correntes de modo comum i_C , por outro lado, possuem a mesma magnitude e o mesmo sentido. Estas correntes, também conhecidas como correntes de modo antena, não são necessárias

para o funcionamento do circuito e são causadas por não idealidades, como correntes de fuga. Este tipo de corrente não é previsto pelos modelos ideais de funcionamento de circuitos [20]. Apesar das correntes de modo comum geralmente terem amplitudes substancialmente menores do que as correntes de modo diferencial, as duas correntes apresentam efeitos distintos nas emissões causadas pelos equipamentos.

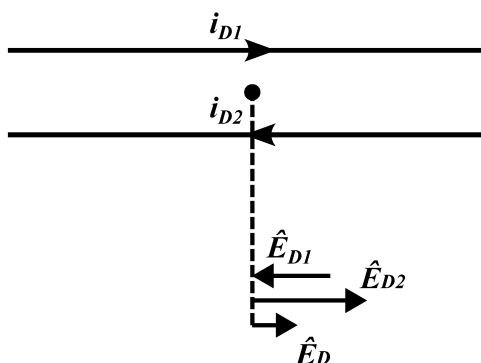
Como apresentado anteriormente, as correntes de modo diferencial possuem a mesma magnitude, mas sentidos opostos. Na Figura 5 é apresentada uma decomposição das emissões causadas por um par de condutores DM. Pode-se perceber que os campos gerados pelas correntes também apresentam sentidos opostos, tendendo a se cancelar mutuamente. Apesar disto, como os condutores não estão perfeitamente sobrepostos, este cancelamento não é total, havendo ainda um campo residual. Quanto maior for a distância entre estes condutores, maior será também o campo residual. Consequentemente, parte fundamental de técnicas para evitar emissão gerada por DM é minimizar a área A de laços de corrente em placas de circuito impresso e outros condutores (Figura 7), otimizando o cancelamento mútuo destes campos [20].

Outra característica das emissões geradas pelas correntes DM é apresentada na Figura 8. Observando dois condutores normais à página do texto, carregando um par de correntes diferenciais, mede-se a irradiação no ponto M , que está longe o suficiente do par condutor para que se possa considerar campos distantes. O resultado desta medição é dependente do ângulo θ : caso $\theta = 0$, ambos os condutores estão equidistantes do ponto M , cancelando completamente as irradiações. Em contrapartida, se $\theta = 90^\circ$ ou $\theta = 270^\circ$, a diferença de distância dos condutores ao ponto M é máxima, sendo a posição onde mede-se o maior valor para irradiação do par condutor de modo diferencial [20]. Assim, pode-se afirmar que, apesar das irradiações causadas por correntes de modo diferencial tenderem a se cancelar, este cancelamento é dependente de boas práticas de leiaute, podendo assumir magnitudes consideráveis.

As irradiações causadas pelas correntes de modo comum, por sua vez, apresentam mesmo sentido, resultando em uma irradiação maior do que a irradiação individual de cada condutor. Para atingir os limites de irradiação da norma FCC Class B (40 dB μ V/m ou 100 μ V/m de 30 a 88 MHz), um par de condutores de um metro de comprimento com correntes de modo comum precisa carregar somente 8 μ A em 30 MHz [20]. Assim, correntes de modo comum de magnitude aparentemente desprezíveis são o suficiente para causar irradiações de intensidade elevada.

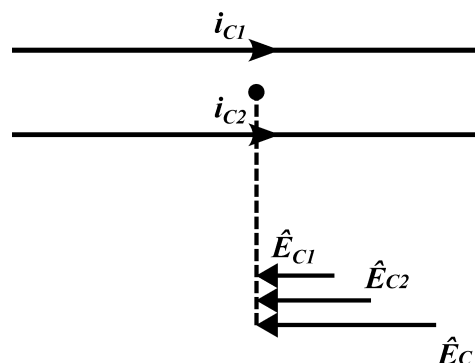
Adicionalmente, uma distinção deste tipo de irradiação é que ele não apresenta a mesma dependência com o ângulo de medição θ igual às correntes de modo diferencial. Em um caso como o da Figura 8, mas com um par de correntes CM, enquanto o ângulo $\theta = 90^\circ$ tem magnitude Mag , quando $\theta = 0^\circ$, a medição terá magnitude $0.9995Mag$ [20]. Assim, considera-se que as emissões de CM não dependem deste ângulo.

Figura 5 – Decomposição da irradiação causada por um par de condutores em modo diferencial.



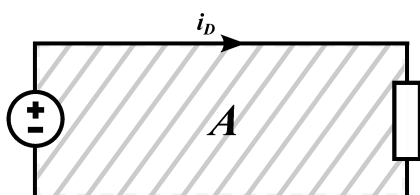
Fonte: Do autor.

Figura 6 – Decomposição da irradiação causada por um par de condutores em modo comum.



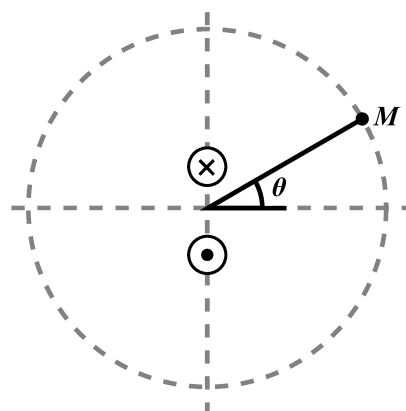
Fonte: Do autor.

Figura 7 – Laço de corrente de modo diferencial.



Fonte: Do autor.

Figura 8 – Dependência do ângulo de medição para a irradiação de correntes de modo diferencial.



Fonte: Do autor.

A partir dessa discussão, pode-se afirmar que os dispositivos elétricos e eletrônicos devem apresentar níveis adequados de imunidade aos campos eletromagnéticos no ambiente onde vai operar, funcionando corretamente apesar da poluição que possa existir. Em conjunto, também devem emitir ao ambiente níveis de poluição baixos o suficiente para não interferir nos outros equipamentos que possam existir no mesmo meio, mantendo este espaço saudável. Para a eletrônica de potência, manter estas características é desafiador, uma vez que as características desejadas em semicondutores, que melhoram a qualidade e a eficiência de conversores estáticos, como frequências e velocidades de comutação, são também as mesmas características que prejudicam a performance em EMC destes conversores estáticos. Correntes de modo diferencial, em produtos com leiaute descuidado, e correntes de modo comum excessivos (por mais baixa que seja), podem fazer com que os equipamentos não sejam capazes

de cumprir com as normas necessárias para a comercialização. Assim, os projetistas encarregados de criar e aprimorar estes produtos procuram sempre por técnicas que permitam aproveitar as qualidades positivas de semicondutores enquanto minimizam os pênaltis de EMC. Para assegurar que os produtos comercializados operem sem interferirem nos funcionamentos uns dos outros, estes produtos devem obedecer a normas de imunidade e de emissão ditadas pelos locais onde se deseja comercializar.

2.5 NORMAS

Como discutido na última sessão, as normas possuem o propósito de garantir a coabitação harmoniosa entre equipamentos que podem gerar ou ser influenciados por campos eletromagnéticos no ambiente. Existem diversas normas ao redor do mundo que possuem este objetivo (por exemplo as normas publicadas pelas organizações CISPR, ANSI, FCC, IEC, IEEE, EIA, NBS, RTCA, SAE, VDE, etc), onde a organização que publica as normas consideradas de maior relevância internacional é a IEC (do inglês *International Electrotechnical Commission*) e seu comitê CISPR (do francês *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*). As normas podem ser classificadas em normas militares e normais civis. Neste trabalho, apenas normas civis são consideradas e, com o objetivo de manter a generalidade, apenas as normas internacionais IEC e da CISPR serão consideradas. No Brasil, o COBEI (Comitê Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações) que é pertencente à ABNT/CB003 – Eletricidade, possui um comitê nacional que, quando aplicável, cumpre com as normas da IEC.

Fundada em 1906 com objetivo de lidar com novos desafios tecnológicos relacionados à eletricidade [21], a IEC coordena hoje mais de 20 mil especialistas em 170 países [22], incluindo diversos países europeus e os Estados Unidos da América. De maneira geral, as normas representam recomendações feitas pelas organizações, com diretrizes para bom funcionamento e interoperação, e seu cumprimento não é obrigatório. A partir disto, estas normas se tornam base para regulações locais, que podem exigir o cumprimento das normas. É importante ter em mente que elas são constantemente atualizadas e expandidas. Isso significa que, mesmo com produtos já presentes no mercado, é necessário que o fabricante mantenha este produto atualizado e de acordo com as versões mais recentes [26].

De acordo com o documento *Guidance for users of the CISPR Standards*, publicado pela IEC em 2021 [27], as normas da CISPR estão divididas em três categorias de normas e mais uma de documentos de orientação:

1. Normas Básicas;
2. Normas Genéricas;
3. Normas de Produtos (Famílias);

4. Documentos de Orientação.

Cada uma das categorias apresenta um propósito distinto.

2.5.1 Normas Básicas

As Normas Básicas de EMC fornecem as condições gerais e fundamentais ou regras para a avaliação de EMC e desempenho relacionado de todos os produtos, sistemas ou instalações, e servem como documentos de referência para as Normas Genéricas e de Produtos (Famílias) da CISPR. As Normas Básicas são gerais e, portanto, não são dedicadas a famílias ou produtos específicos; elas se relacionam a informações gerais, aos fenômenos perturbadores e às técnicas de medição ou teste. Elas não contêm limites prescritos ou especificações de desempenho relacionadas a produtos/sistemas. No entanto, são fornecidos métodos e orientações sobre como gerar limites apropriados para a proteção da recepção de rádio. A lista de Normas Básicas pode ser vista na Tabela 2.

2.5.2 Normas Genéricas

Normas Genéricas de EMC são normas relacionadas a um ambiente específico, que especificam o conjunto de requisitos essenciais de EMC e procedimentos de teste aplicáveis a todos os produtos ou sistemas destinados a operar nesse ambiente, desde que não existam normas específicas de EMC para uma determinada família de produtos, produto, sistema ou instalação. Limites são incluídos, e faz-se referência aos procedimentos de teste fornecidos nas Normas Básicas relevantes. A lista de Normas Genéricas pode ser vista na Tabela 3.

2.5.3 Normas de Produtos (Famílias)

Normas de Produtos (Famílias) definem requisitos específicos de EMC, procedimentos de teste e limites dedicados a produtos, sistemas ou instalações particulares nos quais condições específicas devem ser consideradas. A lista de Normas de Produtos (Famílias) pode ser vista na Tabela 4.

Tabela 4 – Normas de Produtos (Famílias)

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR 11 (ver anexo A.1)	Equipamentos industriais, científicos e médicos – Características de perturbações de radiofrequência – Limites e métodos de medição	CIS/B

Continua na página seguinte

Tabela 4 – continuação da página anterior

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR 12 (ver anexo A.2)	Veículos, barcos e motores de combustão interna - Características de perturbações de radiofrequência - Limites e métodos de medição para proteção de receptores externos	CIS/D
CISPR 14-1 (ver anexo A.3)	Compatibilidade eletromagnética - Requisitos para eletrodomésticos, ferramentas elétricas e aparelhos similares - Parte 1: Emissão	CIS/F
CISPR 14-2 (ver anexo A.4)	Compatibilidade eletromagnética - Requisitos para eletrodomésticos, ferramentas elétricas e aparelhos similares - Parte 2: Imunidade - Norma da família de produtos	CIS/F
CISPR 15 (ver anexo A.5)	Limites e métodos de medição de características de interferência de rádio de iluminações elétricas e equipamentos similares	CIS/F
CISPR 25 (ver anexo A.6)	Veículos, barcos e motores de combustão interna - Características de perturbações de radiofrequência - Limites e métodos de medição para proteção de receptores de bordo	CIS/D
CISPR 32 (ver anexo A.7)	Compatibilidade Eletromagnética de equipamentos multimídia – Requisitos de emissão	CIS/I
CISPR 35 (ver anexo A.8)	Compatibilidade Eletromagnética de equipamentos multimídia – Requisitos de imunidade	CIS/I
CISPR 36 (ver anexo A.9)	Veículos rodoviários elétricos e híbridos elétricos - Características de perturbações de radiofrequência - Limites e métodos de medição para proteção de receptores externos abaixo de 30 MHz	CIS/D

Fim da tabela

Dependendo do produto a ser comercializado, uma combinação distinta de normas pode ser aplicável. Alguns exemplos de produtos são apresentados no Apêndice B.

2.5.4 Documentos de Orientação

Esses documentos são para orientação, não para testes de conformidade. Sua lista completa é apresentada na Tabela 5.

Tabela 2 – Normas Básicas

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR 16-1-1	Parte 1-1: Aparelhos de medição	CIS/A
CISPR 16-1-2	Parte 1-2: Dispositivos de acoplamento para medições de emissões conduzidas	CIS/A
CISPR 16-1-3	Parte 1-3: Equipamento auxiliar - energia de emissões	CIS/A
CISPR 16-1-4	Parte 1-4: Antenas e locais de teste para medições de emissões irradiadas	CIS/A
CISPR 16-1-5	Parte 1-5: Locais de calibração de antenas e locais de testes de referência para 5 MHz a 18 GHz	CIS/A
CISPR 16-1-6	Parte 1-6: Calibrações de antenas de EMC	CIS/A
CISPR 16-2-1	Parte 2-1: Medições de emissões conduzidas	CIS/A
CISPR 16-2-2	Parte 2-2: Medições da energia de emissões	CIS/A
CISPR 16-2-3	Parte 2-3: Medições de emissões irradiadas	CIS/A
CISPR 16-2-4	Parte 2-4: Medições de imunidade	CIS/A
CISPR 16-4-2	Parte 4-2: Incertezas da instrumentação de medição	CIS/A
CISPR 17	Métodos de medição das características de supressão de filtros passivos de interferência de rádio e componentes de supressão	CIS/A
IEC 61000-4-20	Técnicas de teste e medição – Testes de emissão e imunidade em guias de ondas eletromagnéticas transversais (TEM)	CIS/A e SC77B
IEC 61000-4-21	Técnicas de teste e medição - Métodos de teste de câmaras de reverberação	CIS/A e SC77B
IEC 61000-4-22	Técnicas de teste e medição - Emissões irradiadas e medições de imunidade em câmaras totalmente anecóicas (FARs)	CIS/A e SC77B

Tabela 3 – Normas Genéricas

Publicação	Descrição	Subcomitê
IEC 61000-6-3 (ver anexo C.1)	Parte 6-3: Normas genéricas – Normas de emissão para ambientes residenciais	CIS/H
IEC 61000-6-4 (ver anexo C.2)	Parte 6-4: Normas genéricas – Normas de emissão para ambientes industriais	CIS/H
IEC 61000-6-8 (ver anexo C.3)	Parte 6-8: Normas genéricas – Normas de emissão para equipamentos profissionais em locais comerciais e industriais leves	CIS/H

Tabela 5 – Documentos de Orientação

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR/TR 16-2-5	Especificação para aparelhos e métodos de medição de distúrbios de rádio e imunidade - Parte 2-5: Medições in situ para emissões perturbadoras produzidas por equipamentos fisicamente grandes	CIS/H

Tabela 5 – continuação da página anterior

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR/TR 16-3	Relatórios técnicos CISPR	CIS/A
CISPR/TR 16-4-1	Incertezas em testes padronizados de EMC	CIS/A
CISPR/TR 16-4-3	Considerações estatísticas na determinação da conformidade EMC de produtos produzidos em massa	CIS/A
CISPR/TR 16-4-4	Estatísticas de reclamações e modelo de cálculo de limites	CIS/H
CISPR/TR 16-4-5	Condições para o uso de métodos alternativos de teste	CIS/A
CISPR/TR 18-1 (ver anexo B.1)	Características de interferência de rádio de linhas aéreas de energia e equipamentos de alta tensão. Parte 1: Descrição dos fenômenos	CIS/B
CISPR/TR 18-2 (ver anexo B.2)	Características de interferência de rádio de linhas aéreas de energia e equipamentos de alta tensão. Parte 2: Métodos de medição e procedimentos para determinar limites	CIS/B
CISPR/TR 18-3 (ver anexo B.3)	Características de interferência de rádio de linhas aéreas de energia e equipamentos de alta tensão - Parte 3: Código de prática para minimizar a geração de ruído de rádio	CIS/B
CISPR/TR 28	Equipamentos industriais, científicos e médicos (ISM) - Diretrizes para níveis de emissão dentro das bandas designadas pela UIT	CIS/B
CISPR/TR 29	Receptores de transmissão de televisão e equipamentos associados - Características de imunidade - Métodos de avaliação objetiva de imagem	CIS/I
CISPR/TR 30-1	Método de teste em emissões eletromagnéticas - Parte 1: Dispositivo de controle eletrônico para lâmpadas fluorescentes de casquilho simples e duplo	CIS/F
CISPR/TR 30-2	Método de teste em emissões eletromagnéticas - Parte 2: Dispositivo de controle eletrônico para lâmpadas de descarga, exceto lâmpadas fluorescentes	CIS/F

Continua na página seguinte

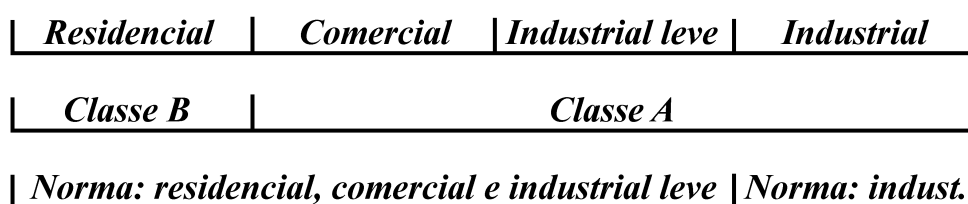
Tabela 5 – continuação da página anterior

Publicação	Descrição	Subcomitê
CISPR/TR 31	Disposições para a inclusão de novas informações no banco de dados de serviços de rádio sobre as características dos serviços de rádio (Nota: o próprio banco de dados está disponível na zona IEC EMC)	CIS/H
		Fim da tabela

2.5.5 Limites de emissão

Para definir os limites de emissões permissíveis para cada equipamento, distingue-se estes equipamentos em Classe A e Classe B (Fig 9). A CISPR 11 define que a Classe B de equipamentos é destinada a equipamentos adequados para uso em locais residenciais e em estabelecimentos diretamente conectados a uma rede de alimentação de baixa tensão que fornece energia a edifícios utilizados para fins domésticos. A Classe A de equipamentos, por sua vez, caracteriza os equipamentos adequados para uso em todos os locais, excluindo os da Classe B. Pode-se notar que os equipamentos residenciais encontram-se na Classe B. Esta classe possui limites de emissão mais rigorosos quando comparado com a Classe A, uma vez que considera-se equipamentos residenciais serão utilizados por pessoas leigas.

Figura 9 – Classificações de equipamentos.

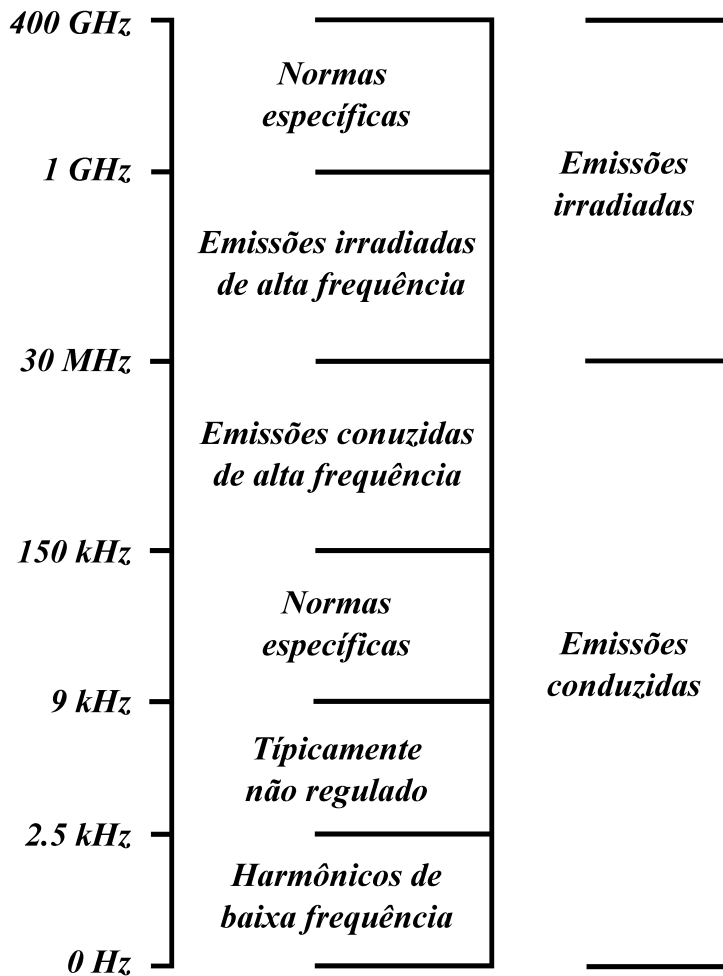


Fonte: Adaptado de Heldwein [10].

Outra importante distinção normativa para classificar as emissões é o limite entre emissões conduzidas e emissões irradiadas. Embora não seja possível separar fisicamente as emissões irradiadas das emissões conduzidas, a fins de norma estas emissões estão classificadas em faixas de frequência diferentes (Fig 10). Ruídos com frequência menor que 30 GHz são considerados ruídos conduzidos, enquanto ruídos de frequências maiores são considerados ruídos irradiados.

Tendo feitas estas distinções, torna-se possível classificar os limites de emissões permissíveis de equipamentos. Como este trabalho possui seu foco nas emissões conduzidas de alta frequência, esta análise será restrita entre as frequências de 150 kHz a 30 MHz .

Figura 10 – Distinção de tipo de irradiação por frequência.



Fonte: Adaptado de Heldwein [10].

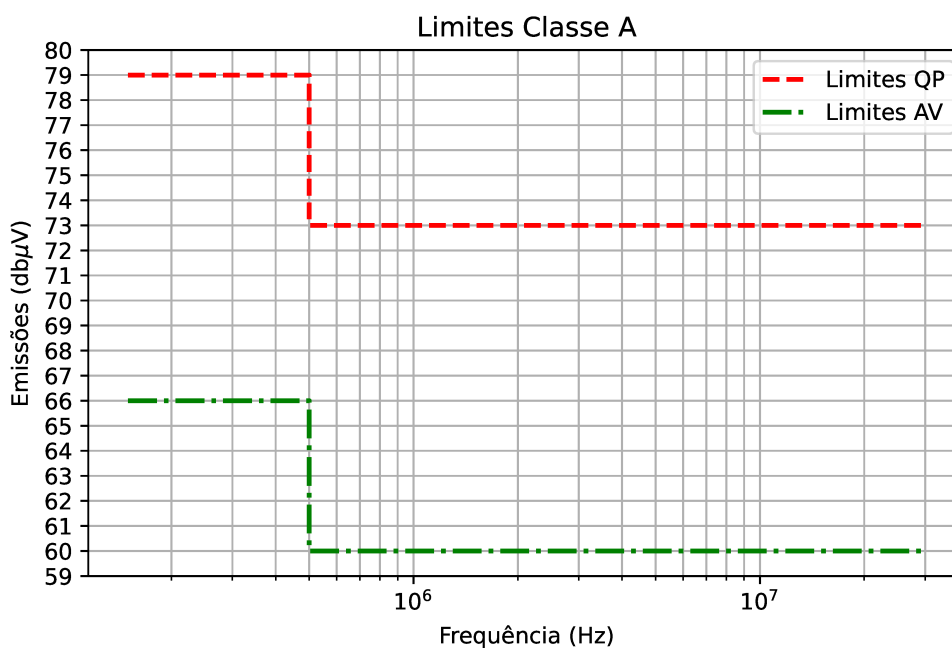
De maneira geral, as emissões conduzidas são grandezas definidas a partir da unidade $dB\mu V$, definida em (3).

$$1 \text{ dB}\mu V = 20 \log \left(\frac{1 \text{ V}}{1 \mu V} \right) \quad (3)$$

Este valor em questão é medido a partir de um analisador de espectro conectado ao equipamento testado através de uma LISN (do inglês *Line Impedance Stabilization Network*), equipamentos cujas características elétricas são definidas pela CISPR 16. Detalhes sobre os setups de medição podem ser vistos em [10]. Dois tipos de limite são impostos nas normas relevantes, que devem ambos ser respeitados: *quasi-peak* (QP) e *average* (AVG). Estes limites se relacionam ao método de detecção utilizado durante a medição das emissões. Para equipamentos que funcionam em corrente alternada, os limites são apresentados nas Figuras 11 e 12.

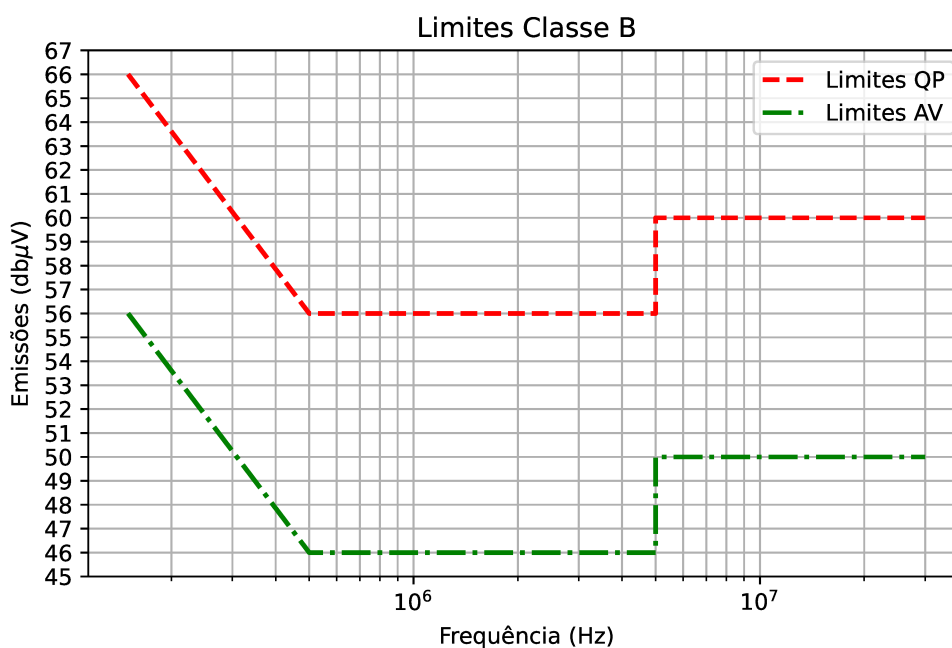
Por toda a faixa de frequência relevante, a CISPR 16 dita que o analisador de impedância deve ter uma impedância equivalente de 50Ω . Isso significa que, para o limite inferior da Classe B de $46 \text{ dB}\mu V \text{ AVG} = 0,2 \text{ mV}$, as emissões conduzidas devem

Figura 11 – Limites de emissões conduzidas de alta frequência para equipamentos classe A da CISPR 11 de até 20 kVA.



Fonte: Do autor.

Figura 12 – Limites de emissões conduzidas de alta frequência para equipamentos classe B da CISPR 11.



Fonte: Do autor.

ser menores que $0.2\text{mV} / 50 \Omega = 4 \mu\text{A}$. Quando compara-se este valor com as ordens de grandeza das correntes que conversores chaveados apresentam, percebe-se que para atingir tais níveis diminutos, faz-se necessário grande atenuação, surgindo o tema principal deste trabalho: os filtros de EMI.

2.6 FILTROS DE EMI

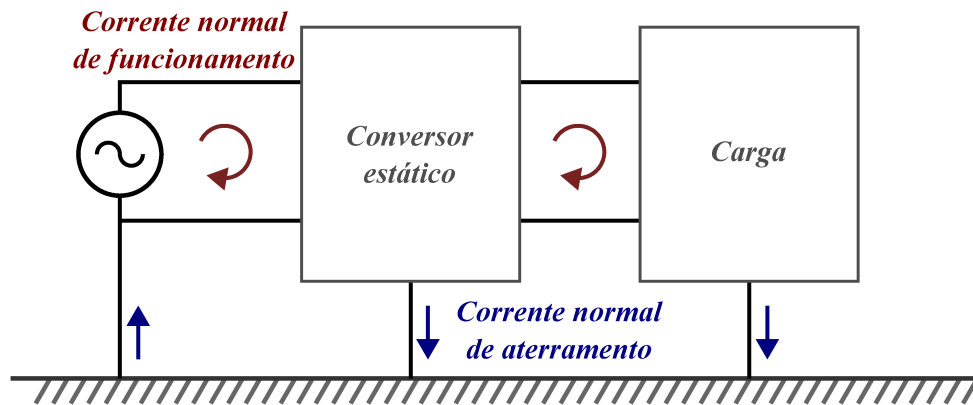
Dentro da eletrônica de potência é muito comum encontrar filtros de EMI em conjunto com conversores chaveados. Frequentemente estes filtros são necessários para garantir que os dispositivos alcancem níveis de emissões conduzidas que sejam aceitáveis pelas normas vigentes. Na Seção 2.4.1 as emissões em alta frequência foram separadas em modo comum e modo diferencial. Esta distinção tem grandes efeitos nas topologias de filtros de EMI, que costumam ser projetados de maneira específicas para as emissões de um modo ou do outro. É possível encontrar filtros com diversas características, topologias, tamanhos, filtros passivos e filtros ativos, mas neste trabalho a análise será focada em filtros passivos. Para esta seção, a principal referência é [10].

No contexto de um conversor monofásico conectado à rede de distribuição de energia elétrica, é comum encontrar a configuração de equipamentos e ambiente apresentada na Figura 13, onde o conversor e sua carga estão aterrados. Parte das correntes geradas neste sistema, as correntes normais de funcionamento, fluem através das linhas de fase e de neutro (ou fase-fase, dependendo da conexão), enquanto outra parcela de corrente no sistema flui através dos aterramentos de segurança e acoplamentos parasitas com objetos ao redor. Observando a partir do ponto de vista de correntes de modo comum e de modo diferencial, pode-se representar este sistema por um modelo simplificado como o da Figura 14, onde V_{DM1} e V_{DM2} representam os ruídos de alta frequência de modo diferencial gerados pelo equipamento, V_{CM} representa o ruído de modo comum e Z_{DM1} , Z_{DM2} e Z_{CM} representam as impedâncias próprias deste equipamento.

Para reduzir a emissão de ruídos indesejados, podem-se utilizar filtros em várias posições, como entre o conversor e sua carga ou entre o conversor e a rede de distribuição. Neste trabalho focaremos nos filtros entre o conversor e a rede de distribuição, frequentemente chamado de *filtro de entrada*, porém as análises podem ser reproduzidas em diversos outros tipos de filtros e são válidas para eles. Costumeiramente os filtros de EMI são divididos entre filtros de modo diferencial e filtros de modo comum, utilizando de componentes passivos para promover sua atenuação. Indutores aumentam a impedância série de alta frequência, reduzindo a magnitude das correntes i_{CM} e i_{DM} na Figura 14 para os mesmos valores de V_{CM} e V_{DM} ; capacitores em paralelo, por sua vez, reduzem a impedância em alta frequência entre fases ou entre fase e terra, reduzindo o tamanho das malhas de corrente dos ruídos em alta frequência; e resistores podem dissipar em forma de calor a energia que seria emitida em forma de ruído. Estes filtros possuem tamanhos significativos quando comparados com o conversor ao qual são acoplados. Assim, muitos esforços são feitos para reduzir seu volume.

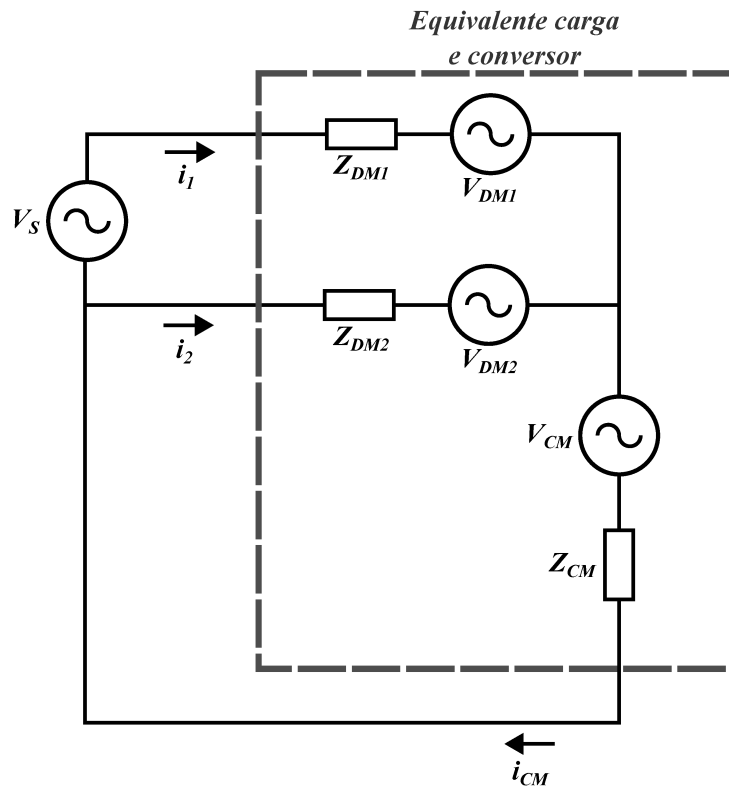
De maneira geral, estes filtros possuem os seguintes requisitos:

Figura 13 – Configuração comum de equipamentos e ambiente.



Fonte: Do Autor.

Figura 14 – Modelo simplificado distinguindo as correntes de modo comum e modo diferencial.



Fonte: Do Autor.

1. Cumprir com as normas internacionais de EMC;
2. Minimizar o fator de deslocamento da harmônica fundamental da corrente;
3. Limitar o tamanho e a energia nos componentes do filtro;
4. Possuir amortecimento o suficiente para evitar oscilações em condições sem carga, mas minimizando as perdas;
5. Evitar ressonâncias em frequências múltiplas da frequência de chaveamento;

6. Minimizar a impedância de saída dos filtros, para assegurar a estabilidade do sistema e minimizar restrições de design.

Em conjunto com estes requisitos, diversos desafios são críticos para cumprir com estes aspectos e devem ser observados:

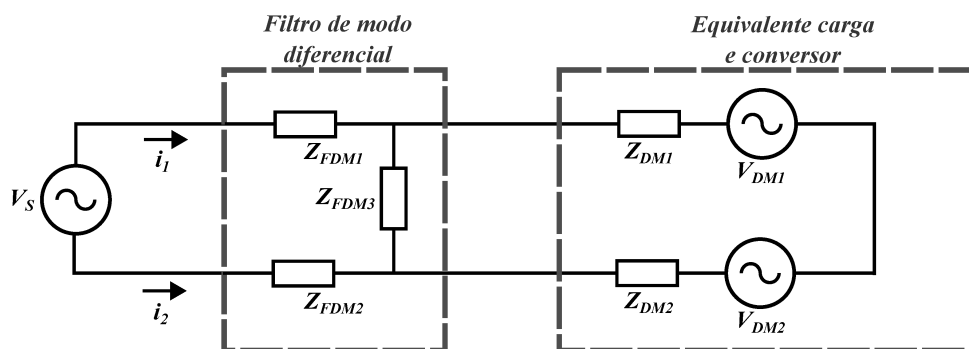
1. Incerteza sobre a impedância do sistema de distribuição de energia elétrica, que pode alterar a frequência de ressonância ou introduzir novos circuitos ressonantes com baixo amortecimento;
2. Modelagem do sistema de medição das emissões de alta frequência, para definir a atenuação necessária a ser provida pelo filtro de EMI;
3. Predição do comportamento de alta frequência do filtro, que é influenciada ou determinada pelos componentes parasitas de seus elementos;
4. Baixa complexidade e número de componentes;
5. Influência da inserção do filtro no controle e na estabilidade do sistema.

2.6.1 Filtros de Modo Diferencial

Observando somente os sinais de modo diferencial, alcançamos o modelo apresentado na Figura 15, onde Z_{FDM1} e Z_{FDM2} representam as impedâncias série de modo diferencial do filtro e Z_{FDM3} representa a impedância entre fases.

Em sistemas de múltiplas fases, assumindo uma simetria perfeita entre as fases, é possível reduzir o sistema a um equivalente monofásico, que pode ser utilizado para calcular a atenuação requerida de maneira simplificada. Como estes filtros são filtros passa-baixa, eles são costumeiramente projetados para proverem a atenuação na frequência mais baixa a ser filtrada. Assim, nesta frequência, os filtros apresentam baixa influência de efeitos parasitas, simplificando o processo de *design*. Como resultado, modelagem simples pode ser utilizada, permitindo que projetos de diversos níveis de complexidade sejam feitos.

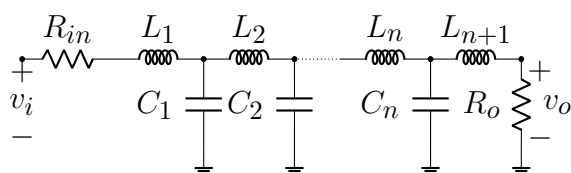
Figura 15 – Modelo simplificado de conversor, carga e filtro de modo diferencial.



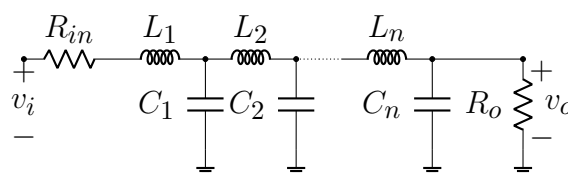
Fonte: Do Autor.

Figura 16 – Diferentes topologias de filtros de modo diferencial de múltiplos estágios.

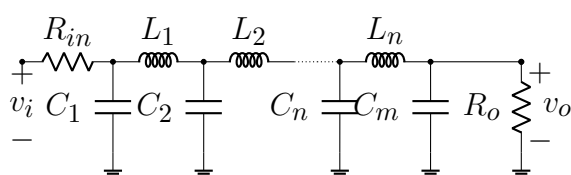
(a) Circuito LCL de n níveis.



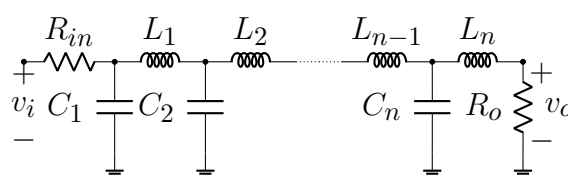
(b) Circuito LC de n níveis.



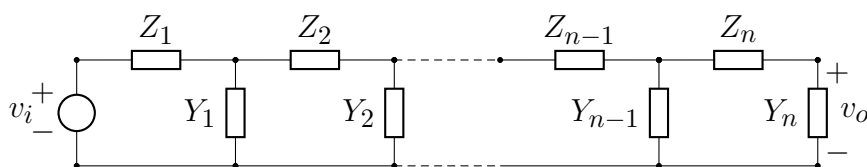
(c) Circuito CLC de n níveis.



(d) Circuito CL de n níveis.



(e) Circuito *ladder* genérico.



Fonte: Do autor.

Os filtros passivos de modo diferencial são filtros passa baixa que permitem a passagem das correntes normais de funcionamento de baixa frequência, mas que bloqueiam a passagem das emissões conduzidas de alta frequência. Para atingir este propósito, diversas topologias passivas podem ser utilizadas. De maneira a reduzir o volume e a energia armazenada nos componentes, é possível utilizar filtros de múltiplos estágios: apesar da quantidade maior de componentes, o filtro pode ter um volume total menor do que um filtro de um único estágio, devido à atenuação maior proporcionada pelos múltiplos estágios.

Dependendo da natureza da carga a ser conectada nestes filtros, pode ser desejável que se tenha características de entrada ou de saída capacitiva ou indutiva. Na Figura 16 é apresentado o equivalente monofásico de múltiplos estágios para algumas topologias comuns: LCL (Figura 16a), LC (Figura 16b), CLC (Figura 16c) e CL (Figura 16d), onde a carga conectada ao filtro é representada por R_o . Estas topologias podem ser representadas através de um circuito *ladder* (do inglês para *escada de mão*), apresentado na Figura 16e.

Para poder conectar estes filtros a conversores estáticos de maneira a não insta-

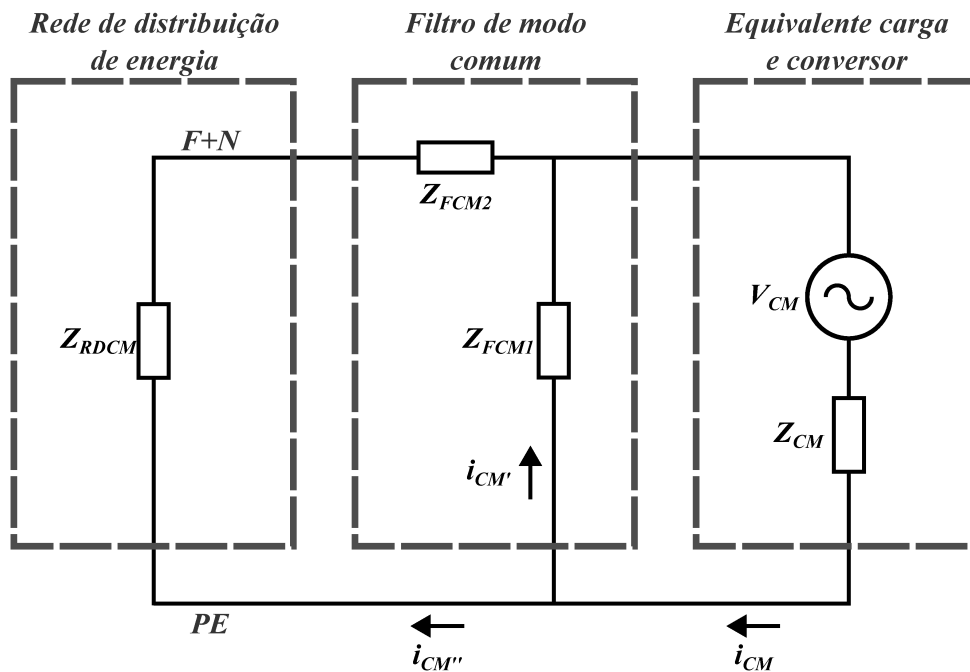
bilizar seu funcionamento, pode-se utilizar de ramos de amortecimento, que reduzem a impedância de saída máxima atingida pelos filtros nas ressonâncias de seus estágios. Em [10], capítulo 6, são apresentadas diversas técnicas de projeto para estes filtros de modo diferencial e seus ramos de amortecimento, utilizando de soluções com foco em otimização de esforço computacional, soluções analíticas com foco em minimização do volume total e metodologia de projeto.

2.6.2 Filtros do Modo Comum

A presença de correntes de alta frequência entre as fases de um equipamento e o terra de segurança possibilita inúmeros tipos de interferências eletromagnéticas, sendo responsável pela maior porção das emissões irradiadas. Controlar este tipo de corrente é o papel do filtro de modo comum, ocupando um volume não desprezível nos equipamentos. O filtro de modo comum também cumpre a dupla função de proteger o equipamento de ruídos que possam existir no ambiente.

Estes filtros possuem aspectos construtivos diferentes dos filtros de modo diferencial, pois são projetados para aumentar a impedância da corrente que retorna pelo terra. Observando somente os sinais de modo comum, e utilizando o mesmo conceito de equivalente monofásico utilizado no circuito *ladder* da ultima sessão, a Figura 14 com um filtro de modo comum se transforma na Figura 17. Nesta figura, Z_{FCM1} e Z_{FCM2} representam as impedâncias de modo comum do filtro e Z_{RDCM} representa a impedância de modo comum da rede de distribuição. O ramo indicado por $F + N$

Figura 17 – Modelo simplificado de conversor, carga e filtro de modo comum.



Fonte: Do Autor.

é o ramo equivalente monofásico do circuito. O Filtro da Figura 17, por ser um filtro *ladder*, não é uma figura generalizada, podendo existir outras configurações de filtros passivos, como Pi e T.

Para evitar que níveis elevados de corrente de modo comum sejam injetadas no sistema de distribuição de energia, este filtro utiliza de duas táticas: a primeira é utilizar impedâncias Z_{FCM2} que sejam pequenas em baixas frequências e grandes em altas frequências, permitindo a passagem das correntes de segurança, mas atenuando as emissões conduzidas de alta frequência em $i_{CM''}$. Para este propósito costuma-se utilizar indutores de modo comum, conhecidos também como *indutores choke*. A segunda tática é utilizar de impedâncias Z_{FCM1} que sejam grandes em baixas frequência e pequenas em altas frequências. Conseqüentemente, as emissões conduzidas de alta frequência possuem um caminho de retorno ao conversor por dentro do filtro em $i_{CM'}$, evitando que essas correntes sejam propagadas ao sistema de distribuição. Para esta função, costuma-se utilizar capacitores. Uma limitação importante de Z_{FCM1} é a corrente de fuga permissível: esta impedância fornece um caminho de corrente entre fases do circuito e o terra de segurança, aumentando as correntes de fuga do equipamento. Como estas correntes são limitadas por norma, a impedância Z_{FCM1} tem seu valor restrito aos valores que cumprem com os limites de corrente de fuga. Ao contrário dos filtros de modo diferencial, os filtros de modo comum empregam capacitâncias relativamente baixas e indutâncias relativamente altas.

Devido a características distintas do indutor *choke*, que pode utilizar de materiais magnéticos com alta permeabilidade e é “invisível” às correntes de funcionamento normal, o design de um filtro de modo comum é distinto ao do filtro de modo diferencial. Apesar disso, as técnicas de múltiplos estágios apresentadas para o modo diferencial também são válidas para os filtros de modo comum: pode-se reparar que o filtro da Figura 17 forma um estágio de um circuito *ladder* da Figura 16e. Diversas técnicas de projeto para estes filtros é apresentada em [10], Capítulo 7.

2.6.3 Componentes de Filtros de EMC

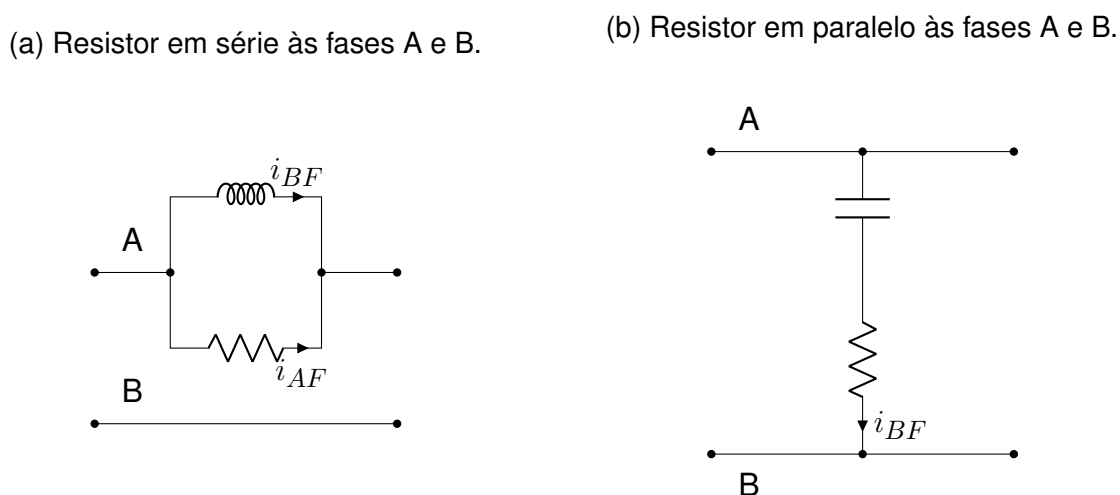
Uma vez conhecendo os filtros de EMC, pode-se observar com maior profundidade os componentes passivos utilizados neles. Durante o estudo dos filtros nas Seções 2.6.1 e 2.6.2, utilizou-se da consideração que os filtros são projetados para a harmônica de mais baixa frequência a ser atenuada, assim os filtros podem ser considerados ideais a fins de projeto. Por outro lado, esta consideração não é válida para frequências elevadas, quando comportamentos parasitas se tornam relevantes e limitam a utilidade do filtro, explicando o porquê dos filtros de EMI terem sua faixa de utilidade limitada a até 1 MHz na Tabela 1.

2.6.3.1 Resistores

Resistores possuem a característica de dissipar em forma de calor a energia elétrica que flui através deles. Para filtros que possuem o propósito de evitar que essa energia seja propagada de maneira conduzida ou irradiada, torna-se natural utilizar de resistores para dissipar parte desta energia. Apesar disso, os conversores devem manter rendimento energético próximo à unidade e, com a alta amplitude de tensões e correntes dos conversores, os resistores podem ser conectados somente de maneira a não afetar a eficiência ou aumentar demasiadamente o volume do conversor. Como resultado, os resistores são utilizados na função de resistores de amortecimento que limitam a amplitude das ressonâncias dos filtros de EMI. Nesta análise os resistores são considerados componentes lineares e invariantes no tempo, que seguem a Lei de Ohm (excluindo, por exemplo, resistores dos tipos NTC ou PTC).

Para minimizar as perdas nos resistores, quando conectados em série utilizam-se indutores em paralelo aos resistores. Assim, as correntes de baixa frequência fluem através do indutor, enquanto as de alta frequência são dissipadas no resistor. Já quando os resistores são conectados em paralelo ao conversor, utilizam-se capacitores em série ao resistor, evitando a passagem de correntes de baixa frequência. Estas conexões são apresentadas na Figura 18.

Figura 18 – Configurações de Resistores.

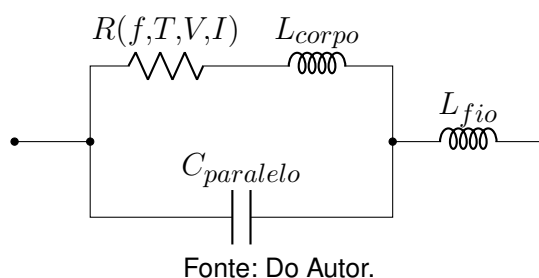


Fonte: Do Autor.

Como os filtros são projetados para terem as suas ressonâncias acontecendo em frequências distantes da frequência de comutação, os resistores de amortecimento apresentam comportamento que não é relevante para a atenuação do ruído de alta frequência. Caso os resistores fossem projetados de maneira a serem significativos para o ruído conduzido, eles afetariam negativamente a impedância dos indutores e capacitores, diminuindo a efetividade do filtro de EMI. Assim, em altas frequências, o efeito do resistor pode ser negligenciado.

Na Figura 19 é apresentado um modelo de alta frequência para resistores. Pode-se reparar que o valor da resistência é dependente de várias condições de operação, como a frequência, a temperatura, a tensão e a corrente aplicadas. L_{corpo} representa a indutância do corpo do resistor, intrínseca à sua geometria, $C_{paralelo}$ representa a capacitância em paralelo do resistor e L_{fio} representa a indutância do fio do resistor. Estes parâmetros todos variam com a geometria, o material e a tecnologia empregados no componente. Tipicamente, para modelagem de emissões conduzidas, este modelo de alta frequências não é necessário e pode-se utilizar modelos mais simples.

Figura 19 – Modelo de alta frequência para resistor.



Outra aplicação de resistores em filtros de entrada é para a descarga de capacitores. Quando desconectados da rede elétrica, os equipamentos devem cumprir normas de segurança que exigem que não exista tensão residual entre os terminais do equipamento, evitando choques elétricos. Assim, resistores são empregados com a função de descarregar capacitores cuja tensão afete estes terminais.

2.6.3.2 Capacitores

Quando se fala de capacitores para filtro de EMI, costuma-se falar de capacitores das classes X e Y, que apresentam características distintas em relação à segurança e à sua empregabilidade. Como estes capacitores processam e armazenam grandes quantidades de energia, suas falhas podem ser catastróficas, causando incêndios ou choques elétricos. Em conjunto, eles estão sujeitos a diversos eventos e transientes que causam sobretensão e sobrecorrente, como descargas atmosféricas, *bursts* e surtos, além dos outros eventos descritos na Seção 2.3.2. Como resultado desta combinação de altos estresses e riscos de falhas perigosas, eles devem obedecer a rigorosos critérios de confiabilidade e de segurança [10].

Os capacitores da Classe X (Figura 20a) são comumente conectados entre fases em filtros de modo diferencial. Pode-se notar que no circuito *ladder* da Figura 16e os capacitores X seriam conectados nas posições das admitâncias Y. Quando estes capacitores falham em circuito-aberto, o equipamento mantém seu funcionamento normal, porém com imunidade reduzida e emissões aumentadas, sendo um tipo de falha que não trás riscos imediatos de segurança. Quando eles falham em curto-circuito,

Figura 20 – Configurações de Resistores.

(a) Conexão de capacitores classe X.

(b) Conexão de capacitores classe Y.



Fonte: Do Autor.

Tabela 6 – Classificação de capacitores classe X

Subclasse	Tensão de pico de pulsos durante o uso	Aplicação	Tensão de pico de pulsos V_P aplicados antes do teste de resistência
X1	$> 2,5 \text{ kV e } \leq 4,0 \text{ kV}$	Aplicações de pulsos elevados	Para $C_N < 1,0 \mu\text{F}$: 4 kV
X2	$\leq 2,5 \text{ kV}$	Uso geral	2,5 kV
X1	$> 2,5 \text{ kV e } \leq 4,0 \text{ kV}$	Aplicações de pulsos elevados	Para $C_N > 1,0 \mu\text{F}$: $V_P = 4/\sqrt{C_N/\mu\text{F}}$ kV
X2	$\leq 2,5 \text{ kV}$	Uso geral	$V_P = 2,5/\sqrt{C_N/\mu\text{F}}$ kV

Fonte: IEC 60384-14:2023

as correntes elevadas podem causar incêndios. Apesar disso, considera-se que outros dispositivos de segurança irão atuar (como um fusível ou um disjuntor na instalação), assim, este tipo de falha é aceito por norma de segurança.

Para se classificar como X de acordo com a IEC 60384-14:2023, os capacitores devem cumprir com os requisitos da Tabela 6, especificando suas resistências a transientes de alta tensão. Em conjunto, os capacitores devem cumprir com 1000 h de teste de resistência, operando em 1.25x sua tensão nominal máxima e na temperatura de operação máxima, sendo aplicado sobretensão de 1.5x sua tensão nominal máxima ou 1kV (o valor que for maior) com duração de 0.1 s e uma vez por hora. Assim, considera-se que estes capacitores são adequados para supressão de transientes e para serem conectados entre fases.

Já os capacitores classe Y são utilizados em conexões entre fase e o terra de segurança, como apresentado na Figura 20b, e devem garantir o isolamento entre estes pontos. São frequentemente empregados em filtros de modo comum, ocupando a posição de Z_{FCM1} na Figura 17. No caso de falha em curto-circuito, esta conexão irá conectar o terra de segurança (e, portanto, áreas acessíveis ao usuário, como a

Tabela 7 – Classificação de capacitores classe Y

Subclasse	Tipo de isolamento provido	Tensões aplicadas	Tensão de pico de pulsos V_P aplicados antes do teste de resistência
			Para $C_N < 1.0 \mu F$:
Y1	Duplo ou reforçado	≤ 500 V	8 kV
Y2	Básico ou suplementário	≥ 150 V e ≤ 500 V	5 kV
Y4	Básico ou suplementário	< 500 V	2,5 kV
			Para $C_N > 1.0 \mu F$:
Y1	Duplo ou reforçado	≤ 500 V	8 kV
Y2	Básico ou suplementário	≥ 150 V e ≤ 500 V	$V_P = 5/\sqrt{C_N/\mu F}$ kV
Y4	Básico ou suplementário	< 500 V	2,5 kV

Fonte: IEC 60384-14:2023

carcaça do equipamento) às fases, criando risco de choque elétrico. Assim, estes capacitores devem, obrigatoriamente, por norma da IEC 60384-14:2023, falhar em circuito-aberto, estado onde a imunidade e as emissões do equipamento são comprometidas, mas não há riscos de segurança.

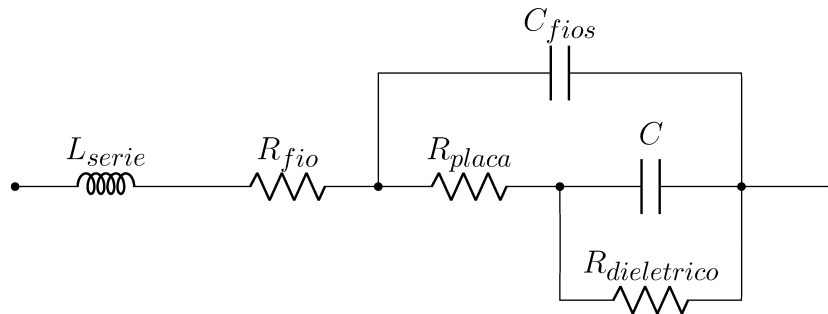
Para se classificar como Classe Y, os capacitores devem cumprir com os requisitos apresentados na Tabela 7, de acordo com o tipo de isolamento que o capacitor deve garantir. Mais informações sobre os tipos de isolamento elétrica são encontrados na IEC 60730-1. Em conjunto com os requisitos da Tabela 7, eles devem ser submetidos a um teste de resistência com 1000 h de duração, no máximo de sua temperatura nominal e 1,7x sua tensão de operação nominal, com a aplicação de transientes de 1000V com duração de 0,1 s uma vez por hora. Assim, considera-se que estes capacitores são adequados para uso entre fases e terra de segurança.

Outro aspecto relevante de capacitores em filtros de EMI é a sua resposta em alta frequência. Capacitores ideais apresentam uma impedância que reduz linearmente com o aumento da frequência. Infelizmente, os capacitores disponíveis comercialmente não apresentam comportamento ideal nas frequências de interesse para a filtragem de emissões conduzidas. Perdas no dielétrico devido aos campos de tensão e perdas condutivas nas placas e fios dos capacitores podem ser modeladas como resistências. Simultaneamente, a geometria em forma de espiral das placas de capacitores cria também uma indutância série relevante. Os fios do capacitor apresentam um acoplamento capacitivo entre sí, e a capacitância depende do campo elétrico aplicado no dielétrico. Estes efeitos são apresentados no modelo da Figura 21a, respectivamente como $R_{dielétrico}$, R_{placa} , R_{fio} , L_{serie} , C_{fios} e C .

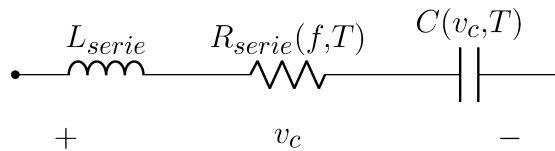
Para diversas aplicações é possível utilizar o modelo simplificado da Figura 21b. A resistência série equivalente $R_{serie}(f)$ apresenta uma forte dependência da frequência, enquanto a capacitância $C(v_c)$ possui forte dependência da tensão aplicada sobre o capacitor e da temperatura. Os valores destes componentes parasitas variam de acordo com a geometria, o material e a tecnologia empregada na construção dos

Figura 21 – Modelo de alta frequência para capacitores.

(a) Modelo completo de alta frequência para capacitores.



(b) Modelo simplificado de alta frequência para capacitores.

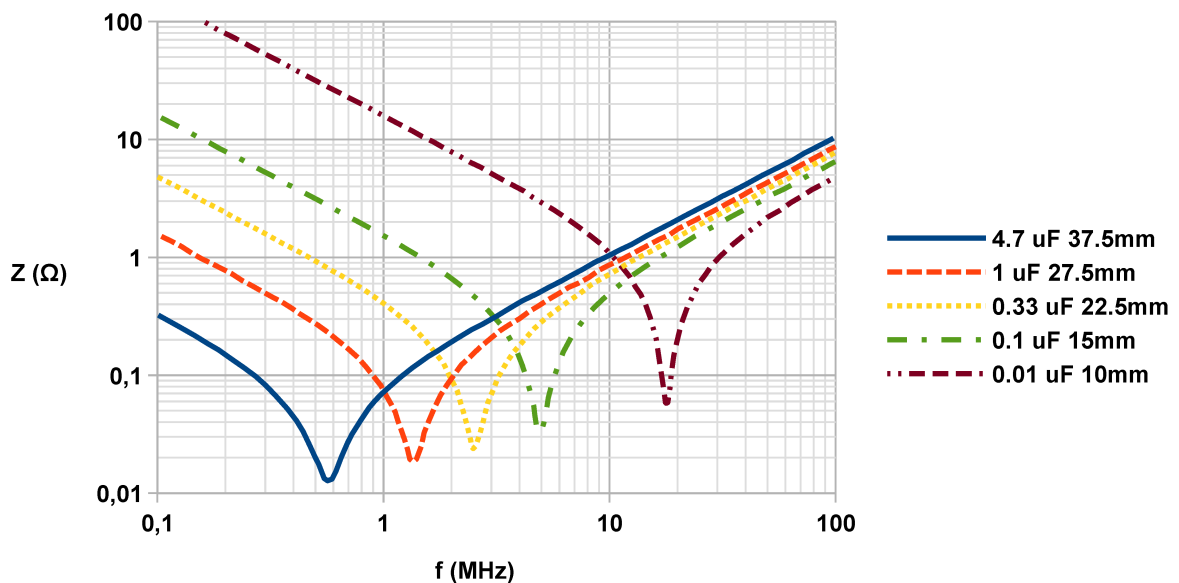


Fonte: Do Autor.

capacitores.

Observando o modelo da Figura 21b, percebe-se que há uma conexão série de uma capacitância e uma indutância. Esta conexão cria uma ressonância que prejudica o comportamento em alta frequência do componente. Em frequências acima da frequência de ressonância, o componente passa a apresentar comportamento indutivo,

Figura 22 – Impedâncias de capacitores X2 da família Kemet R46, com capacitâncias e *pitch* distintos.



Fonte: *Datasheet* do fabricante [28].

definido por L_{serie} , tendo sua eficácia em filtros de EMI reduzida. A frequência de ressonância é um parâmetro comum de se encontrar nos *datasheets* fornecidos pelos fabricantes, sendo uma figura de mérito que representa a qualidade do componente e de importância para estimar a resposta em alta frequência do filtro de EMI. Como exemplo, pode-se observar a Figura 22, que apresenta a impedância de capacitores classe X2 da família R46, obtidas do *datasheet* da fabricante KEMET [28]. Nesta figura são apresentados capacitores de capacitâncias e distâncias de *pitch* (distância entre os terminais do componente) diferentes e nota-se que, quanto menor a capacitância e o *pitch*, maior é a frequência de ressonância do capacitor, variando de aproximadamente 500 kHz a 20 MHz.

2.6.3.3 Indutor de Modo Diferencial

O indutor de modo diferencial é utilizado em filtros de EMI para aumentar a impedância série para que as correntes de modo diferencial sejam reduzidas. De maneira semelhante aos outros componentes, o indutor também apresenta comportamentos não ideais que influenciam sua impedância em altas frequências. Efeitos presentes no enrolamento, como o efeito de proximidade e o efeito pelicular são modelados como resistência variável com a frequência. Em conjunto, as capacitâncias entre espiras também devem ser consideradas. No núcleo, perdas causadas por histerese e pelo efeito joule são modeladas como resistência, além da permeabilidade magnética que varia com condições de operação, como a intensidade do campo magnético aplicado, a temperatura, a frequência e o nível CC. Estes efeitos todos devem ser considerados pelo projetista e gerenciados para se obter a impedância desejada durante o projeto de um componente magnético. Um modelo de alta frequência de indutores é apresentado na Figura 23, considerando indutores sem gap, onde $L(f, i_L, T)$ representa a indutância própria do indutor, R_{nucleo} representa as perdas no núcleo, R_{ac_enrol} representa a resistência de alta frequência do enrolamento e $C_{enrolamento}$ representa a capacitância do enrolamento.

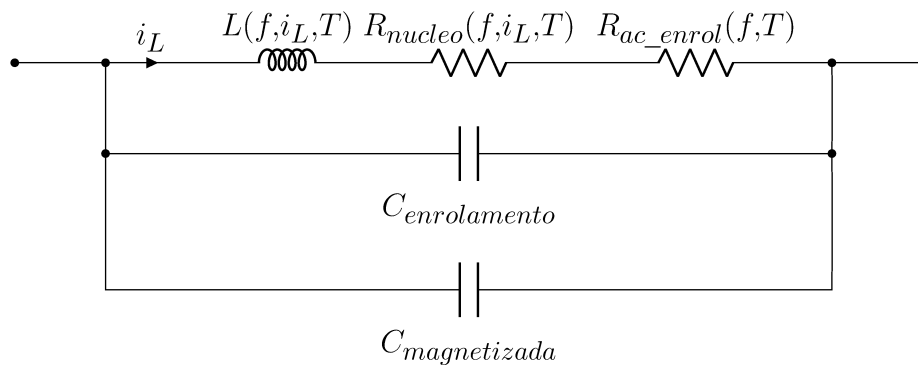
A capacitância em paralelo é causada pela combinação da capacitância do enrolamento $C_{enrolamento}$, e da capacitância magnetizada do núcleo $C_{magnetizada}$, [7], faz com que o componente possua uma ressonância a partir da qual a impedância apresente um comportamento capacitivo. A impedância do indutor de modo diferencial Kemet SN12-500 é apresentado na figura 24, onde este efeito é evidente, com ressonância em aproximadamente 4 MHz.

2.6.3.4 Indutor de Modo Comum

Os indutores de modo comum, também conhecidos como indutores *choke*, apresentam algumas particularidades em relação aos indutores de modo diferencial.

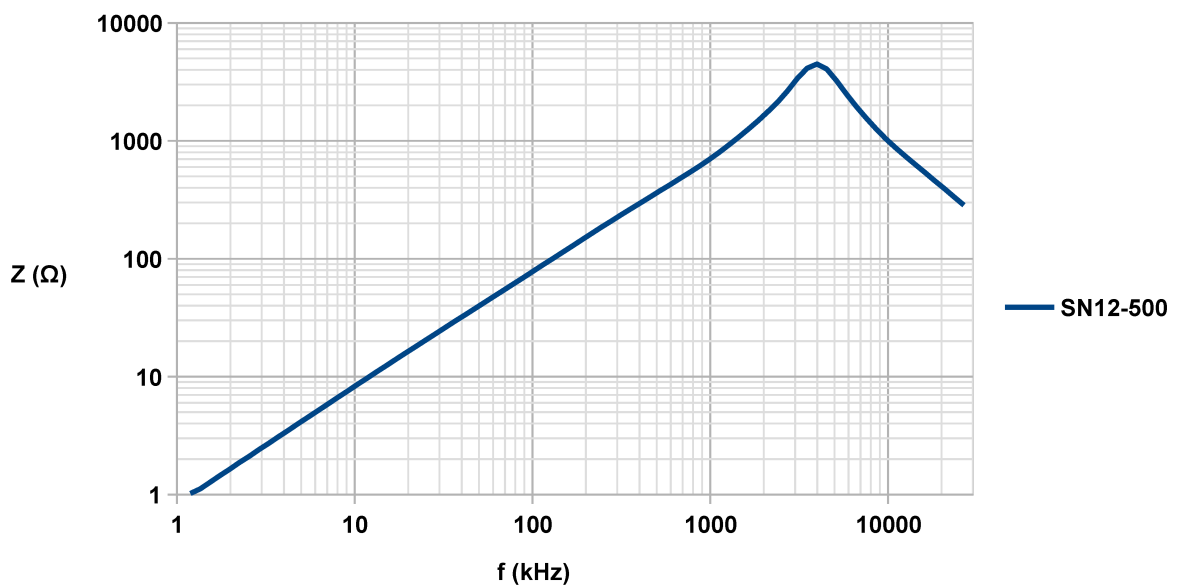
Caso indutores independentes fossem utilizados em cada uma das fases para filtrar as correntes de modo comum, este indutor estaria sujeito aos sinais de modo diferencial, com altos picos de fluxo magnético, exigindo materiais de baixa permeabilidade que não saturassem com este fluxo elevado. Para evitar este problema, os indutores de modo comum possuem uma construção distinta, feita a partir de um núcleo magnético com enrolamentos idênticos uns aos outros, com o mesmo número de espiras e enrolados na mesma direção. Como resultado, os campos magnéticos gerados pelas correntes de modo diferencial de cada fase possuem magnitudes e sentidos instantâneos que se cancelam mutuamente. Assim, o fluxo resultante é nulo. Este efeito, válido para *chokes* de múltiplas fases, é ilustrado na Figura 25a para um indutor

Figura 23 – Modelo de alta frequência para indutores.



Fonte: Do Autor.

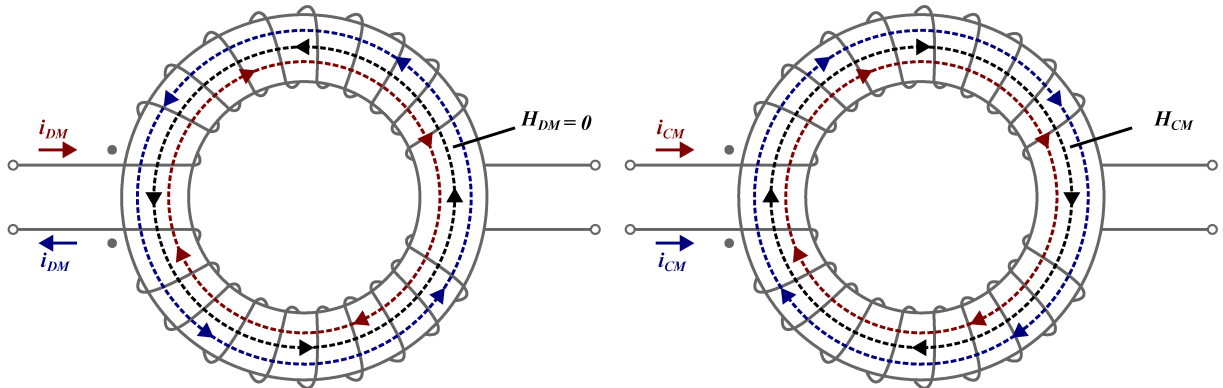
Figura 24 – Impedância do indutor de modo diferencial Kemet SN12-500.



Fonte: *Datasheet* do fabricante [29].

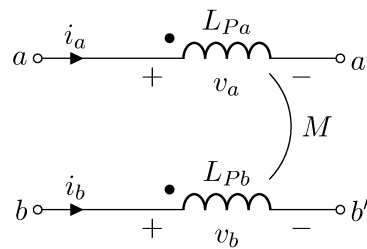
Figura 25 – Campos magnéticos produzidos em um *choke* monofásico.

- (a) Campo magnético produzido por correntes de modo diferencial. (b) Campo magnético produzido por correntes de modo comum.



Fonte: Do Autor.

Figura 26 – Modelo de alta frequência para o indutor de modo comum monofásico.



Fonte: Do Autor.

choke monofásico. Em conjunto, como ilustrado na Figura 25b, campos produzidos por correntes de modo comum não se cancelam. Assim, este indutor é idealmente capaz de filtrar sinais de modo comum sem ser influenciado pelos sinais de modo diferencial.

Devido a estes efeitos, os modelos equivalentes para modo comum e para modo diferencial deste indutor são distintos. Observando o esquemático da Figura 26, e considerando que ambas as indutâncias próprias dos enrolamentos são iguais, fazendo $L_{Pa} = L_{Pb} = L_P$, encontra-se para os sinais de modo comum a Equação (4), onde a indutância mútua M é definida como $k_{CM} \cdot L_P$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_P & M \\ M & L_P \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4)$$

Como as correntes de modo comum são simétricas, encontra-se que $i_a = i_b = i_{CM}$, portanto $v_a = v_b = v_{CM}$. Assim, pode-se extrair da Equação (4) que a indutância equivalente de modo comum L_{CM} é:

$$L_{CM} = \frac{v_{CM}}{di_{CM}/dt} = L_P + M, \quad (5)$$

portanto, considerando ambos os enrolamentos em paralelo, para o caso ideal

$$L_{CM} = L_P \frac{1 + k_{CM}}{2}. \quad (6)$$

Em um indutor ideal, o acoplamento é perfeito, fazendo com que k_{CM} seja unitário. Assim, para o indutor *choke* ideal, pode-se afirmar que a sua indutância equivalente de modo comum é igual à indutância própria de cada enrolamento. Este resultado também é válido para *chokes* de múltiplas fases.

Por outro lado, quando consideramos sinais de modo diferencial, têm-se que $i_a + i_b = 0$ e que $|i_a| = |i_b| = i_{DM}$. Utilizando o mesmo procedimento para calcular a impedância equivalente de modo diferencial, encontra-se que:

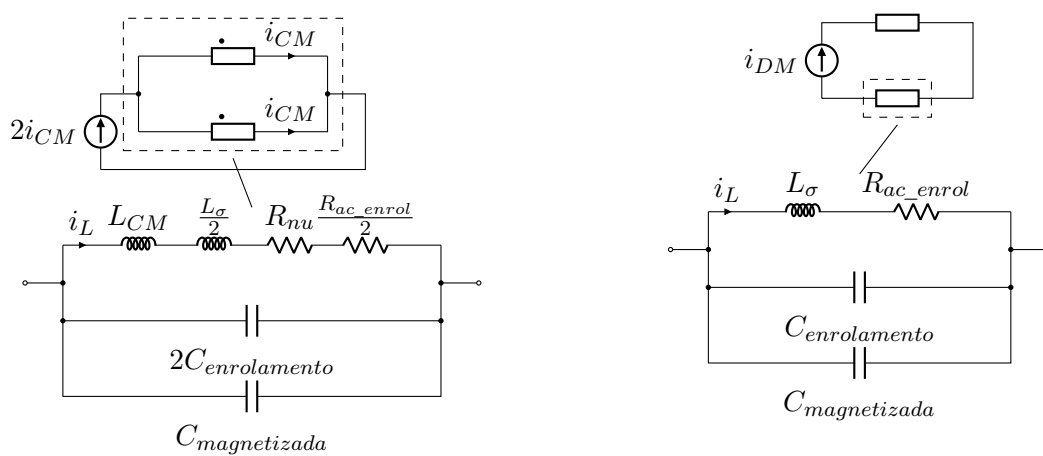
$$L_\sigma = L_P \cdot (1 - k_{CM}) \quad (7)$$

Assim, em um componente ideal com $k_{CM} = 1$, a indutância equivalente de modo diferencial de um *choke* é nula. Ou seja, pode-se dizer que este componente é invisível para sinais de modo diferencial.

Quando observamos um indutor *choke* não ideal, em contrapartida, os enrolamentos não são perfeitamente acoplados, havendo fluxo magnético não concatenado. Como resultado, o fator k_{CM} se torna pouco menor que um, mas não unitário. Assim, surgem indutâncias de dispersão L_σ em cada um dos enrolamentos, que influenciam os sinais de modo diferencial e, dependendo de sua magnitude, podem saturar o núcleo. Em conjunto, o indutor *choke* está sujeito às mesmas capacitâncias entre espiras e perdas no enrolamento e no núcleo que um indutor de modo diferencial. Um modelo de alta frequência é apresentado na Figura 27, onde os parâmetros estão sujeitos às mesmas variações de ponto de operação como temperatura, frequência e corrente apresentados para o indutor de modo diferencial. Como resultado, sua resposta em alta frequência apresenta o mesmo comportamento do indutor de modo diferencial, contendo uma ressonância a partir da qual o *choke* apresenta comportamento capacitivo. Em [10] é apresentado um desenvolvimento semelhante com modelos equivalentes para indutores *choke* trifásicos.

Figura 27 – Circuitos equivalentes do *choke* monofásico.

(a) Circuito equivalente de modo comum. (b) Circuito equivalente de modo diferencial.



Fonte: Do Autor.

3 O INDUTOR DE MODO COMUM

Uma vez conhecendo o papel do filtro de EMI dentro da eletrônica de potência, seu funcionamento e as características em alta frequência de seus componentes, pode-se discutir com profundidade as não idealidades do indutor *choke*, já apresentadas na Seção 2.6.3.4. Neste capítulo iremos explorar as diferentes características de materiais magnéticos e suas modelagens. Em conjunto, exploraremos também características geométricas e sua influência nos comportamentos parasitas do enrolamento. A modelagem realizada neste capítulo também pode ser utilizada para indutores de modo diferencial, ao refazer as considerações de pequenos sinais e trabalhar com os modelos de grandes sinais.

Quando comparados com outras geometrias, os núcleos toroidais apresentam algumas vantagens [10]:

1. Volumes menores devido a melhor dissipação térmica;
2. Menores custos do núcleo, devido a geometria de fabricação simples, sem finalizações especiais ou gaps;
3. Fluxo disperso, reduzindo acoplamentos com componentes próximos e reduzindo o efeito de proximidade no enrolamento.

Por outro lado, toroides tendem a ter custo maior quando comparado com geometrias de fabricação mais simples. Por estas razões, neste trabalho é considerado somente núcleos toroidais.

3.1 INDUTÂNCIA PRÓPRIA

A indutância própria L_P pode ser considerada uma das características mais relevantes do componente. Uma vez que a indutância equivalente de modo comum L_{CM} é igual à indutância própria de cada enrolamento (demonstrado na Seção 2.6.3.4), este parâmetro é utilizado para calcular a atenuação provida pelo filtro de EMI nas menores frequências, sendo um importante parâmetro de projeto.

De acordo com [10], a indutância própria é definida como a proporção entre a variação de fluxo magnético concatenado Φ e a corrente gerada i_L , através da Expressão (8), onde N_L representa o número de espiras do enrolamento.

$$L_P = N_L \frac{d\Phi}{di_L} \quad (8)$$

Já a tensão em um indutor v_L é obtida a partir da variação de fluxo magnético concatenado pelo tempo t , através da Expressão (9).

$$v_L = N_L \frac{d\Phi}{dt} \quad (9)$$

Juntas, as Expressões (8) e (9) podem ser reescritas como a Expressão (10)

$$v_L = L_P \frac{di_L}{dt} \quad (10)$$

que, ao aplicar a Transformada de Fourier, fornece sua reatância X_L através da expressão no domínio da frequência (11)

$$X_L(j\omega) = \frac{V_L(j\omega)}{I_L(j\omega)} = j\omega L_P, \quad (11)$$

onde $\omega = 2\pi f$ representa a frequência angular. No caso ideal esta reatância cresce de maneira constante com o aumento da frequência, sendo tipicamente, o efeito principal desejado em um indutor.

Também é possível obter o valor de L_P a partir da geometria do núcleo, como apresentado na Figura 28 para o núcleo de um indutor toroidal, onde d_i e d_e representam os diâmetros interno e externo, H_c representa a altura do núcleo, A_e representa a seção transversal deste núcleo e A_w representa a seção transversão da região interna. Conhecendo as características elétricas do material do qual o núcleo é construído, pode-se definir a indutância como:

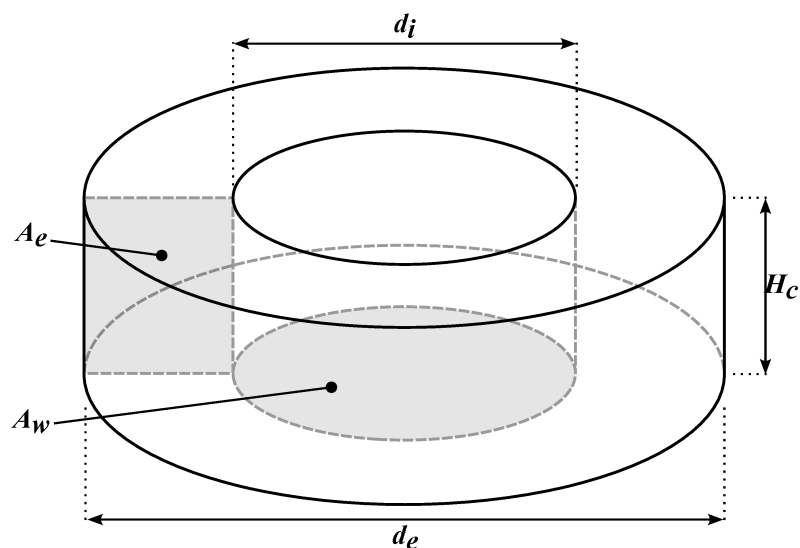
$$L_{P_toroidal} = \frac{\mu_0 \mu_r N_L^2 H_c}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right), \quad (12)$$

onde $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m representa a permeabilidade do vácuo e μ_r representa a permeabilidade relativa do material do núcleo.

Também é comum encontrar em *datasheets* o parâmetro A_L , que representa a indutância por espira do condutor enrolado ao redor do núcleo, sendo definido na Equação (13).

$$L_P = A_L N_L^2 \quad (13)$$

Figura 28 – Núcleo toroidal, também conhecido como núcleo H.



Fonte: Do Autor.

Para o núcleo toroidal, A_L se torna:

$$A_{L_toroidal} = \frac{\mu_0 \mu_r H_c}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right) \quad (14)$$

Como as correntes de modo comum são correntes de baixa amplitude, elas tipicamente não criam grandes variações na permeabilidade do material. Assim, é possível modelar sua impedância a partir do modelo de permeabilidade complexa, sendo este um modelo de pequenos sinais. Este modelo é capaz de modelar tanto a indutância própria L_P quanto a resistência equivalente do núcleo R_{nu} , sendo L_P encontrado através da parte real μ' da permeabilidade complexa. Assim, as Equações (12) e (14) se tornam as Equações (15) e (16) [5], [10]. Mais detalhes sobre a resistência equivalente do núcleo serão apresentados na Seção 3.3.

$$L_{P_toroidal} = \frac{\mu_0 \mu' N_L^2 H_c}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right) \quad (15)$$

$$A_{L_toroidal} = \frac{\mu_0 \mu' H_c}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right) \quad (16)$$

$$L_P = A_L N_L^2 \quad (17)$$

$$L_{CM} = L_P \quad (18)$$

Para se aproveitar do baixo fluxo magnético gerado pelas correntes de modo comum, pode-se utilizar materiais magnéticos de alta permeabilidade, obtendo componentes magnéticos de menor volume e poucas espiras. Materiais estes que são facilmente saturáveis, não podendo ser utilizados para indutores de modo diferencial [10].

Até o momento este equacionamento não apresenta dependências importantes que afetam as características do núcleo, como a frequência do sinal injetado, o nível 'CC e a temperatura.

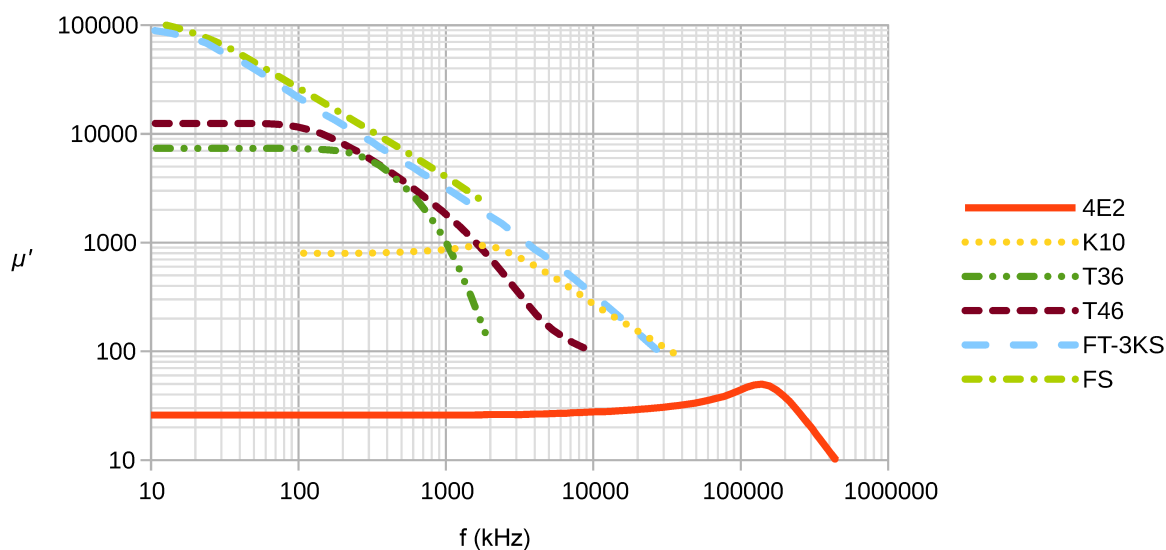
3.1.1 Dependência da frequência

De maneira geral, indutores *choke* são utilizados para filtrar correntes conduzidas de alta frequência, utilizando a expressão fornecida na Equação (13). Entretanto, a permeabilidade do material depende da frequência do sinal injetado, de maneira única para cada material, costumando se manter relativamente constante até certa frequência e então variar.

Como consequência, a Equação (17) pode ser reescrita como a Equação (19) [5], [10].

$$L_{CM}(f) = \lim_{f_0 \rightarrow 0} A_L N_L^2 \frac{\mu'(f)}{\mu'(f_0)} \quad (19)$$

Figura 29 – Permeabilidade real de diferentes materiais magnéticos pela frequência.



Fonte: Do Autor.

Tabela 8 – Materiais magnéticos.

Material	Tipo	Fabricante	Datasheet
4E2	Ferrite NiZn	Ferroxcube	[30]
K10	Ferrite NiZn	TDK	[31]
T36	Ferrite MnZn	TDK	[32]
T46	Ferrite MnZn	TDK	[33]
FT-3KS	Nanocristalino	Hitachi	[34]
FS	Amorfo	Toshiba	[35]

Esta característica pode ser visualizada na Figura 29, onde a permeabilidade real μ' de diversos materiais é apresentada. Maiores informações sobre estes materiais podem ser vistas na Tabela 8. Materiais de diversos tipos apresentam comportamentos distintos, variando para frequências de emissões conduzidas e emissões irradiadas. Ferrites de NiZn, como K10 e 4E2, apresentam permeabilidade de magnitude reduzida, mas constantes até frequências relativamente elevadas. Já as ferrites de MnZn (T36 e T46) são materiais de permeabilidade maior, mas que são afetadas por frequências menores. Como resultado, apesar de terem a permeabilidade de baixas frequências maior, para frequências acima dos megahertz, suas permeabilidades são menores do que a do K10. Há também materiais como os amorfos e nanocristalinos (FS e FT-3KS), que possuem permeabilidades iniciais elevadas, mas que são afetadas em frequências menores. Apesar disto, as permeabilidades de alta frequência de FS e FT-3KS são maiores do que as dos outros materiais, porém apresentam elevado custo.

Quanto maior a permeabilidade de baixa frequência, menor é a quantidade de espiras necessárias para se obter a indutância requerida para a atenuação necessária do filtro, utilizando como critério a harmônica de menor frequência a ser atenuada.

Assim, torna-se possível reduzir o volume dos componentes magnéticos. Em contrapartida, essa estratégia faz com que os magnéticos tenham uma indutância pior em altas frequência, prejudicando a eficiência do filtro em frequências maiores [5].

3.1.2 Dependência da temperatura

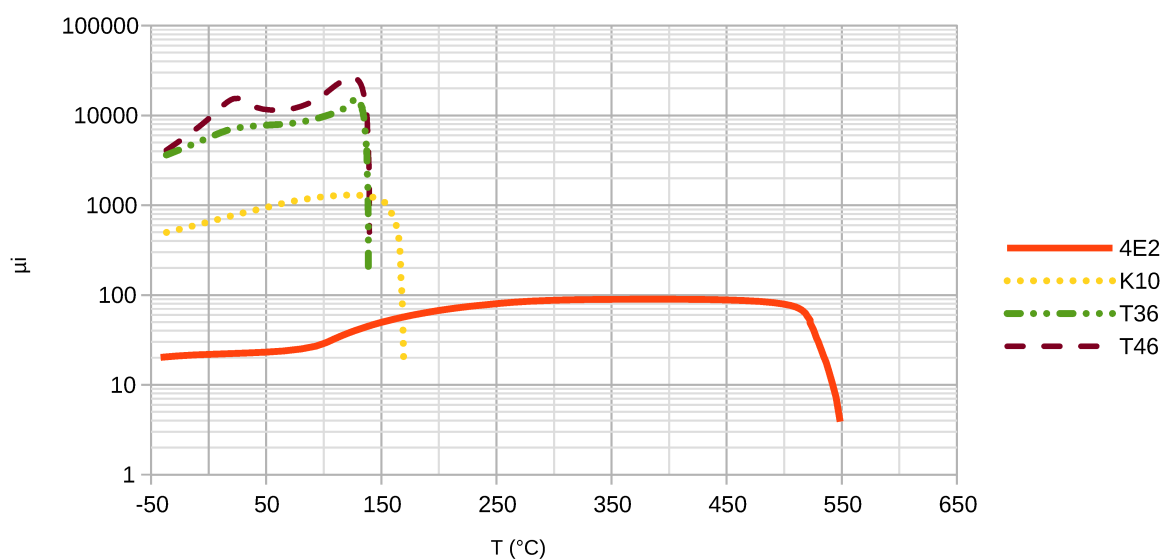
Outra dependência importante para as características de materiais magnéticos é a temperatura do núcleo, alterando grandezas como a permeabilidade do material, suas perdas e sua saturação.

É comum encontrar nas fichas de dados dos materiais fornecidas pelos fabricantes uma relação entre a permeabilidade inicial do material e a temperatura, sendo a permeabilidade inicial μ_i definida como a permeabilidade medida na curva de magnetização inicial do material, com campo magnético H próximo de zero. Para ferrites, há a tendência da permeabilidade inicial dos materiais aumentar com o aumento da temperatura até atingir um pico a partir do qual decresce rapidamente, se tornando igual à permeabilidade do vácuo [36]. Esta característica é apresentada para alguns materiais na Figura 30.

Uma grandeza comumente utilizada para definir esta temperatura a partir da qual o material perde suas propriedades magnéticas é a *Temperatura de Curie* T_C , obtida como a temperatura onde $\mu_{i_curie}(T) = 1$, sendo $\mu_{i_curie}(T)$ definida como a reta que contém os pontos $0.8\mu_{imax}$ e $0.2\mu_{imax}$ [36].

Como resultado, a indutância própria dos indutores são dependentes da temperatura. Assim, a Equação (19) deve ser reescrita como a Equação (20).

Figura 30 – Permeabilidade inicial de diferentes materiais magnéticos pela temperatura.



Fonte: Do Autor.

$$L_{CM}(f,T) = \lim_{f_0 \rightarrow 0} A_L N_L^2 \frac{\mu'(f,T)}{\mu'(f_0,T_0)}, \quad (20)$$

onde T_0 representa a temperatura na qual foi feita a medição da permeabilidade complexa.

3.1.3 Dependência do nível CC

Durante o projeto de filtros de EMI, observa-se sempre o comportamento do filtro nas frequências que se deseja atenuar. Este comportamento, porém, é afetado pelas características de baixa frequência dos esforços realizados no filtro, na forma de dependência do nível CC e saturação.

Comumente considera-se que indutores *choke* não saturam, devido à sua característica de cancelar internamente os campos produzidos pelas correntes de modo diferencial e baixa amplitude das correntes de modo comum, como apresentado na Seção 2.6.3.4. Apesar de ser uma consideração verdadeira para indutores ideais, em indutores reais o parâmetro k_{CM} da Equação (7) não é unitário, havendo um campo de modo diferencial residual dentro do indutor de modo comum. Devido às altas amplitudes das correntes de modo diferencial e à fácil saturação dos materiais utilizados para indutores *chokes* (em relação a materiais utilizados para indutores de modo diferencial), este campo residual pode afetar ou saturar o comportamento do núcleo [10], [13]. Este efeito, atrelado à indutância de dispersão do indutor, é estudado em maiores detalhes na Seção 3.2.

A dependência entre a permeabilidade relativa reversível μ_{rev} do material TDK T46 e o nível DC é apresentado na Figura 31.

Como consequência, a Equação (20) pode ser reescrita como a Equação (21), onde I_{DM} representa a corrente de modo diferencial através do indutor.

$$L_{CM}(f,T,I_{DM}) = \lim_{f_0 \rightarrow 0} A_L N_L^2 \frac{\mu'(f,T,I_{DM})}{\mu'(f_0,T_0,I_{DM} = 0)} \quad (21)$$

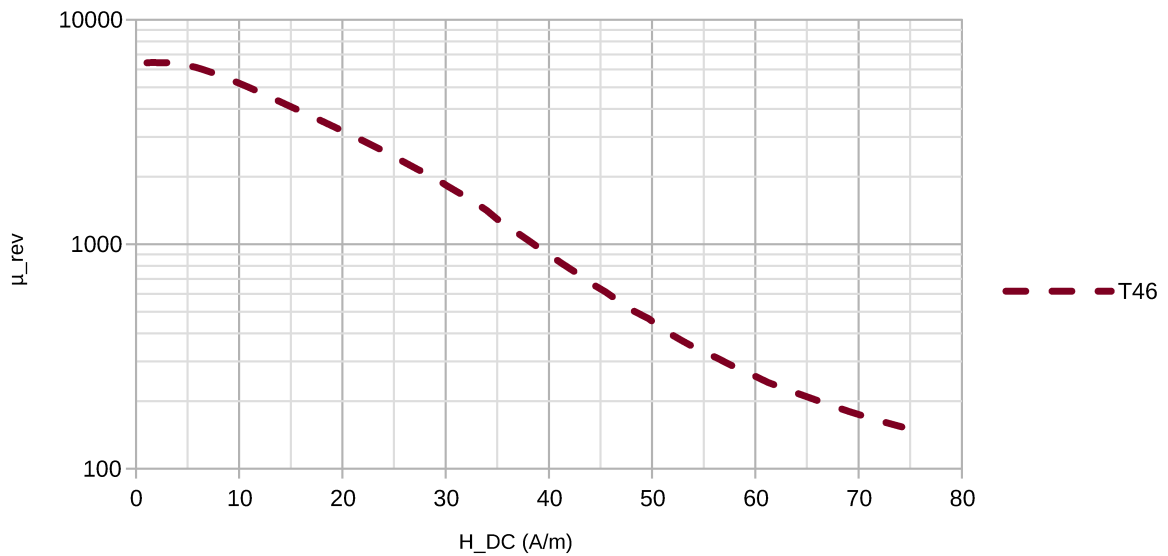
3.2 INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

A indutância de dispersão (L_σ na Figura 27b) representa a indutância causada pelo fluxo não concatenado do indutor *choke*, podendo alcançar valores consideráveis devido à alta permeabilidade dos materiais magnéticos utilizados em indutores de modo comum. Esta indutância, como indicada pela Equação (7), afeta a resposta de modo diferencial deste componente. Por tal razão, pode ser útil na filtragem de ruídos de modo diferencial. Em contrapartida, este fluxo não concatenado e não cancelado significa que o componente pode passar a acoplar magneticamente com outros componentes ao seu redor e a emitir ruído irradiado, deteriorando a efetividade do filtro.

Assim, a utilização desta indutância para a filtragem diferencial deve ser tomada com cuidado, evitando esta emissão e possíveis acoplamentos [10], [13].

Expressões analíticas para calcular a indutância de acoplamento foram desenvolvidas por Nave para o indutor toroidal monofásico [13] e por Heldwein para o indutor toroidal trifásico [10]. Enquanto a maior parte dos campos magnéticos produzidos pelas correntes de modo diferencial se cancela (Figura 25a), uma pequena parte deste

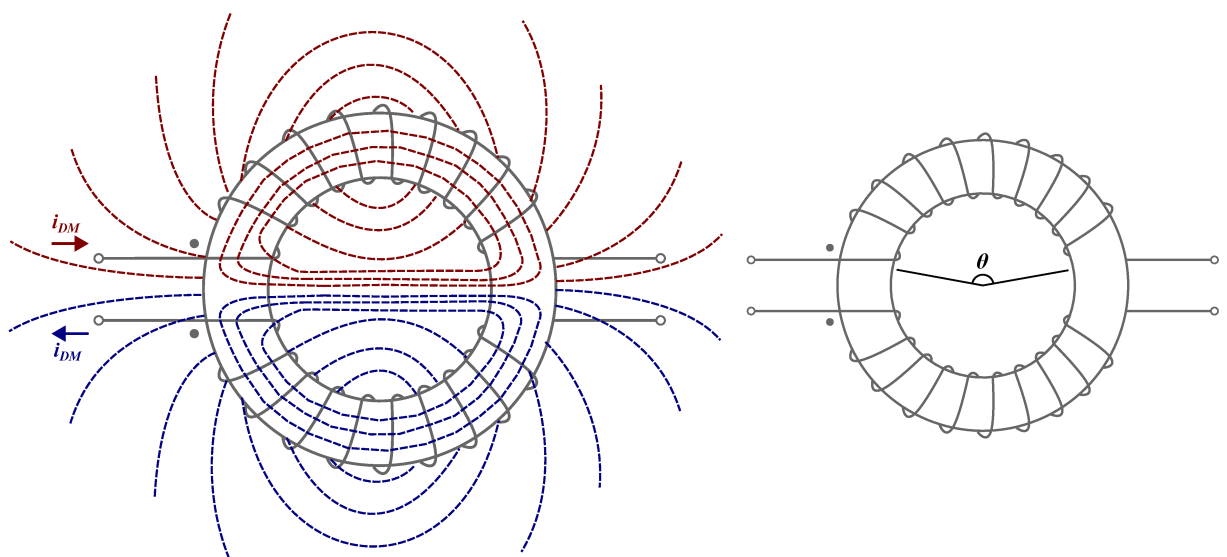
Figura 31 – Dependência do nível CC da permeabilidade relativa reversível do material TDK R46.



Fonte: Do Autor.

Figura 32 – Características de um indutor de modo comum monofásico.

- (a) Fluxo de dispersão em um indutor de modo comum monofásico.
- (b) Ângulo de cobertura de um enrolamento.



Fonte: Do Autor.

fluxo não concatena, resultando em linhas de campo que deixam o núcleo e retornam através do ar, como apresenta a Figura 32a. Estas linhas de campo possuem um formato semelhante às linhas de campo geradas por um indutor do tipo bastão [13].

A indutância de dispersão de um enrolamento pode ser calculada a partir de um procedimento que começa com a indutância de um indutor toroidal de núcleo de ar (Equação (22)).

$$L_{ar} = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{l_{ef}} \quad (22)$$

Para o caso da indutância de dispersão, porém, o percurso médio das linhas de campo ao redor do indutor não é o mesmo que o percurso médio das linhas de campo dentro do núcleo. O percurso real consiste de duas partes: uma por dentro do núcleo e outra pelo ar. Na parte interna, o fluxo segue um caminho descrito pelo arco coberto pelas bobinas. Já na parte externa, o fluxo retorna de uma ponta do enrolamento à outra, criando um caminho fechado. Considerando que o enrolamento cobre um ângulo θ do núcleo, como apresentado na Figura 32b, o caminho eficaz das linhas de campo l_{ef} podem ser calculadas a partir da Expressão (23) [10].

$$l_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \left[d_e \left(\frac{\theta}{4} + 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right) \right]^2 + \left[d_i \left(\frac{\theta}{4} - 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right) \right]^2} \quad (23)$$

Devido ao percurso parte dentro do núcleo, parte fora, também faz-se necessário encontrar a permeabilidade efetiva. Para este propósito, é possível modelar o enrolamento como um fio enrolado em um núcleo do tipo bastão. A permeabilidade efetiva μ_{ef} de um bastão é uma função da permeabilidade do núcleo, do comprimento do bastão e de sua seção transversal, podendo ser aproximado para núcleos de alta permeabilidade como

$$\mu_{ef} = 2.5\Gamma^{1.45}, \quad (24)$$

onde Γ é a relação entre comprimento e diâmetro do bastão. No caso de núcleos toroidais de seção transversal quadrada, Γ pode ser calculado através da Expressão (25), onde l_e representa o comprimento médio do circuito magnético interno ao núcleo.

$$\Gamma = \frac{l_e}{2} \sqrt{\frac{\pi}{A_e}} \quad (25)$$

Para núcleos de menor permeabilidade, é possível encontrar μ_{ef} através de ábacos disponíveis em [13]. Assim, a indutância de dispersão de cada enrolamento de um indutor *choke* pode ser encontrado através da Expressão (26).

$$L_{\sigma} = \mu_{ef} L_{ar} = \mu_0 \mu_{ef} N^2 \frac{A_e}{l_{ef}} \quad (26)$$

Em seu artigo *On Modelling the Common Mode Inductor* [13], Nave apresenta uma metodologia de projeto de indutores de modo comum otimizando o uso da indutância de dispersão L_σ para a filtragem de emissões conduzidas de modo diferencial.

Como é possível notar através da Figura 32a, os fluxos magnéticos internos ao núcleo causados pela indutância de dispersão não são concatenados, portanto não se cancelam. Como resultado, é possível que indutores de modo comum saturem devido às correntes de modo diferencial. Para avaliar a densidade de fluxo magnético interno ao núcleo, pode-se avaliar a partir do campo magnético não concatenado produzido [10]:

$$H_\sigma = \frac{N_L I_{DM}}{l_{ef}}, \quad (27)$$

a partir do qual

$$B_\sigma = \mu_0 \mu_{ef} H_\sigma = \mu_0 \mu_{ef} \frac{N_L I_{DM}}{l_{ef}}. \quad (28)$$

Combinando as Equações (26) e (28), encontra-se:

$$B_\sigma = \frac{L_\sigma I_{DM}}{N_L A_e} \quad (29)$$

A partir da Equação (29) é possível definir a maior densidade de fluxo interno ao indutor *choke* sem saturá-lo como:

$$\frac{L_\sigma I_{DM}}{N_L A_e} < B_{sat}, \quad (30)$$

onde B_{sat} representa densidade de fluxo magnético de saturação definida na folha de dados do material. Nesta expressão pode-se perceber que materiais com B_{sat} maiores podem contribuir para a miniaturização dos componentes magnéticos, sendo possível utilizar núcleos de menor volume sem saturar o núcleo. Em [10], Heldwein apresenta uma metodologia de projeto de indutores de modo diferencial utilizando deste conceito para minimizar o tamanho do indutor.

Utilizando a Equação (30) é possível utilizar a indutância de dispersão para calcular a saturação do núcleo durante seu projeto teórico, evitando a necessidade de prototipagem para avaliar este efeito.

Este efeito da permeabilidade relativa e a saturação do núcleo possui algumas consequências dignas de nota: um indutor com *gap* apresenta corrente de saturação mais alta quando comparado com um indutor de mesmo material e geometria, porém sem *gap*. Da mesma maneira, um indutor *choke* pode saturar mais facilmente pelas correntes de modo diferencial quando encapsulados ou envoltos em blindagens de permeabilidade magnética maior que o ar [13]. Outro efeito é que, durante eventos de surtos atmosféricos e transientes rápidos, a saturação pode prejudicar a filtragem do indutor a estes eventos, prejudicando a proteção dos dispositivos contra transientes rápidos [37].

Esta modelagem, porém, apresenta algumas deficiências. Quanto maior o ângulo de cobertura do enrolamento θ , melhor é o acoplamento entre as espiras, reduzindo a indutância de dispersão. Este efeito não é considerado na modelagem apresentada nesta seção. Assim, a Equação (26) apresenta erros relevantes para θ elevado, calculando valores de L_σ maiores do que os valores medidos experimentalmente em [13]. Como consequência desta dependência de θ , a indutância de dispersão pode ser influenciada a partir de características geométricas do fio utilizado para fazer o enrolamento. Fios mais grossos tendem a resultar em enrolamentos de maior θ , diminuindo a indutância de dispersão.

Mais recentemente, outras maneiras de encontrar a indutância de dispersão foram exploradas. Em [38], os autores exploram o uso de redes neurais para este propósito, utilizando dados produzidos através do método de elementos finitos para núcleos toroidais de diversos tamanhos, com espiras de bitolas, ângulos de cobertura e números de espiras distintos. Ao fim deste artigo, os autores realizam uma comparação entre o resultado obtido pela Equação (26), o resultado obtido através da rede neural treinada e resultados experimentais. No pior caso obtido neste artigo, a Equação (26) apresentou um erro de 36% em relação ao resultado experimental, enquanto a rede neural apresentou um erro de 2,4%.

Outro trabalho interessante é [39], onde os autores apresentam um modelo analítico para o cálculo de indutância de dispersão utilizando analogias com relutâncias e capacitâncias, apresentando melhores resultados para θ maior. Os autores validam seu modelo comparando com resultados produzidos a partir do modelo de elementos finitos, porém não possuem resultados experimentais. Em outros trabalhos [40], [41] os autores utilizam uma combinação de núcleo bastão encaixado no interior de um núcleo toroidal, alinhado de acordo com as linhas de campo de dispersão e espiras extras de modo diferencial, aproveitando as características de ambos os núcleos para obter magnéticos com indutâncias relevantes tanto em modo comum quanto em modo diferencial.

3.3 RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DO NÚCLEO

Durante o projeto dos *chokes*, frequentemente se observa a indutância do filtro, investigando materiais de permeabilidades e saturações diferentes para aumentar a indutância, ou reduzir o volume. A indutância de diversos materiais, porém, tipicamente reduz com o aumento da frequência, resultando em indutâncias mínimas nas frequências maiores, fazendo com que o efeito do filtro seja negligenciável para estas frequências. Assim, para reduzir a emissão de ruídos nas frequências de indutância reduzida (podendo influenciar as emissões irradiadas), outra característica pode ser explorada: as perdas resistivas do núcleo [5]. Estas perdas, provenientes de diversos mecanismos, como as correntes de Foucault e a histerese, é representada como uma

resistência série no modelo equivalente.

A parcela resistiva da impedância de um indutor de modo comum pode diminuir os ruídos irradiados, funcionando como um amortecimento para a ressonância causada pelo acoplamento entre os cabos de entrada e de saída do conversor [5] e sua caracterização precisa é um tema benéfico para a predição e otimização do design térmico do produto nas etapas iniciais de projeto [42]. De um ponto de vista de eficiência de componentes magnéticos, a maior parte das perdas acontecem no enrolamento. Assim, utilizar a resistência equivalente do núcleo para a atenuação de emissões de alta frequência tem impactos negligenciáveis na eficiência [5].

Modelar as perdas no núcleo é uma tarefa desafiadora por diversas razões. Mecanismos distintos e não lineares afetam o resultado, sendo dependentes de numerosos fatores como a temperatura, o nível CC e o efeito de memória. Em conjunto, os dados disponíveis para estimar as perdas no núcleo frequentemente são escassos ou produzidos em condições desconhecidas, com carente documentação. Uma fonte *open-source* de dados produzidos com qualidade e condições rigorosamente controladas é o Princeton MagNet. Esta fonte contém informações abertas sobre materiais de diversos fabricantes e sob diversas condições. Sua metodologia de testes é apresentada em [11].

De maneira geral, as perdas no núcleo, e conseqüentemente a resistência equivalente, podem ser modeladas a partir de modelos de pequenos sinais e modelos de grandes sinais, dependendo dos propósitos da aplicação e das condições de uso. Inicialmente, observaremos os modelos de pequenos sinais.

3.3.1 Modelo de Pequenos Sinais

Devido à característica intrínseca ao indutor de modo comum de cancelar internamente os campos magnéticos produzidos pelas correntes de modo diferencial (Figura 25a), e devido às baixas amplitudes das correntes de modo comum encontradas nos equipamentos (como apresentado ao final da Seção 2.5.5), é possível modelar as perdas no núcleo a partir de modelos de pequenos sinais. A parte real deste modelo foi apresentado na Equação (15), fornecendo a indutância própria. Já a parte imaginária, que nos fornece a resistência equivalente do núcleo, é apresentada na Equação (31) [5], [10].

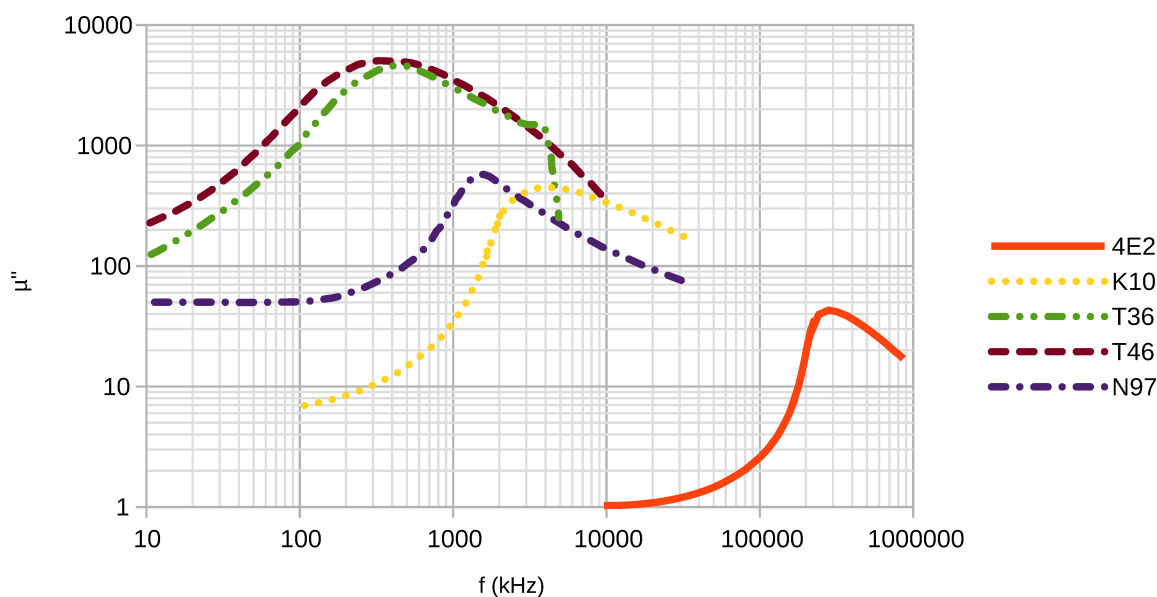
$$R_{nu}(f) = \omega \frac{\mu_0 \mu''(f) N_L^2 H_c}{2\pi} \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right), \quad (31)$$

em notação mais compacta:

$$L_0 = \frac{\mu_0 N_L^2 H_c}{2\pi} \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right) \quad (32)$$

$$R_{nu} = \omega L_0 \mu''(f), \quad (33)$$

Figura 33 – Permeabilidade imaginária de diferentes materiais magnéticos pela frequência.



Fonte: Do Autor.

assim, a indutância de modo comum mais a resistência equivalente do núcleo de um indutor podem ser expressas como:

$$R_{nu} + j\omega L_{CM} = j\omega L_0(\mu' - j\mu'') \quad (34)$$

A parcela imaginária μ'' da permeabilidade complexa é apresentada para alguns materiais na Figura 33. Os materiais são os mesmos da Tabela 8, com o acréscimo do TDK N97 [43].

De acordo com [5], para reduzir emissões irradiadas, o material utilizado no núcleo do indutor de modo comum precisa satisfazer duas condições.

1. A magnitude da permeabilidade complexa nas frequências irradiadas deve ser plana ou crescente, ao invés de decrescente;
2. A impedância deve ser dominada pela permeabilidade imaginária μ'' , não pela permeabilidade real μ' .

Considerando estes dois critérios, ferrites de NiZn apresentam boas características para a redução de emissões irradiadas. De um ponto de vista de indutância, materiais amorfos e nanocristalinos possuem grandes efeitos de filtragem, com permeabilidades reais elevadas que permitem a miniaturização dos núcleos. Em contrapartida, suas impedâncias decaem consideravelmente com a frequência, não sendo materiais adequados para maiores frequências [44].

3.3.2 Modelo de Grandes Sinais

Também é possível encontrar as perdas no núcleo a partir de modelos de grandes sinais. Estes modelos costumam ser modelos empíricos baseados em dados experimentais para condições específicas. Devido a todas os mecanismos não lineares que afetam o comportamento magnético de um material o modelo de pequenos sinais pode não ser adequado para todas as situações. Assim, existe uma gama de métodos para medir a perda de magnéticos em grandes sinais, necessários para prever as perdas em condições de operação relevantes [45].

Um dos modelos mais comuns de se utilizar é o modelo de Steinmetz. Este é um modelo empírico que nos fornece as perdas volumétricas em um núcleo a partir do ajuste de curvas feito em dados experimentais de perdas volumétricas, a partir da Equação (35). Os dados de perdas volumétricas do material TDK N97 são apresentados como exemplo na Figura 34. Caso se esteja interessado em apenas uma parcela localizada das curvas de perdas volumétricas, pode-se realizar um ajuste de curvas local, focando somente nos pontos próximos às condições desejadas, otimizando o erro local quando comparado a um ajuste de curvas global [42].

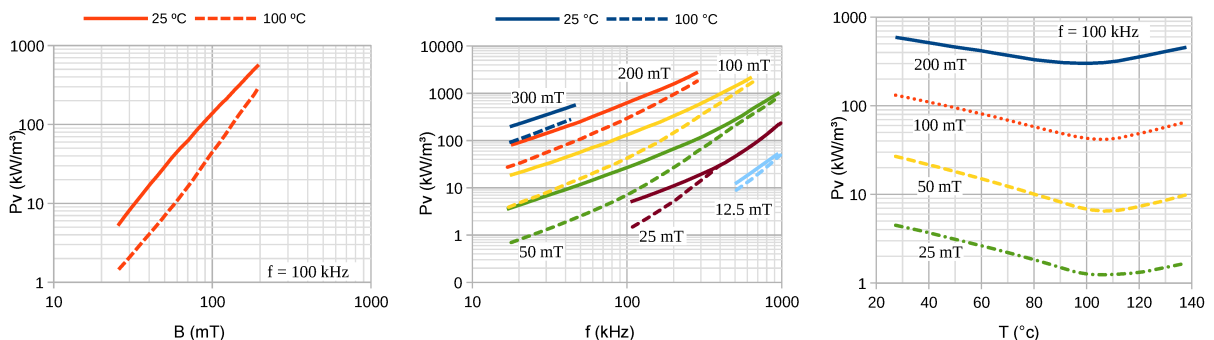
$$P_v = k f^\alpha \hat{B}^\beta \tag{35}$$

Nesta equação, P_v representa as perdas volumétricas, \hat{B} representa o valor de pico do fluxo magnético e f é a frequência de excitação sinusoidal do campo aplicado ao núcleo. As variáveis k , α e β são os resultados da regressão de curvas. Por sua vez, considerando que B é sinusoidal, seu valor de pico pode ser encontrado a partir da Equação (36), onde \hat{I} representa o valor de pico da corrente senoidal aplicada.

$$\hat{B} = \left(\frac{\mu_0 \mu' N_L \hat{I}}{l_e} \right) \tag{36}$$

Figura 34 – Perdas volumétricas P_v para o material TDK N97.

- (a) Dependência da intensidade de campo magnético.
- (b) Dependência da frequência.
- (c) Dependência da temperatura.



Fonte: Folha de dados do fabricante [43].

Juntando ambas as equações em apenas uma, encontra-se:

$$P_v = k f^\alpha \left(\frac{\mu_0 \mu' N_L \hat{I}}{l_e} \right)^\beta \quad (37)$$

$$P_v = k_1 \hat{I}^\beta \quad (38)$$

$$k_1 = k f^\alpha \left(\frac{\mu_0 \mu' N_L}{l_e} \right)^\beta \quad (39)$$

$$P_{nu} = V P_v, \quad (40)$$

onde V representa o volume do núcleo e P_{nu} é a perda no núcleo. Em conjunto, sabe-se que a potência dissipada em uma resistência é:

$$P = R I_{rms}^2 = \frac{R \hat{I}^2}{2} \quad (41)$$

Assim, para as perdas no núcleo, a resistência equivalente se torna a Equação (42) [10], [45].

$$R_{nu} = 2V k_1 \hat{I}^{\beta-2} \quad (42)$$

Para magnéticos com *gap* pode-se substituir k_1 na Equação (39) por seu equivalente com *gap* apresentado na Equação (43), como demonstrado pelos autores em [45], onde R_g representa a relutância do *gap*.

$$k_{1_gap} = k f^\alpha \left(\frac{N_L}{\frac{l_e}{\mu_0 \mu'} + R_g A_e} \right)^\beta \quad (43)$$

De acordo com o equacionamento de Steinmetz, há três maneiras de aumentar as perdas no núcleo mantendo o mesmo material: aumentar a quantidade de espiras, aumentar a seção transversal do núcleo ou diminuir o comprimento do circuito magnético. Já para a resistência equivalente do núcleo, a relação entre a seção transversal e o comprimento do circuito magnético é uma relação de importância [5].

Este modelo, porém, considera que os magnéticos estão sujeitos a campos sinusoidais, o que raramente é o caso dentro da eletrônica de potência [11]. Assim, é possível que as perdas resistivas reais sejam diferentes das previstas por Steinmetz. Em conversores com modulação por largura de pulso ou modulação vetorial, os magnéticos são expostos a ondas de tensão quadradas e correntes triangulares ou trapezoidais. Em conjunto, correntes com estes formatos de onda apresentam nível CC, resultando em pré-magnetizações que alteram as perdas [42].

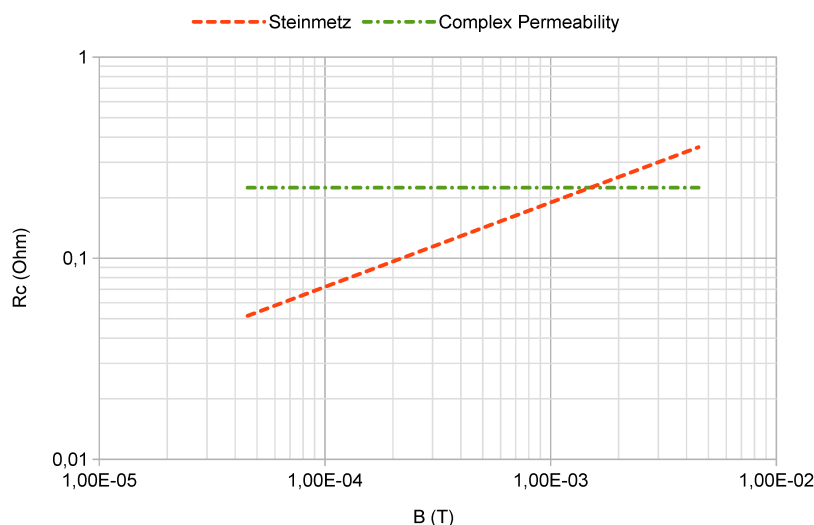
Para contornar esta situação, existem outros métodos que procuram aperfeiçoar as perdas volumétricas e prevê-las para sinais de formatos distintos. Equacionamentos como: o *Generalized Steinmetz Equation* (GSE) [46] e o *improved General Steinmetz*

Equation (iGSE) [47] utilizam os dados experimentais senoidais utilizados na equação de Steinmetz e os transforma em equivalentes para ondas de outros formatos; já o *improved-improved Generalized Steinmetz Equation* (i²GSE) adiciona considerações sobre o efeito de relaxação magnética [48]. Outros métodos como o mapeamento de perdas utilizado em [42] são capazes de prever com precisão as perdas no núcleo de um magnético em uma diversa gama de situações relevantes para a eletrônica de potência, porém exige uma detalhada caracterização prévia do material magnético em todos os pontos de operação relevantes e utilizando um equipamento de medição específico, sendo dados que não são fornecidos pelos fabricantes. Um mapeamento detalhado *open-source* de larga escala, contendo diversos materiais sob excitações de formatos variados (sinusoidal, triangular, quadrada, trapezoidal, etc) e nível CC é o Princeton Mag-Net. Estes dados podem ser utilizados tanto para calcular as perdas no núcleo a partir das equações empíricas derivadas de Steinmetz quando a partir de redes neurais [11].

3.3.3 Comparação Entre os Modelos de Pequenos e de Grandes Sinais

Observando ambos os modelos que nos permitem calcular a resistência equivalente das perdas no núcleo, a permeabilidade complexa de pequenos sinais e o modelo de Steinmetz de grandes sinais, é possível perceber que ambos os modelos apresentam comportamentos diferentes quanto à dependência do campo magnético B , apresentado na Figura 35 com base os dados fornecidos pelo *datasheet* do fabricante. Os dados desta imagem foram calculados na Seção 4.1.

Figura 35 – Comparação entre a resistência do núcleo prevista pelo modelo de permeabilidade complexa e o previsto pela equação de Steinmetz para o núcleo TDK N87 ETD 29/16/10, com 8 espiras e 50 kHz.



Fonte: Do Autor.

Com base no modelo de Steinmetz, pode-se argumentar que as perdas em pequenos sinais, com baixos campos magnéticos B , são desprezíveis, predizendo valores baixos para a resistência equivalente série. Em contrapartida, com base no modelo de permeabilidade complexa, a resistência equivalente série não reduz com a diminuição de B , resultando em valores distintos dos valores apresentados por Steinmetz. Em [45] os autores demonstram que a resistência série equivalente do núcleo R_{nu} apresenta comportamentos distintos em grandes e em pequenos sinais, sendo proporcional a B em grandes sinais e constante em pequenos sinais, com uma região de transição entre estes comportamentos próximo à interseção dos dois modelos. Assim, para pequenos sinais, o modelo de permeabilidade complexa apresenta resultados mais próximos aos valores reais quando comparado com o modelo de Steinmetz.

3.4 CAPACITÂNCIA PARALELO

Todo componente magnético possui sua frequência limitada pela sua capacitância paralelo: em frequências maiores o comportamento da impedância de um indutor é muito diferente do seu comportamento em frequências menores. Seu comportamento é capacitivo, semelhante ao apresentado na Figura 24. Este comportamento é causado pela capacitância parasita dos enrolamentos e pela capacitância magnetizada do núcleo [7], que são modeladas como uma capacitância em paralelo à indutância própria na Figura 27 e que não pode ser negligenciada nestas frequências. O ponto de máxima magnitude da impedância própria de um indutor acontece na sua frequência de ressonância própria, onde a reatância indutiva é igual à reatância capacitiva [10].

Apesar de ser possível medir experimentalmente a frequência de ressonância própria, é de interesse do projetista de magnéticos para alta frequência conhecer este valor ainda na etapa de projeto, uma vez que o comportamento de alta frequência do indutor é dominado pela sua capacitância paralelo, que reduz a efetividade dos filtros de EMI. Prevendo este valor teoricamente, torna-se possível encontrar a ressonância própria do magnético e aprimorar seu design em altas frequências antes da construção de protótipos. Frequentemente, quanto maior a quantidade de camadas de espiras tem um enrolamento, menor a frequência em que acontece a ressonância própria. Por esta razão, para indutores de modo comum, costuma-se construir magnéticos com uma camada de espiras apenas, minimizando este efeito. Em contrapartida, a capacitância magnetizada interna ao núcleo é dominante em núcleos com poucas espiras e causa uma frequência de ressonância que independe da quantidade de espiras. Assim, quando esta capacitância magnetizada é dominante, diminuir a quantidade de espiras do enrolamento não faz com que a faixa de utilidade do componente aumente. Nesta seção estes efeitos serão discutidos.

3.4.1 Capacitância do Enrolamento

Para encontrar a capacitância paralelo de um enrolamento, é necessário analisar todas as capacitâncias presentes no sistema. Originalmente estudado em [8], [9], pode-se afirmar que é possível encontrar diversas capacitâncias internas a um enrolamento, a depender da geometria do núcleo, da geometria dos condutores e da disposição das espiras. É possível descrever a capacitância parasita total como uma relação das seguintes capacitâncias:

1. Capacitâncias entre espiras da mesma camada do enrolamento;
2. Capacitâncias entre espiras de camadas diferentes do enrolamento;
3. Capacitâncias entre espiras e o núcleo;
4. Capacitâncias entre espiras e blindagem.

A capacitância entre espiras C_{tt} pode ser descrita a partir do campo elétrico produzido entre estas espiras, frequentemente descrita como a associação em série da capacitância interna ao isolante com a capacitância do ar (Figura 36a). Para encontrar a parcela referente ao isolante, descreve-se o elemento infinitesimal dependente do ângulo θ como:

$$dC_i(\theta) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r l_t}{\ln\left(\frac{D_o}{D_c}\right)} d\theta, \quad (44)$$

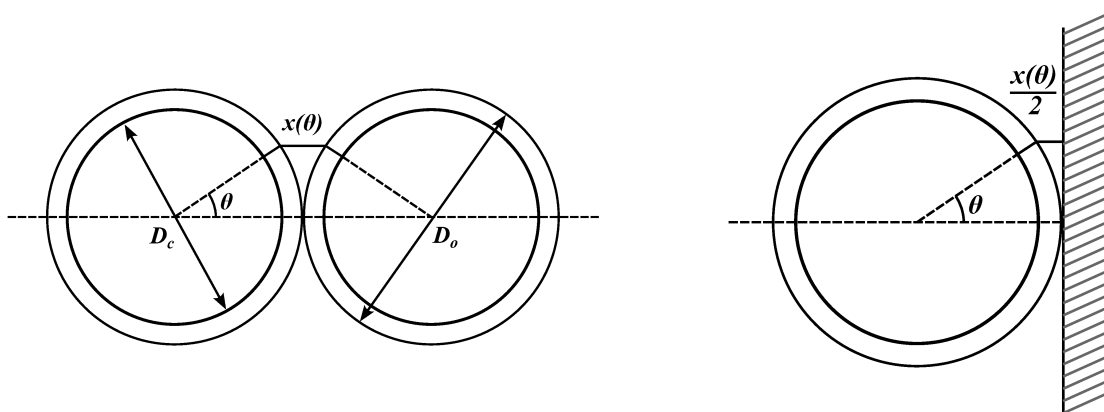
onde ϵ_0 e ϵ_r são as permissividades elétricas do vácuo e relativa do material do isolamento, D_c e D_o representam os diâmetros do condutor e do isolante e l_t o comprimento médio de uma espira.

Já para o campo elétrico no ar entre espiras, a parcela infinitesimal de capaci-

Figura 36 – Capacitâncias de um enrolamento.

(a) Capacitância entre espiras.

(b) Capacitância entre espira e núcleo ou blindagem.



Fonte: Do Autor.

tância se torna:

$$dC_g(\theta) = \frac{\epsilon_0 l_t}{2(1 - \cos \theta)} d\theta \quad (45)$$

Combinando em série as parcelas de ambos os isolamentos e o ar, encontra-se a parcela infinitesimal total da capacitância entre espiras:

$$dC_{tt}(\theta) = \frac{dC_i(\theta)dC_g(\theta)}{dC_i(\theta) + 2dC_g(\theta)} d\theta \quad (46)$$

Integrando a Equação (46) com θ de $-\pi/6$ a $\pi/6$, encontra-se a capacitância total do isolante, expressa na Equação (47).

$$C_{tt} = \epsilon_0 l_t \frac{2\epsilon_r \arctan \left\{ \frac{(\sqrt{3}-1) \left[2\epsilon_r + \ln \left(\frac{D_o}{D_c} \right) \right]}{(\sqrt{3}+1) \sqrt{\ln \left(\frac{D_o}{D_c} \right) \left[2\epsilon_r + \ln \left(\frac{D_o}{D_c} \right) \right]}} \right\}}{\sqrt{2\epsilon_r \ln \left(\frac{D_o}{D_c} \right) + \ln \left(\frac{D_o}{D_c} \right)^2}} \quad (47)$$

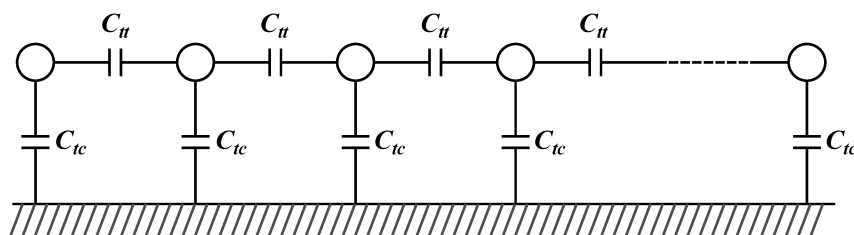
Já a capacitância entre espira e núcleo C_{tc} é, pela simetria do campo elétrico, tida como o dobro da capacitância entre espiras (ao desconsiderar a existência de uma pintura que o núcleo possa ter). Assim:

$$C_{tc} = 2C_{tt} \quad (48)$$

Por fim, resta uma etapa para encontrar a capacitância total do enrolamento. Na Figura 37 são apresentadas as capacitâncias internas de um enrolamento de apenas uma única camada de espiras e núcleo magnético. Pode-se notar que estas capacitâncias formam uma rede de impedâncias para o sistema completo, onde cada espira e o núcleo ou a blindagem formam um nó. Para encontrar a capacitância equivalente do enrolamento, deve-se observar o posicionamento de todas as espiras e resolver a rede de capacitâncias para encontrar um único termo que representa a capacitância equivalente do enrolamento. Um algoritmo para resolver esta rede a partir de um sistema matricial é apresentado em [49].

É possível notar que, como o sistema equivalente é uma associação em série e paralelo de diversas capacitâncias C_{tt} , este equivalente pode convergir para um valor.

Figura 37 – Capacitâncias internas de um enrolamento de uma camada de espiras.



Fonte: Do Autor.

Para enrolamentos de uma camada com núcleo condutor e que tenham mais de dez espiras, considerando $C_{tc} = 2C_{tt}$, o equivalente da rede converge para [8], [9]:

$$C_{enrol} = 1,366C_{tt} \quad (49)$$

Já para enrolamentos com núcleo condutor e duas camadas de espiras, o equivalente converge para:

$$C_{enrol2} = 1,618C_{tt}, \quad (50)$$

demonstrando que em duas camadas de espiras, a capacitância total do sistema é, de fato, maior que para somente uma camada. Por esta razão, magnéticos projetados para trabalhar em altas frequências costumam conter somente uma camada de espiras. Uma consequência relevante deste efeito é que, para enrolamentos com mais de 10 espiras, o acréscimo de mais espiras não aumenta a capacitância total do sistema, desde que se mantenha o número de camadas [5].

No caso de um indutor com núcleo de ar e apenas uma camada de enrolamentos, o sistema resume-se a uma associação em série de capacitores. Assim, a capacitância equivalente do enrolamento pode ser descrita através da Equação (51).

$$C_{enrol3} = \frac{C_{tt}}{N - 1} \quad (51)$$

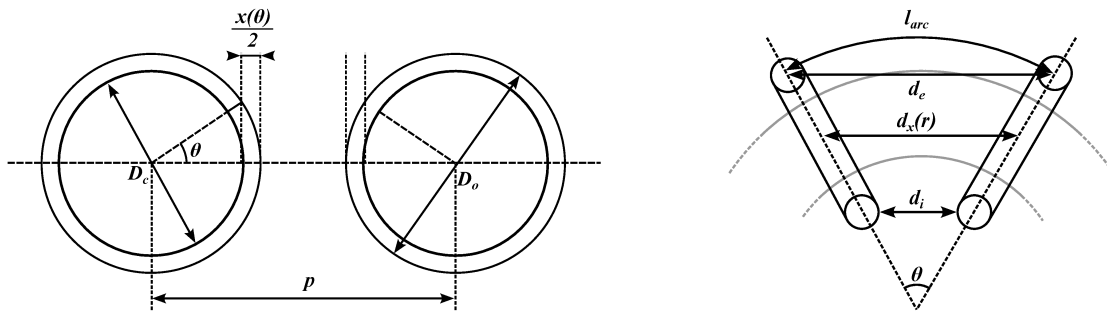
A formulação para C_{tt} aqui apresentada apresenta algumas restrições. A primeira delas é que esta formulação considera que as espiras estão muito próximas umas das outras, equidistantes ao longo de toda a espira. No caso de um magnético toroidal isto não é verdadeiro, uma vez que o raio externo é maior que o raio interno do toroide. Assim, as partes externas das espiras estão afastadas umas das outras, enquanto as partes internas estão próximas e as partes intermediárias estão se afastando proporcionalmente ao raio. Formulações que consideram este distanciamento variável são apresentadas em [5], [49], [50].

Durante o desenvolvimento da Equação (46) os autores consideram que o campo elétrico entre as espiras é uma linha reta, enquanto na prática possui outros formatos. Esta aproximação causa imprecisões no valor de capacitância previsto com esta metodologia caso as linhas de campo com $\theta > \pi/6$ sejam consideradas ou as espiras estejam distantes. Assim, existem outros trabalhos que desenvolvem expressões distintas. Em [51] os autores consideram linhas de campos parabólicas, baseadas nas distribuições de campos elétricos vistos a partir de simulações em elementos finitos. Outro trabalho semelhante, descrevendo o campo elétrico a partir de um sistema cilíndrico bipolar é apresentado em [52]. Ambos os trabalhos são capazes aprimorar a precisão da capacitância calculada.

Em [50] os autores propõem uma formulação distinta que pode ser utilizada para calcular a capacitância entre espiras de condutores com separação entre eles.

Figura 38 – Geometria de um toroide.

(a) Capacitância entre espiras distanciadas. (b) Espaçamento entre espiras de um toroide.



Fonte: Do Autor.

Esta formulação foi desenvolvida para um cenário como o apresentado na Figura 38a, resultando na Equação (52), que pode ser utilizada também para calcular individualmente a capacitância de cada espira para enrolamentos enrolados de maneira não uniforme, com distância variável entre espiras.

$$C_{tt_esp} = \frac{2\epsilon_0 l_t}{\sqrt{\left(\frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{D_o}{D_c} + \frac{p}{D_o}\right)^2 - 1}} \arctan \left(\sqrt{1 + \frac{2}{\frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{D_o}{D_c} + \frac{p}{D_o} - 1}} \right) \quad (52)$$

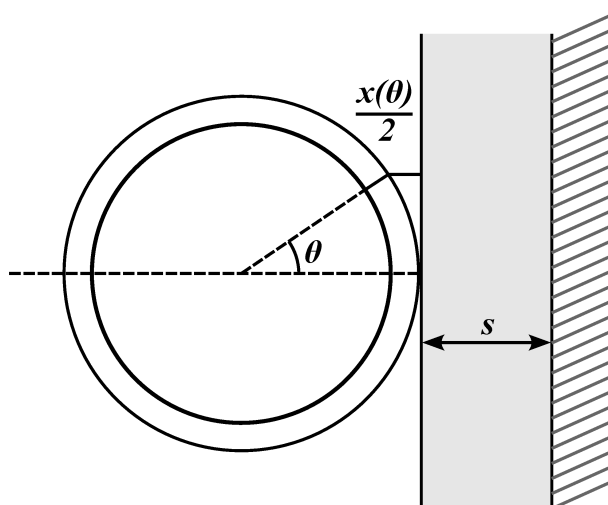
A Equação (52) pode ser utilizada para calcular a capacitância equivalente do enrolamento de um toroide. Em [49] o autor propõe que a capacitância entre espiras de um toroide pode ser discretizada em três seções: a região externa de um enrolamento, a região interna e a região superior e inferior (intermediária). Observando a Figura 38b, as distâncias d_e e d_i podem ser encontradas a partir do arco l_{arc} e do ângulo θ . A capacitância intermediária possui uma distância variável $d_x(r)$ que é dependente do raio. Considerando que a capacitância intermediária pode ser calculada com uma distância constante igual à média de $d_x(r)$, a capacitância entre espiras em um indutor toroidal pode ser descrito como:

$$C_{tt_toroide} = C_{tt_esp}(d_e) + C_{tt_esp}(d_i) + 2C_{tt_esp} \left(\frac{d_e + d_i}{2} \right) \quad (53)$$

Outro ponto de pode ser aprimorado no equacionamento da capacitância é a capacitância entre espira e núcleo C_{tc} . É comum encontrar indutores e transformadores que tenham uma camada de tinta em sua superfície, como apresentado na Figura 40. Como a capacitância depende da distância, e a tinta do núcleo frequentemente possui espessuras maiores que o esmalte isolante do condutor, esta camada de tinta influencia a capacitância de maneira que não pode ser desprezada. Neste caso é possível utilizar o equacionamento proposto por Bruno Bertoldi em [49], baseado na metodologia apresentado em [50], resultando na Equação (54).

Figura 39 – Geometria de um toroide.

Figura 40 – Capacitância entre espira e núcleo coberto por camada de tinta.



Fonte: Do Autor.

$$C_{tc} = \frac{8\epsilon_0 l t}{\sqrt{\left(\frac{2}{\epsilon_r} \ln \frac{D_o}{D_c} + \frac{2s}{D_o} + 1\right)^2 - 1}} \arctan \left(\sqrt{1 + \frac{2}{\epsilon_r \ln \frac{D_o}{D_c} + \frac{2s}{D_o}}} \right) \quad (54)$$

Para o caso de um indutor toroidal onde o núcleo não se encontra nu, encontra-se a capacitância equivalente do enrolamento ao resolver um sistema equivalente ao da Figura 37 com as capacitâncias descritas pelas Equações (53) e (54)

Para indutores de modo comum, quando as espiras de fases distintas se encontram próximas umas das outras, é comum a adição de uma camada isolante extra no condutor. Esta camada é utilizada pois o esmalte comumente utilizado não é capaz de manter a isolação para valores elevados de tensão. Como se pode observar na Equação (46), porém, esta expressão considera apenas uma camada de isolante. O efeito da adição de isolantes extras é estudado em [51], onde os autores apresentam uma expressão analítica com esta adição. Em conjunto, este artigo utiliza simulações de elementos finitos para analisar a influencia da relação entre raio do condutor e espessura do isolante para fios de diversas bitolas padrão. A adição de uma camada de pintura no núcleo também é estudada em [6], onde a curvatura típica da camada de pintura é estudada e são desenvolvidas expressões transformam esta curvatura em um equivalente de geometria simplificada, validado a partir de simulações em elementos finitos.

3.4.2 Capacitância Magnetizada

As expressões para a capacitância no enrolamento desenvolvidas na Seção 3.4.1 fornecem bons resultados para o cálculo de magnéticos com uma quantidade elevada

de espiras, mas apresentam um erro não desprezível em magnéticos com quantidades de espiras menores. Este erro possui uma característica sempre presente: a capacitância prevista pelos modelos é sempre menor que a capacitância medida experimentalmente. Isto sugere que há mais uma capacitância presente no sistema que não é considerada quando modelamos apenas o enrolamento.

Em [7] os autores afirmam os modelos comuns que descrevem as capacitâncias em um magnético partem da magnetostática e fazem considerações e simplificações de baixa frequência, desconsiderando mecanismos importantes em frequências maiores. Esta constatação é válida também para a maior parte dos simuladores de elementos finitos disponíveis. Como apresentado anteriormente na Figura 25b, a passagem da corrente nos enrolamentos de um indutor ou um transformador gera um campo magnético em seu núcleo. Este campo magnético variável no tempo produz, por sua vez, um campo elétrico interno ao núcleo que também é variável no tempo e que pode ser representado como uma capacitância em paralelo à indutância (por isso seu nome de capacitância magnetizada: a capacitância que é induzida a partir do campo magnético). A interação entre estes dois campos causa uma frequência de ressonância f_{r_mag} natural ao núcleo e que não depende da quantidade de espiras do magnético, a partir da qual o magnético passa a apresentar comportamento capacitivo. Por esta razão, magnéticos com poucas espiras (região na qual a capacitância do enrolamento é desprezível e a capacitância magnetizada é dominante) apresentam ressonância própria em uma frequência que não depende da quantidade de espiras em seu enrolamento, dependendo apenas das características elétricas e magnéticas do núcleo e de sua geometria.

Para modelar a capacitância magnetizada C_{mag} , parte-se da Lei de Ampère. O campo magnético H gerado em um núcleo de um indutor *choke* pode ser descrito pela Equação (55), onde l representa o comprimento do circuito magnético, N representa o número de espiras, N_ϕ é o número de fases do *choke* e i é a corrente de modo comum.

$$\oint H(t) dl = N \frac{i(t)}{N_\phi} N_\phi = Ni(t), \quad (55)$$

resultando em

$$H(t) = \frac{Ni(t)}{l} = \frac{N \cdot I \cos(t)}{l}, \quad (56)$$

onde I representa o valor de pico da corrente. Esta simplificação de N_ϕ , onde a divisão $1/N_\phi$ vem da corrente de modo comum se dividir em paralelo entre todos os enrolamentos e a multiplicação $1 \cdot N_\phi$ vem da contribuição individual de cada um dos enrolamentos, faz com que a capacitância magnetizada equivalente do indutor *choke* completo seja igual à capacitância magnetizada vista por cada espira. A partir disto a densidade de energia magnética no interior do núcleo pode ser expressa como:

$$w_H(t) = \frac{B(t)H(t)}{2} = \frac{\mu}{2} \left(\frac{Ni(t)}{l} \right)^2. \quad (57)$$

Considerando V como o volume do núcleo e S a sua seção transversal, energia armazenada no campo magnético no interior deste núcleo se torna:

$$W_H(t) = \iiint_V w_H(t) dV = \frac{\mu S N^2 i(t)^2}{2l} \quad (58)$$

Em paralelo, também é possível descrever a energia no campo magnético a partir da indutância:

$$W_H(t) = \frac{Li(t)^2}{2} \quad (59)$$

Igualando as Equações (58) e (59) encontra-se que a indutância própria do magnético será:

$$L = \frac{\mu N^2 S}{l} \quad (60)$$

Repare que esta expressão para indutância própria é semelhante à Equação (12). No caso de um núcleo de seção transversal circular de raio interno r_i , a Equação (60) se torna:

$$L = \frac{\mu N^2 \pi r_i^2}{l} \quad (61)$$

Para encontrar a capacitância magnetizada, pode-se utilizar da Lei de Faraday e encontrar o campo elétrico induzido.

$$\oint E(r,t) dl = - \int_S \frac{dB}{dt} dS, \quad (62)$$

onde r se refere ao raio da seção transversal do núcleo.

$$E(r,t) = \omega \mu r \cdot \frac{H \sin(\omega t)}{2} \quad (63)$$

A densidade de energia elétrica no interior do núcleo é descrita por:

$$w_E(r,t) = \frac{D(r,t)E(r,t)}{2} = \frac{\varepsilon E(r,t)^2}{2}. \quad (64)$$

Portanto, a energia elétrica total no interior do núcleo é:

$$W_E(t) = \iiint_V w_E(r) dV = \frac{\pi \varepsilon \mu^2 \omega^2 N^2 I^2 r_i^4 \sin^2(\omega t)}{16l} \quad (65)$$

Representando esta energia elétrica como uma capacitância:

$$W_E(t) = \frac{C_{mag} \cdot v(t)^2}{2} \quad (66)$$

$$C_{mag} = \frac{2W_E(t)}{v(t)^2} \quad (67)$$

Para as frequências abaixo da frequência de ressonância, a tensão no enrolamento do indutor pode ser descrita como:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (68)$$

Substituir L em (68) pelo L descrito em (60), resulta em:

$$v(t) = -\frac{\mu\omega\pi N^2 r_i^2 I \sin(\omega t)}{l} \quad (69)$$

Ao substituir (65) e (69) em (67) é possível descrever a capacitância magnetizante a partir das características geométricas do indutor:

$$C_{mag} = \frac{\epsilon l}{8\pi N^2}. \quad (70)$$

A Equação (70) indica que a capacitância magnetizada depende da permissividade elétrica ϵ , do comprimento do circuito magnético e reduz com o aumento da quantidade de espiras, ao contrário da capacitância do enrolamento, que aumenta junto da quantidade de espiras. Por esta razão, em enrolamentos com poucas espiras a capacitância magnetizante se torna dominante. Em [7] os autores encontraram que, para um núcleo de diâmetro externo de 41.8 mm, diâmetro interno de 26.2 mm, altura de 12.5 mm e seção transversal de 97.5 mm², feito de Mn-Zn (ϵ_r a 1 MHz típico de 10⁵), a capacitância magnetizada possui mesma magnitude que a capacitância do enrolamento para $N = 31$ espiras. Núcleos de Ni-Zn possuem uma permissividade a 1 MHz típica de $\epsilon_r = 25$ [53]. Esta permissividade menor dos núcleos de Ni-Zn resulta em capacitâncias magnetizadas menores quando comparados com Mn-Zn, fornecendo frequências de ressonâncias maiores. Isto, em conjunto com a permissividade real μ_r do Ni-Zn que se mantém constante até frequências maiores, mostra a razão dos indutores de Ni-Zn apresentarem comportamento indutivo até frequências maiores que os núcleos de Mn-Zn. A consideração feita em (68), descrevendo a tensão no indutor a partir de seu comportamento indutivo, faz com que a Equação (70) seja verdadeira apenas até a ressonância própria do componente.

A ressonância própria natural do núcleo pode ser determinada a partir da capacitância magnetizada e de sua indutância própria. Nos casos em que a capacitância magnetizada é dominante, a frequência de ressonância f_{r_mag} pode ser descrita como:

$$f_{r_mag} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{mag}}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi r_i \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (71)$$

A Equação (71) nos mostra que a capacitância magnetizada resulta em uma frequência de ressonância natural ao núcleo, dependendo somente de suas características elétricas e do raio de sua seção transversal.

Outra relação interessante é a relação entre as energias armazenadas no campo magnético e no campo elétrico W_H e W_E . Calculadas independentemente em (58) e (65), pode-se mostrar que:

$$\frac{W_H}{W_E} = \frac{8}{r_i^2 \epsilon \mu \omega^2} \quad (72)$$

A partir das equações (71) e (72) torna-se evidente que $W_E = W_H$ em f_{r_mag} . Em [7] os autores exploram o conceito de capacitância magnetizada, validando este equacionamento a partir de simulações em elementos finitos feitas utilizando o *software* Ansys HFSS e comparando com resultados experimentais.

3.5 RESISTÊNCIA DO ENROLAMENTO

As perdas no enrolamento são uma das maiores fontes de perdas em componentes magnéticos, sendo um parâmetro de importância no projeto térmico de qualquer indutor. Estas perdas são diretamente proporcionais à resistência do enrolamento (R_{ac_enrol} na Figura 27), que é influenciada pelo efeito pelicular e pelo efeito de proximidade e, portanto, cresce com a frequência.

Em baixas frequências, a resistência de um condutor é definido pela relação entre a área de sua seção transversal e o comprimento do condutor, multiplicado pela sua resistividade. No caso de um condutor circular como o apresentado na Figura 41a, esta resistência é [10]:

$$R_{dc_enrol} = \frac{4l_c \rho_c}{\pi D_c^2}, \quad (73)$$

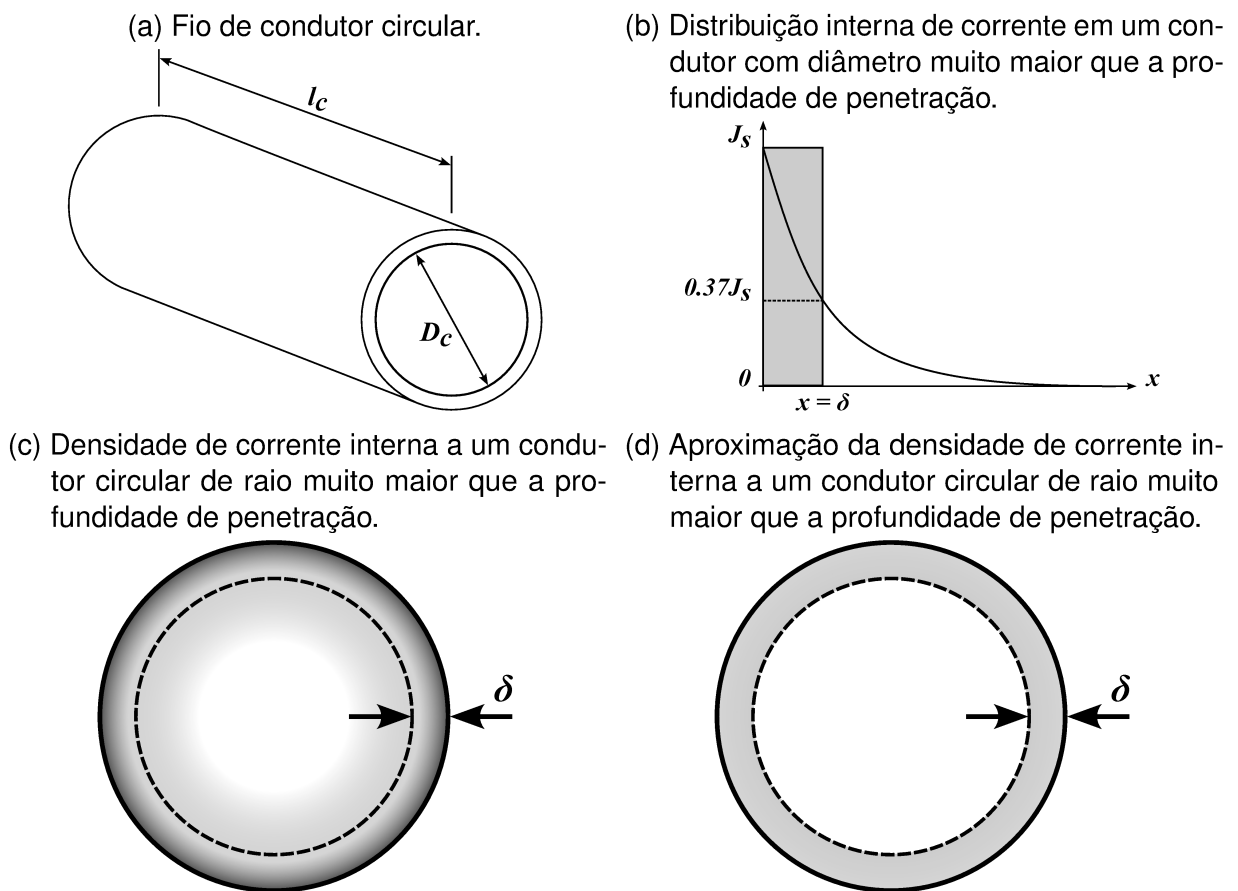
onde l_c representa o comprimento do condutor, D_c representa o diâmetro do condutor e ρ representa a resistividade do material condutor. Esta resistividade é proporcional à temperatura do material e, no caso do cobre, pode ser definido aproximadamente a partir de:

$$\rho_{CU} = 1.78 \cdot 10^{-8} \left(1 + 0.0039 \cdot \frac{T - 20^\circ C}{^\circ C} \right) \quad [\Omega \cdot m] \quad (74)$$

A resistência fornecida pela Equação (73) só é válida para baixas frequências. Para irradiações conduzidas é necessário considerar o efeito pelicular e o efeito de proximidade.

3.5.1 O Efeito Pelicular

O efeito pelicular surge quando o campo magnético interno ao condutor, causado pela corrente alternada, induz correntes de Foucault, sobrepondo-se à corrente alternada e redistribuindo a densidade de corrente internamente, causando maiores concentrações de correntes próximo à superfície do condutor. Assim, a área da seção transversal por onde flui a corrente elétrica é menor que a seção transversal do condutor, aumentando a sua resistência elétrica. Como este efeito torna-se mais severo com o aumento da frequência, a resistência elétrica de um condutor também aumenta com a frequência [54].



Fonte: Do Autor.

Comumente considera-se que, em um material condutor, só há corrente de alta frequência circulando de sua superfície até a profundidade δ , conhecido como profundidade de penetração e definida através da Equação (75).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_c \sigma_c}}, \tag{75}$$

onde μ_c é a permeabilidade do material condutor e $\sigma_c = 1/\rho_c$ é a condutividade elétrica do material condutor e ρ_c é a sua resistividade elétrica.

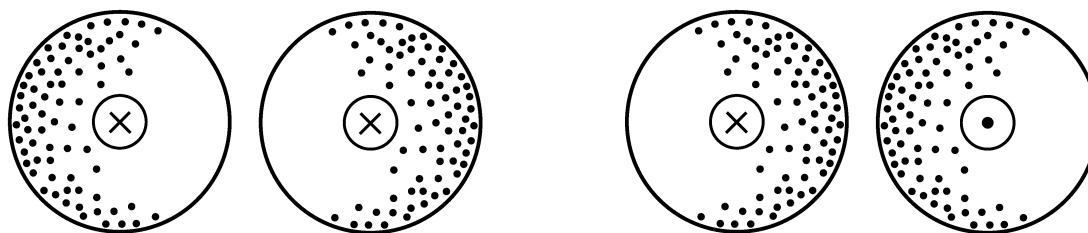
Em condutores circulares com raio muito maior que a profundidade de penetração, a densidade de corrente J apresenta um decaimento aproximadamente exponencial, como apresentado na Figura 41b, onde x representa a distância entre o ponto de interesse e a superfície do material condutor. Esta densidade de corrente pode ser aproximada pela Equação (76), em que J_s é a densidade de corrente na superfície do material.

$$|J(x)| = J_s e^{-x\sqrt{\pi f \mu_c \sigma_c}} \tag{76}$$

Assim, a densidade de corrente interna do condutor circular possui a distribuição da Figura 41c. Observando a Equação (76), têm-se que a área total abaixo do gráfico da Figura 41b é:

Figura 42 – Efeito de proximidade

- (a) Distribuição de corrente em dois condutores conduzindo no mesmo sentido. (b) Distribuição de corrente em dois condutores conduzindo em sentidos opostos.



Fonte: Adaptado de [54].

$$\int_0^{\infty} J(x) dx = \int_0^{\infty} J_s e^{-x/\delta} dx = J_s \delta, \quad (77)$$

justificando a aproximação de que a distribuição de corrente interna em um condutor possui o valor constante de J_s até $x = \delta$ e após isso é nula, resultando na distribuição de corrente aproximada da Figura 41d [54].

Para evitar o aumento da resistência do enrolamento devido ao efeito pelicular (e o conseqüente sobreaquecimento do componente), é comum encontrar magnéticos construídos com enrolamentos de diâmetro próximo à profundidade de penetração nas frequências de interesse, com múltiplos fios em paralelo. Esta tática, porém, não é imune ao outro efeito que influencia a resistência do enrolamento em altas frequências: o efeito de proximidade.

3.5.2 O Efeito de Proximidade

Quando há dois condutores com corrente alternada próximos, estes condutores criam um fluxo magnético que influencia no outro e, por sua vez, induzem corrente um no outro. Esta corrente induzida pelo acoplamento mútuo, sobreposta à corrente inicial, causa uma redistribuição da densidade de corrente no interior do condutor, em um efeito conhecido como efeito de proximidade. De maneira semelhante ao efeito pelicular, o efeito de proximidade também causa um aumento da resistência do condutor, sendo mais intenso quanto mais próximos entre si os condutores estiverem e com o crescer da frequência [54].

A redistribuição da corrente depende do sentido da corrente nos condutores, como apresentado nas Figuras 42a e 42b. Para condutores conduzindo corrente no mesmo sentido, há uma densidade maior de corrente nos lados opostos aos dos condutores. Já para condutores com correntes em sentidos opostos, a densidade de corrente se redistribui para os lados mais próximos.

Como comentado na Seção 3.5.1, é comum o uso de múltiplos condutores de diâmetro pequeno em paralelo para evitar a influencia do efeito pelicular. Esta tática,

porém, tende a aumentar a intensidade do efeito de proximidade, uma vez que, quanto mais condutores próximos houver, maior será o efeito. Assim, ambos os efeitos devem ser levados em conta durante o projeto de um magnético. Felizmente ambos os efeitos podem ser reduzidos ao utilizar condutores especiais, como o cabo Litz (do alemão *Litzen*, para tranças). Este cabo é composto de diversos fios em paralelos e isolados entre si, trançados de maneira a variar a sua posição radial no interior do condutor, o que faz com que a corrente tenha uma distribuição aproximadamente constante na seção transversal do cabo.

3.5.3 A Resistência em corrente alternada

O efeito de proximidade e o efeito pelicular são efeitos que surgem em alta frequência e devem ser considerados durante o cálculo da resistência de um enrolamento. Tipicamente, em sistemas de eletrônicas de potência, os componentes magnéticos apresentam sinais compostos de uma fundamental (por exemplo, 50 ou 60 Hz) e harmônicas a partir da frequência de chaveamento dos conversores. Ao utilizar os tradicionais condutores sólidos circulares é possível encontrar que a maior densidade de corrente se dá nas frequências de chaveamento e suas harmônicas, não em sua fundamental. Assim, faz-se necessário quantizar a característica resistiva de alta frequência do enrolamento para realizar um melhor gerenciamento térmico do magnético [55].

Uma das primeiras modelagens para resistências de enrolamento em alta frequência foi feita por P. L. Dowell no seu artigo *Effects of Eddy Currents in Transformer Windings* de 1966 [56], calculando a resistência do enrolamento diretamente a partir das equações de Maxwell. A resistência do enrolamento encontrada por Dowell é:

$$R_{ac_enrol} = R_{dc_enrol} \cdot A \cdot \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2 \sin(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2 \cos(2A)} + \frac{2(N_{camadas}^2 k_p - 1)}{3} \cdot \frac{e^A - e^{-A} - 2 \sin(2A)}{e^A + e^{-A} + 2 \cos(2A)} \right] \quad (78)$$

$$A = \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{\sqrt{D_c^3}}{\delta \sqrt{d_c}} \cdot \frac{1}{\sqrt{k_p}} \quad (79)$$

onde $N_{camadas}$ representa o número de camadas do enrolamento, d_c representa a distância entre os centros de dois condutores adjacentes e k_p representa o número de condutores em paralelo [49].

O equacionamento apresentado na Equação (78) é comumente utilizado em diversos trabalhos atualmente, porém apresenta algumas considerações conceituais que não são adequadas para sua utilização em indutores de modo comum. A primeira destas considerações é que seu desenvolvimento, realizado em 1966, se baseia em referências que analisam somente sinais abaixo de 10 kHz, enquanto para filtros de EMI nos interessamos em frequências que vão desde centenas de kHz até MHz. A

segunda consideração é que o efeito de proximidade é dependente da geometria e as expressões de Dowell foram desenvolvidas para núcleos do tipo E, desconsiderando o efeito do gap. Assim, a geometria é diferente do núcleo toroidal tipicamente utilizado em indutores *choke*. Apesar disto, a Equação (78) é capaz de fornecer resultados na mesma ordem de grandeza obtida por resultados experimentais, sendo uma estimativa razoável para a resistência de alta frequência do enrolamento. Uma limitação do equacionamento de Dowell é que ele não prevê o uso de condutores em paralelo, o que é comum para evitar o efeito pelicular. Felizmente, em [49] é apresentada uma versão modificada deste equacionamento que adiciona esta consideração.

Em [57] os autores desenvolvem um equacionamento para indutores toroidais com uma quantidade variável de camadas de espiras. Neste equacionamento, considera-se tanto o efeito pelicular quanto o efeito de proximidade, levando em conta que as espiras nas camadas externas do indutor estão separadas por uma distância maior que as espiras nas camadas internas. O mesmo tema é abordado em [58], que realiza a modelagem para fios maciços e fios de Litz. Uma revisão bibliográfica aprofundada deste tema é realizada em [59], com foco em observar a utilização para semicondutores wide-bandgap de modelos já existentes, em análises que vão até 1 MHz, comparando os valores previstos pela literatura com simulações de elementos finitos e resultados experimentais.

Como outros estudos interessantes pode-se citar [60], onde os autores analisam as resistências CA para condutores de formato retangular, desenvolvendo expressões analíticas validadas experimentalmente até cerca de 100 kHz. Estas expressões podem ser utilizadas para encontrar a relação ideal entre espessura e largura dos cabos. Em [55] os autores discutem a utilização de fios Litz, que são trançados de maneira a minimizar o efeito de proximidade. Neste artigo desenvolve-se uma análise feita a partir do equacionamento de Dowell para calcular a resistência de altas frequências para fios Litz, que é, então, utilizada para calcular as perdas resistivas em sinais com diversas harmônicas. Estas perdas resistivas são manipuladas para encontrar o ponto de menores perdas como função do diâmetro do fio de Litz, otimizando o projeto do enrolamento. As equações foram validadas experimentalmente, com erros menores de 4% entre o projeto teórico e os resultados experimentais.

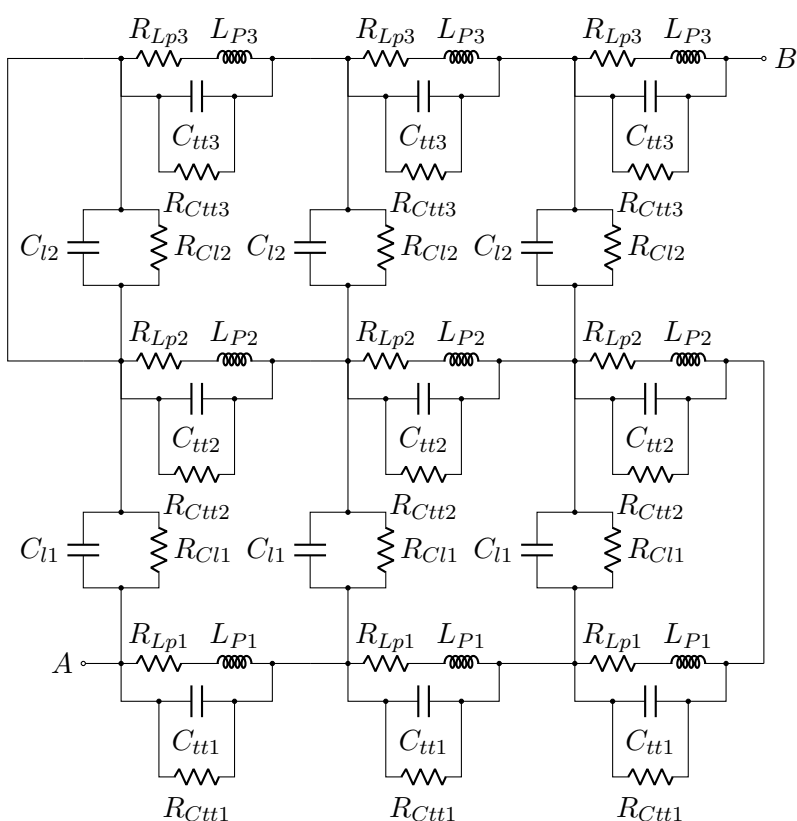
Confirmar experimentalmente os modelos de resistência no enrolamento é uma tarefa desafiadora. As medições de perdas em duas portas nos magnéticos costumam ser a base para o cálculo das resistências, porém estas perdas nos fornecem em conjunto as perdas no enrolamento e no núcleo, que não podem ser desacopladas. Para encontrar as perdas no enrolamento, então, é necessário medir estas perdas independentemente. Alguns trabalhos exploram este tema, desenvolvendo metodologias para a medição das perdas no enrolamento. Em [45] utiliza-se analisador de impedância para realizar uma medição de quatro-portas para medir as perdas no enro-

lamento utilizando um transformador com relação de transformação unitária, medindo as perdas no enrolamento de pequenos sinais. Já em [12] os autores propõem uma medição também utilizando um transformador de relação unitária, em conjunto com uma metodologia de teste de pulso triplo para medir as perdas no enrolamento para grandes sinais de formatos comumente encontrados na eletrônica de potência, com ondas de corrente triangulares.

3.5.4 Visão Intra-Enrolamento

Para se obter uma visão interna do enrolamento, pode ser utilizado um modelo como o da Figura 43 [51]. Este modelo permite observar detalhes internos ao enrolamento que outros modelos não permitem, como a diferença de tensão entre espiras, sendo útil para encontrar os requisitos para os isolantes. Caso se esteja interessado no acoplamento entre enrolamentos diferentes, pode-se utilizar modelos matriciais para descrever as indutâncias e resistências mútuas como apresentado em [45] ou na Equação (4).

Figura 43 – Modelo de parâmetros distribuídos para um enrolamento de três camadas de espiras.



Fonte: Baseado em [51].

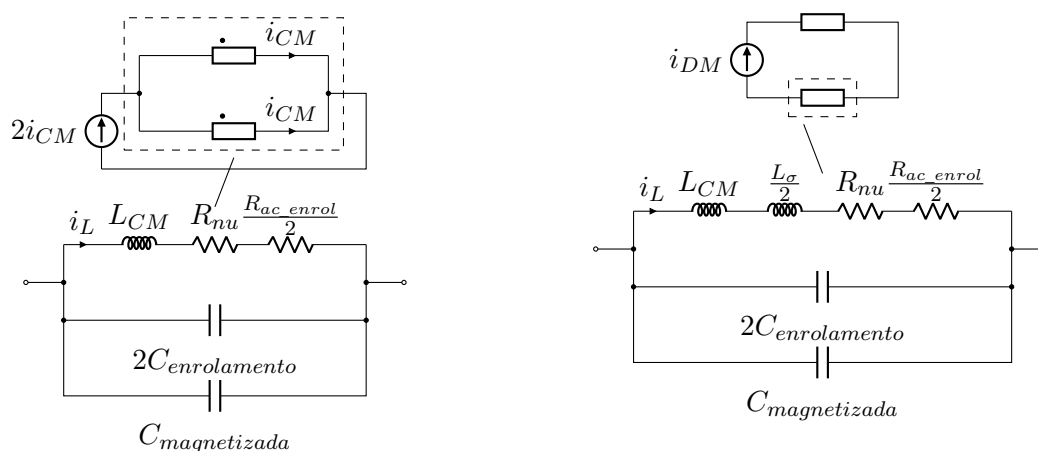
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram estudadas as não idealidades de um indutor de modo comum. Sua dependência com a geometria, temperatura, frequência e outras grandezas que influenciam no seu comportamento, resultando em um modelo de parâmetros concentrados como apresentado na Figura 27, repetida aqui como Figura 44 pela conveniência do leitor.

Neste modelo é evidente que algumas de suas não linearidades podem ser aproveitadas para o benefício de um projeto. A indutância de dispersão L_σ pode ser utilizada para aprimorar a filtragem de modo diferencial. As perdas no núcleo, representadas por R_{nu} , podem ser utilizadas para atenuar a emissão de ruídos em altas frequências, quando a permeabilidade magnética do núcleo é baixa e, conseqüentemente, sua indutância própria também. Em conjunto, há não idealidades que prejudicam o desempenho do filtro, como as capacitâncias em paralelo $C_{enrolamento}$ e $C_{magnetizada}$. Estas capacitâncias causam uma ressonância na impedância do filtro que pode prejudicar a estabilidade do sistema, além de reduzir a efetividade da filtragem em frequências altas. A resistência do enrolamento, por ser uma fonte relevante de perdas no componente, deve ser gerenciada para uma performance térmica adequada. Por fim, a indutância própria $L_P = L_{CM}$ depende das condições de operação, variando com a temperatura, frequência e nível CC. Durante o projeto do magnético, as condições de operação devem ser cuidadosamente consideradas durante o cálculo da indutância própria para obter os valores desejados nas condições relevantes para a operação do produto.

Figura 44 – Circuitos equivalentes do *choke* monofásico.

- (a) Circuito equivalente de modo comum. (b) Circuito equivalente de modo diferencial.



Fonte: Do Autor.

4 COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DOS MODELOS PROPOSTOS

No Capítulo 3 discutimos os aspectos do comportamento de um indutor de modo comum de maneira puramente teórica. Nesse capítulo o foco será em explorar experimentalmente as mesmas características. Inicialmente, será verificada a região de transição entre os modelos de pequenos e grandes sinais das perdas no núcleo. Então, para verificar a precisão da modelagem teórica, será comparada a resposta em impedância teórica com medições de pequenos sinais utilizando um analisador de frequências. Por fim, para verificar a influência das perdas no núcleo de diferentes materiais, será observada as emissões conduzidas de um conversor de 1.800 W, composto de um PFC ativo *boost* monofásico seguido por um inversor trifásico.

4.1 VERIFICANDO EXPERIMENTALMENTE O PONTO DE TRANSIÇÃO ENTRE PEQUENOS SINAIS E GRANDES SINAIS PARA AS PERDAS NO NÚCLEO

As perdas no núcleo de um magnético, representado por R_{nu} , costumam ser divididas em duas maneiras de modelar: as perdas de pequenos sinais (Equação (34)) e as perdas de grandes sinais (Equação (42)). Como apresentado na Seção 3.3.3, ambas as modelagens preveem resultados distintos, sendo afirmado em [45] que o comportamento real de um magnético apresenta uma zona de transição abaixo da qual as perdas de pequenos sinais modelam corretamente e acima da qual os modelos de grandes sinais modelam corretamente.

Nesta seção iremos comparar os resultados previstos teoricamente com medições experimentais para encontrar a região onde o magnético deixa de se comportar de acordo com a modelagem de pequenos sinais e passa a se comportar de acordo com a modelagem de grandes sinais.

Para encontrar os valores de α , β e k na Equação (35) é necessário realizar uma regressão das curvas. Esta equação, porém, representa uma função não linear. De acordo com [61], a convergência da regressão das curvas de funções não lineares não é garantida, podendo variar com o ponto inicial. Para contornar este problema, uma alternativa é transformar a função não linear em uma função polinomial, que possui convergência garantida, fornecendo consistentemente o mesmo resultado e solução de baixo esforço computacional, porém com erro residual maior quando comparado à regressão realizada diretamente na função não linear. Assim, a regressão das curvas para encontrar α , β e k foi realizado em duas etapas: inicialmente transformou-se a Equação (35) em uma equação polinomial, na qual foi realizada a regressão das curvas para encontrar α_{poly} , β_{poly} e k_{poly} . Estes valores, então, foram utilizados como ponto inicial para realizar uma segunda regressão das curvas diretamente na Equação (35) para obter o melhor resultado.

As perdas volumétricas de Steinmetz podem ser apresentadas da seguinte forma:

$$P_v = k f^\alpha \hat{B}^\beta. \quad (80)$$

$$\hat{B} = \left(\frac{\mu_0 \mu' N_L \hat{I}}{l_e} \right) \quad (81)$$

Ao aplicar o logaritmo natural, encontra-se

$$\ln(P_v) = \ln(k) + \alpha \cdot \ln(f) + \beta \cdot \ln(B). \quad (82)$$

Reescrevendo as variáveis, têm-se que:

$$\begin{cases} F(x,y) = \ln(P_v) \\ c = \ln(k) \\ x = \ln(f) \\ y = \ln(B) \end{cases} \quad (83)$$

Assim, a Equação (82) se transforma na Equação (84).

$$F(x,y) = c + \alpha \cdot x + \beta \cdot y \quad (84)$$

Realizando a regressão das curvas para a Equação (84) obtém-se os valores para c , α e β . Os valores de α_{poly} , β_{poly} e k_{poly} podem ser encontrados a partir da anti-transformada:

$$\begin{cases} k_{poly} = \ln(k) \\ \alpha_{poly} = \alpha \\ \beta_{poly} = \beta \end{cases} \quad (85)$$

Para obter o menor erro possível, então, foi realizado uma segunda regressão das curvas, desta vez utilizando diretamente a Equação (82) e utilizando de α_{poly} , β_{poly} e k_{poly} como ponto inicial. Assim, encontrou-se α_{direto} , β_{direto} e k_{direto} .

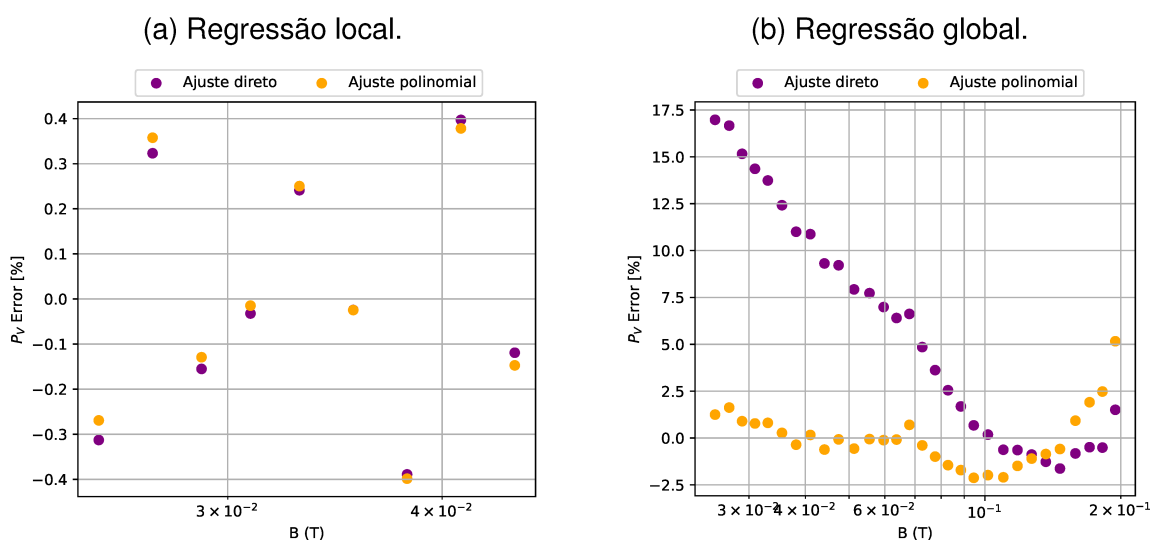
Outra consideração importante para obter uma regressão das curvas de boa qualidade é utilizar somente valores de P_V locais à região B de interesse [11]. Realizar uma regressão das curvas utilizando o gráfico de P_v completo disponível na folha de dados do fabricante traz o menor erro global, porém pode trazer erros locais consideráveis. Realizando regressões das curvas para o núcleo TDK ETD 29/16/10 material N87 a 25°C, 50 kHz, 8 espiras aproximadamente 0,4 mT, encontram-se os coeficientes apresentados na Tabela 9. Como esta medição é feita a partir de uma varredura de corrente dentro dos limites de corrente impostos pelo equipamento de medição, o número de espiras torna-se relevante para obter o valor de B desejado, como aparente em (81).

Tabela 9 – Resultados das regressão das curvas feitos obter os coeficientes da equação de Steinmetz para o núcleo TDK ETD 29/16/10 material N87 a 25 °C, 50 kHz, 8 espiras aproximadamente 0,4 mT.

Tipo de regressão	Coefficiente	k	α	β
Local	Regressão polinomial:	2,3738e-05	2,4297	2,4184
	Regressão direta:	2,3537e-05	2,4309	2,4197
Global	Regressão polinomial:	0,1558	1,6067	2,3829
	Regressão direta:	0,1479	1,5949	2,2949

Fonte: Do autor.

Figura 45 – Erros da regressão das curvas da equação de Steinmetz.



Fonte: Do autor.

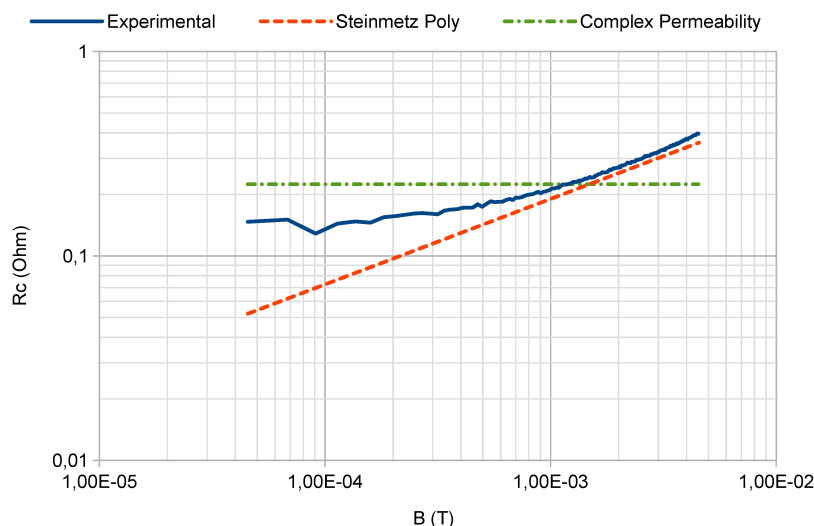
Os erros obtidos por cada uma das regressões das curva, comparados com os dados originais do *datasheet* são apresentados na Figura 45. Pode-se notar que realizando a regressão de maneira local, tanto utilizar diretamente a equação não linear quanto a transformação polinomial resultaram em erros parecidos, com um erro máximo de aproximadamente 0,4%. Em contrapartida, realizando a regressão globalmente encontrou-se diferenças consideráveis entre a transformada polinomial e a equação não linear, com a regressão diretamente não linear resultando em erros de até aproximadamente 17,5% e a regressão polinomial resultando em erros de até aproximadamente 5%.

Por fim, para encontrar a resistência equivalente do núcleo de grandes sinais, utilizam-se os coeficientes k , α e β obtidos pela regressão das curvas na Equação (42), repetida aqui como Equação (86) por conveniência.

$$R_{nu} = 2V k_1 \hat{I}^{\beta-2} \tag{86}$$

$$k_1 = k f^\alpha \left(\frac{\mu_0 \mu' N_L}{l_e} \right)^\beta$$

Figura 46 – Comparação entre a resistência do núcleo prevista pelo modelo de permeabilidade complexa, o previsto pela equação de Steinmetz e os resultados experimentais para o núcleo TDK N87 ETD 29/16/10, com 8 espiras e 50 kHz a 25 °C.



Fonte: Do Autor.

O valor de pequenos sinais para a resistência no núcleo, por sua vez, pode ser encontrado diretamente através da Equação (34). Para o núcleo TDK ETD 29/16/10 material N87 a 25 °C e 50 kHz, com oito espiras, este valor é de $R_{nu} = 0,224 \Omega$.

Resta ainda medir este valor experimentalmente. Para isso utilizou-se o núcleo TDK ETD 29/16/10 N87, com oito espiras de fio Litz, escolhido para minimizar as perdas no enrolamento e deixar evidente qualquer mudança na resistência do núcleo. A frequência de 50 kHz, por sua vez, foi escolhida para minimizar o valor de μ'' , também para manter evidentes mudanças não lineares na resistência do núcleo. Para maximizar o campo magnético no núcleo, utilizou-se um núcleo magnético sem *gap*. Como instrumento de medição utilizou-se o analisador de impedâncias Agilent 4294A, com 200 pontos, largura de banda nível 5, sem nível DC aplicado e varredura de corrente de 0,2 mA a 20 mA.

Os resultados de medição são apresentados na Figura 46. Os dados teóricos são os mesmos que foram apresentados na Figura 35. É possível notar que a resistência equivalente do núcleo apresenta comportamento próximo ao previsto pela equação de Steinmetz para $B > 1$ mT mas, ao invés de reduzir indefinidamente como previsto por este modelo, seu comportamento se torna próximo ao previsto pelo modelo de pequenos sinais para $B < 0,1$ mT, havendo uma zona de transição entre ambos os comportamentos na década intermediária e acontecendo na região próxima à interseção entre as resistências previstas por ambos os modelos.

A discrepância entre os dados experimentais e o valor previsto pelo modelo de

pequenos sinais pode ser justificado a partir do fato de que as folhas de dados não esclarecem qual o campo magnético utilizado durante a caracterização de pequenos sinais do material, além do núcleo utilizado pelo fabricante ser de outro formato.

Como apresentado na Seção 2.5.5, as correntes de modo comum aceitas em uma LISN são da ordem de μ A, enquanto nesta medição correntes da ordem de mA se comportaram de maneira semelhante ao modelo de pequenos sinais.

4.2 A IMPEDÂNCIA DE PEQUENOS SINAIS

Nesta seção iremos comparar o modelo do indutor de modo comum com medições experimentais. Seis indutores de modo comum monofásicos foram construídos para realizar estas medições, apresentados na Tabela 10 e na Figura 47, com suas indutâncias próprias teóricas de baixas frequências apresentadas na coluna L_P . Os indutores números 2, 3 e 4 possuem materiais distintos, mas projetados para terem a mesma indutância de baixa frequência. Já os indutores 5 e 6 são de materiais distintos, mas com núcleos que possuem a mesma dimensão. Todos os núcleos foram fabricados pela Hengdian Group DMEGC Magnetics [62]–[65] e possuem apenas uma camada de espiras para minimizar a capacitância do enrolamento.

Para encontrar o modelo equivalente de um indutor, pode-se seguir o roteiro apresentado em [45]. Utilizando um analisador de impedâncias configurado para medir a impedância Z_m (Figura 48a), primeiramente encontra-se a indutância própria L_P em baixa frequência ω a partir de $L_P = X_m/\omega$, onde X_m é a parcela imaginária de Z_m . A capacitância em paralelo C_P pode ser obtida a partir da ressonância própria do magnético, na frequência ω_{res} . Em alguns casos, como no indutor #1, a frequência de ressonância não pode ser obtida a partir do pico de impedância. Nestes casos, pode-se encontrar ω_{res} a partir do diagrama de fase, quando a impedância tiver fase nula.

Observando o modelo monofásico equivalente de um indutor de modo comum (Figura 44) e resolvendo o sistema para a frequência onde o ângulo da impedância

Tabela 10 – Indutores utilizados para medições.

Indutor #	Material	Número de Espiras	Diâmetro do condutor (mm)	Dimensões do núcleo ($d_e \times d_i \times H_c$) (mm)	L_{P_CC} (mH)
1	Mn-Zn R10K	18	1,10	36 x 23 x 15	3,88
2	Mn-Zn R5K	19	1,00	38 x 22 x 14	2,76
3	Mn-Zn DMR95	25	1,00	48 x 30 x 15	2,78
4	Ni-Zn DN120L	35	1,00	63 x 38 x 25	2,74
5	Mn-Zn R5K	21	1,00	50 x 25 x 20	6,11
6	Ni-Zn DN85H	25	0,95	50 x 25 x 20	1,34

Fonte: Do autor.

Figura 47 – Indutores de modo comum utilizados para medições experimentais.

(a) Indutor #1.



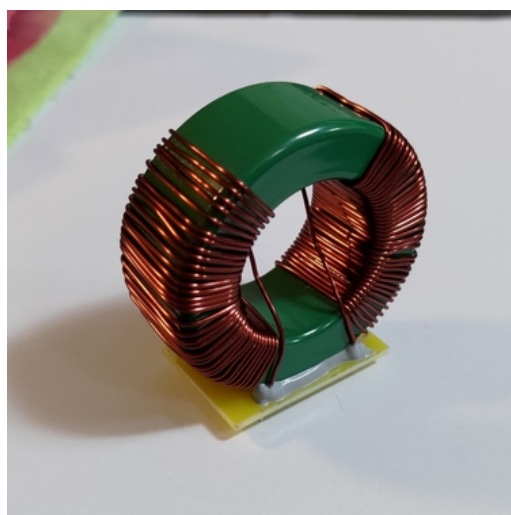
(b) Indutor #2.



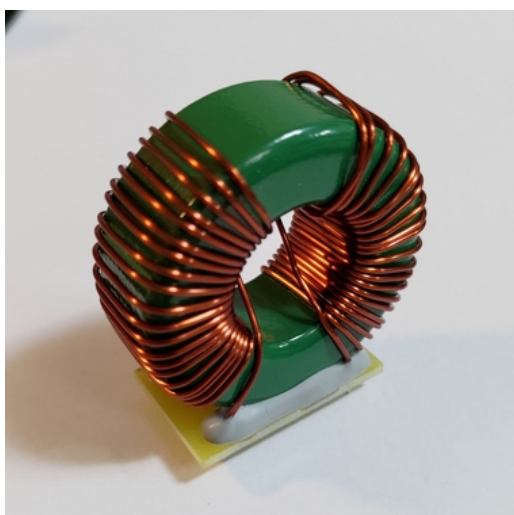
(c) Indutor #3.



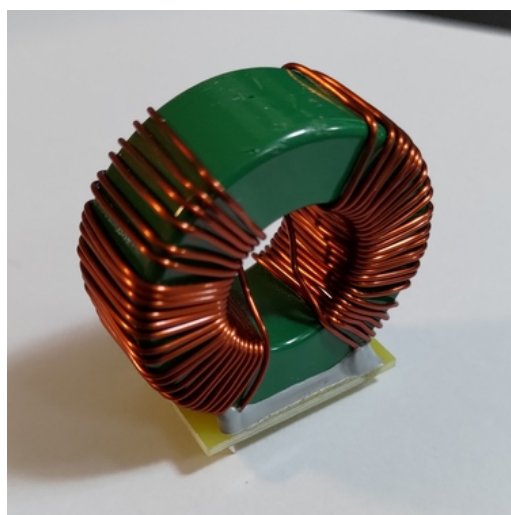
(d) Indutor #4.



(e) Indutor #5.



(f) Indutor #6.



Fonte: Do autor.

seja zero (isso é, $\omega_{CM}|_{Z_{CM}=0}$), encontra-se a frequência de ressonância:

$$w_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_P(w_{res})C_P} - \left(\frac{R_{nu}(w_{res}) + R_{ac_enrol}(w_{res})}{L_P(w_{res})}\right)^2} \quad (87)$$

Manipulando algebricamente a Equação (87), encontra-se a capacitância em paralelo do circuito (88)

$$C_P = \frac{L_P(w_{res})}{w_{res}^2 L_P(w_{res})^2 + (R_{nu}(w_{res}) + R_{ac_enrol}(w_{res}))^2}. \quad (88)$$

Caso ω_{res} seja alta o suficiente para que a parcela real da permeabilidade imaginária do núcleo μ' não seja igual ao seu valor de baixa frequência, esta variação deve ser considerada em L_P . Alternativamente, a $C_{enrolamento}$, por não apresentar fortes dependências com a frequência, também pode ser medida a partir de $C_P = 1/(X_m \cdot \omega)$ nas frequências altas o suficiente para a indutância própria do magnético ser desprezível, desde que a capacitância magnetizada do núcleo seja desprezível. Encontrar a capacitância em paralelo a partir da Equação (88) apresenta seus desafios práticos. Analisadores de impedância costumam apresentar baixa precisão nas frequências próximas à ressonância do componente medido. Assim, as medições de $R_{nu}(w_{res}) + R_{ac_enrol}(w_{res})$ e de $L_P(w_{res})$ tendem a ser de baixa qualidade, produzindo medições de capacitância não confiáveis. Muitos autores calculam a capacitância em paralelo do indutor de modo comum a partir da Equação (89) utilizando a indutância de baixas frequências [8], [9], [45], [51], expressão que traz resultados facilmente calculados a partir de resultados experimentais, mas que ignora a influência da resistência e da variação da indutância com a frequência.

$$C_P = \frac{1}{\omega_{res}^2 \cdot L_P(\omega \rightarrow 0)} \quad (89)$$

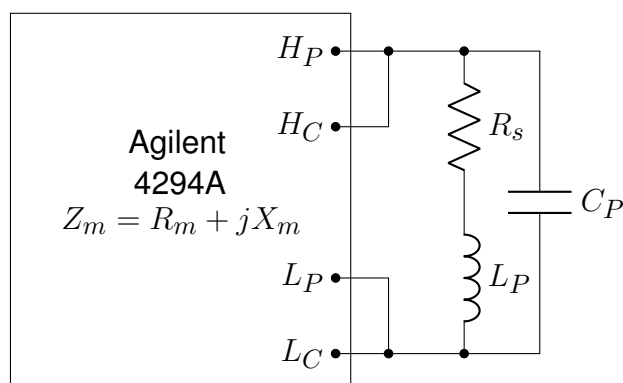
Por fim, a resistência série composta pela soma das resistências do núcleo e do enrolamento $R_s = R_{nu} + R_{ac_enrol}/2$, pode ser encontrada a partir da parte real R_m vinda da medição Z_m , corrigida para os efeitos da capacitância em paralelo através da Expressão (90) [45].

$$R_s = \frac{1 - \sqrt{2L_P R_m C_P^2 \omega^3 - 2R_m C_P \omega + 1} \cdot \sqrt{-2L_P R_m C_P^2 \omega^3 + 2R_m C_P \omega + 1}}{2C_P^2 \omega^2 R_m} \quad (90)$$

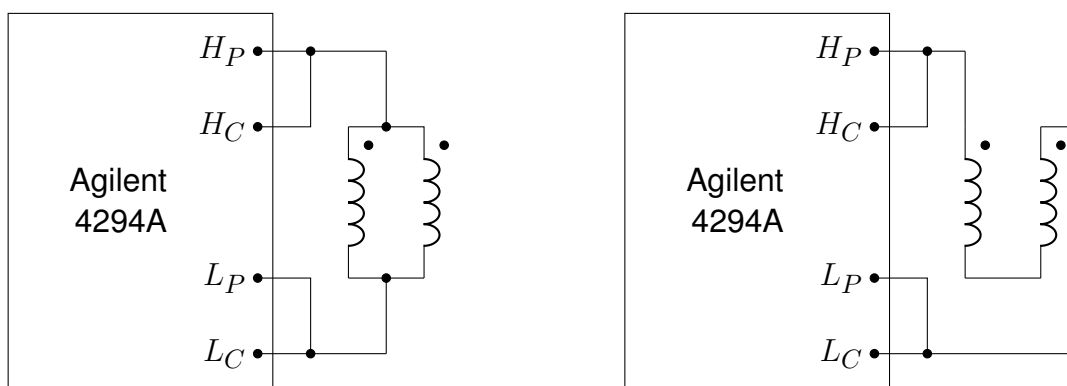
Os indutores 5 e 6 foram medidos de duas maneiras, uma para obter sua impedância de modo comum (Figura 48b) e outra para obter sua impedância de modo diferencial (Figura 48c), utilizando um analisador de impedância Agilent 4294A. Já os indutores de 1 a 4 foram medidos apenas para encontrar sua impedância de modo comum.

Figura 48 – Medições de impedância dos indutores.

(a) Modelo fornecido pelo analisador de impedâncias.



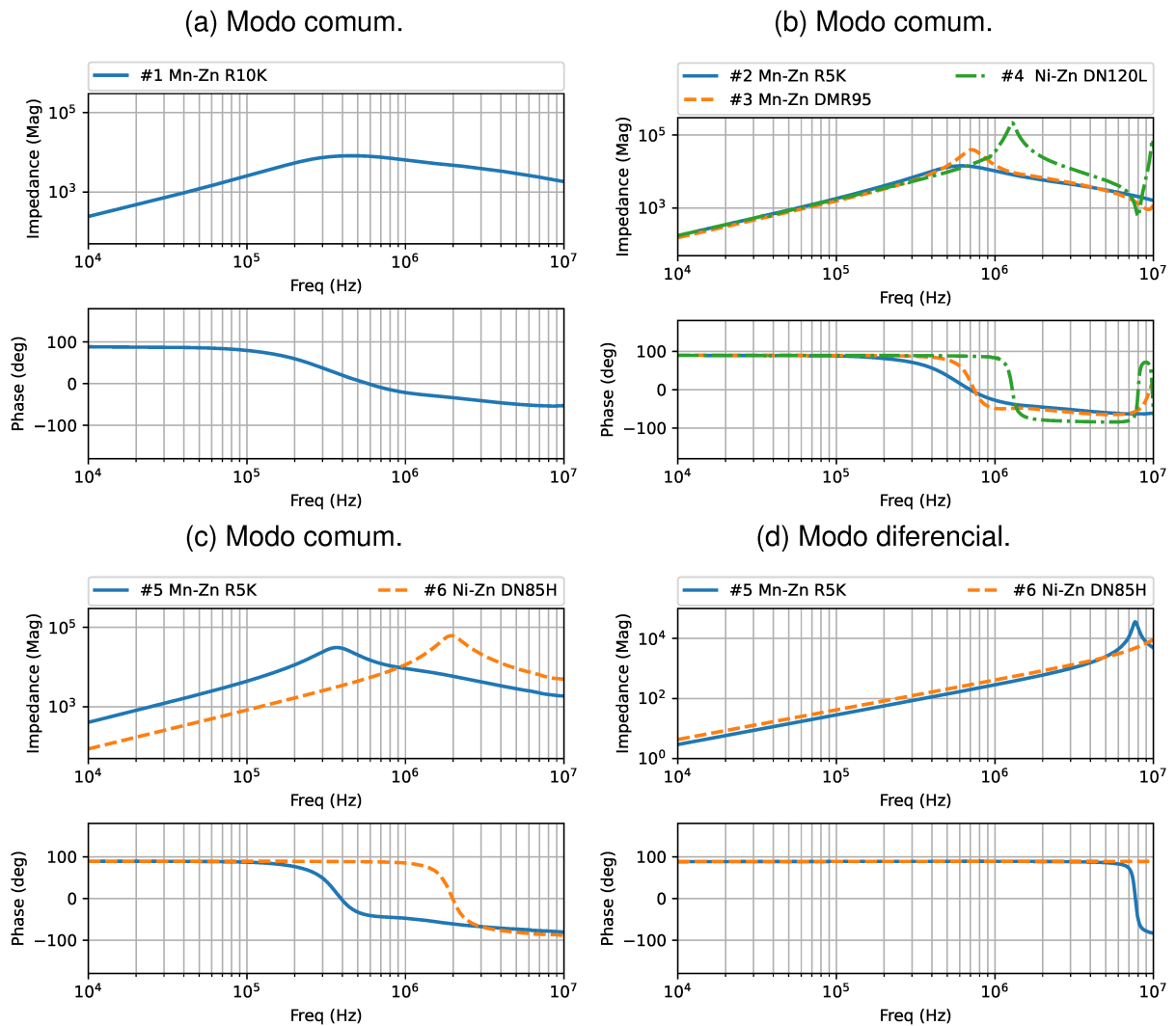
(b) Medição da impedância de modo comum. (c) Medição da impedância de modo diferencial.



Fonte: Do autor.

Os resultados experimentais são apresentados na Figura 49. Observando a medição do indutor #1 (Figura 49a) pode-se observar que a transição entre comportamento indutivo e capacitivo é amortecida, não sendo possível observar um pico de ressonância. Este amortecimento acontece devido à resistência série do magnético ser dominante nesta região. Assim, seu pico de impedância acontece em $f = 461$ kHz, enquanto sua ressonância acontece em $f_{res} = 576$ kHz. Efeito semelhante, mas não tão severo, pode ser visto para o indutor #2, na Figura 49b. Nesta figura, indutor com comportamento indutivo até as frequências mais altas é o indutor #4, de Ni-Zn, sendo este o comportamento esperado, uma vez que Ni-Zn tipicamente mantém sua permeabilidade real constante até frequências maiores do que núcleos de Mn-Zn. Assim, este material é capaz de manter a indutância constante e manter a reatância crescendo 20 dB/década até frequências mais altas. A segunda ressonância apresentada por volta de 10 MHz pelos indutores #3 e #4 pode ser descartada como erro de medição, uma vez que não foi consistente entre medições. Na Figura 49c é possível observar algo semelhante, com o indutor de Ni-Zn #6 apresentando ressonância própria em torno de 2 MHz, enquanto o indutor de Mn-Zn #5 apresentou ressonância própria próximo de 400 kHz. Como ambos os núcleos possuem a mesma dimensão, a Equação (49)

Figura 49 – Resultados das medições de impedâncias.



Fonte: Do autor.

(repetida aqui como Equação (91)) indica que ambos possuem a mesma capacitância de enrolamento. Em conjunto, como o indutor #6 possui indutância própria menor que o #5, a Equação (89) diz que a ressonância própria do indutor #6 deverá acontecer em frequências maiores que a ressonância própria do indutor #5, concordando com os resultados experimentais.

$$C_{enrol} = 1,366C_{tt} \quad (91)$$

A medição da impedância de modo diferencial apresentada na Figura 49d apresenta indutâncias de dispersão L_{σ} menores do que as indutâncias próprias L_P vistas nas medições de modo comum. Em conjunto, a Figura 44 mostra que a capacitância em paralelo observada pela impedância equivalente no modo diferencial é a metade da capacitância observada pelo modo comum. Estes fatores todos contribuem para a ressonância própria em frequências mais altas que as vistas nas medições de modo

Tabela 11 – Parâmetros extraídos das medições.

Indutor	L_p (mH)	C_{P1} (pF)	C_{P2} (pF)	f_{res} (kHz)	L_σ (μ H)	f_{res_σ} (kHz)
1	3,87	15,97	19,73	575	-	-
2	2,83	13,65	18,58	694	-	-
3	2,48	15,41	19,34	735	-	-
4	2,83	4,61	5,41	1286	-	-
5	6,49	21,47	25,40	392	46,6	7640
6	1,39	4,77	4,65	1979	68,6	-

Fonte: Do autor.

comum. Um sumário de algumas grandezas importantes extraídas das medições da Figura 49 é apresentado na Tabela 11, onde C_{P1} é resultante da Equação (88) (utilizando valores teóricos para a resistência CA e corrigindo a indutância experimental de baixa frequência com base na curva de permeabilidade real disponível na folha de dados do material) e C_{P2} é resultante da Equação (89).

4.3 COMPARAÇÃO COM OS MODELOS PROPOSTOS

Nesta seção iremos implementar os modelos teóricos apresentados no Capítulo 3 e compará-los com os resultados experimentais. Durante a implementação do modelo teórico, é de importância conhecer os dados dos materiais magnéticos e dos núcleos implementados. Nas medições experimentais foram utilizados indutores de cinco materiais diferentes. Três ferrites de Mn-Zn: R5K [62], R10K [63], DMR95 [64]; e duas ferrites de Ni-Zn, DN120L e DN85H [65], fabricados pela DMEGC. Estes materiais são apresentados na Figura 50.

É possível observar que, de maneira geral, os materiais de Ni-Zn apresentam permeabilidades reais μ' de baixas frequências menores, mas que se mantém constantes até frequências maiores. O mesmo é válido para a permeabilidade imaginária μ'' , porém não é necessariamente válido para a resistência do núcleo R_{nu} , uma vez que esta resistência é proporcional à multiplicação de $\mu'' \cdot \omega$. Assim os materiais de Ni-Zn podem apresentar um valor máximo de resistência equivalente do núcleo tão alto quando os de Mn-Zn, mas em frequências superiores.

Observando estas características, cria-se expectativas de que os indutores construídos com Ni-Zn apresentem comportamento indutivo até frequências superiores do que os indutores construídos com Mn-Zn. Apesar de núcleos de Ni-Zn necessitarem de uma quantidade maior de espiras para atingirem a mesma indutância, observando a Equação (49) nota-se que o aumento de espiras pode resultar em uma capacitância de enrolamento semelhante, para núcleos de mesma geometria (Com C_{tt} próximos). Em conjunto, os núcleos de Ni-Zn apresentam resistências do núcleo em frequências maiores. Desta maneira, sua impedância equivalente poderá ser resistiva nestas

frequências maiores.

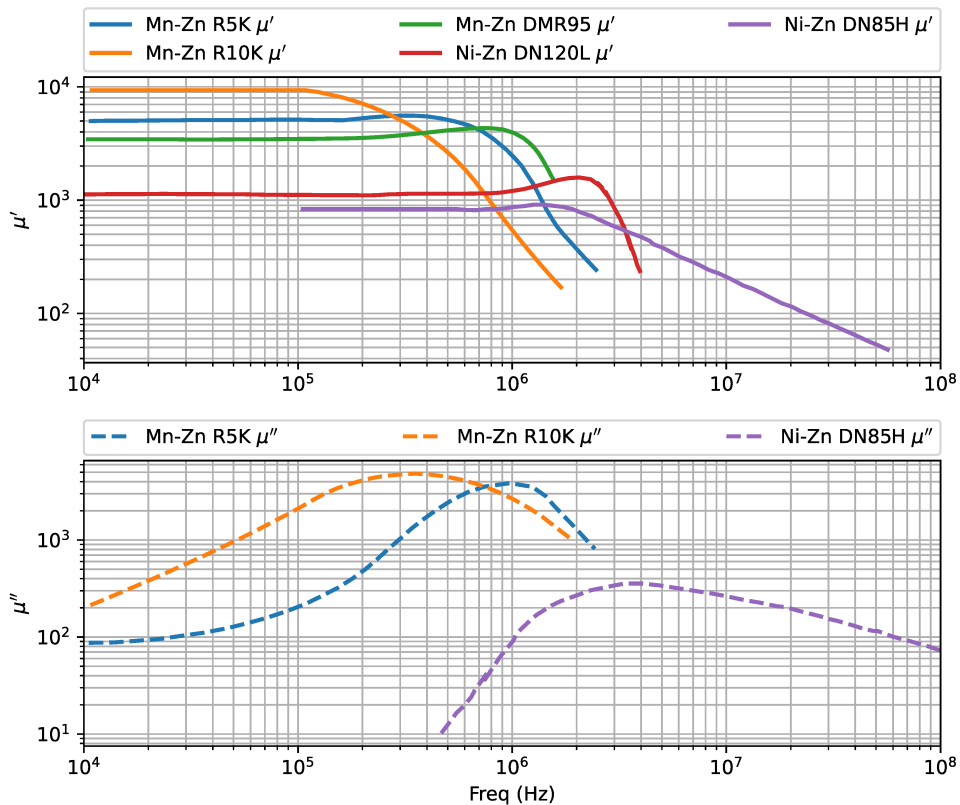
4.3.1 Indutância Própria

A indutância própria L_P dos indutores é calculada a partir da Equação (21) (repetida aqui como Equação (92)). Utilizando das curvas de permeabilidade real μ' apresentados na Figura 50 e da geometria apresentada na Tabela 10, encontram-se os valores teóricos de indutância própria apresentados na Figura 51.

$$L_{CM}(f,T,I_{DM}) = \lim_{f_0 \rightarrow 0} A_L N^2 \frac{\mu'(f,T,I_{DM})}{\mu'(f_0,T_0,I_{DM} = 0)} \quad (92)$$

Ao comparar os valores teóricos com os valores medidos para as indutâncias de baixas frequências e calcular o erro $E = (L_{Pteorico} - L_{Pexp})/L_{Pexp}$, encontram-se os valores apresentados na Tabela 12. Os indutores número 3 e 4 apresentaram altos erros para a indutância própria, de 17% e de 24%. Estes erros podem ser justificados por uma combinação de diferentes fatores. Ambos os materiais possuem tolerância de 25% de erro em sua permeabilidade real. Em conjunto, as folhas de dados dos materiais não especificam qual foi a indução magnética utilizada durante a caracterização do material, podendo trazer variações no resultado. Um indício disto é que o cálculo

Figura 50 – Permeabilidade Complexa dos materiais utilizados.



Fonte: Folhas de dados dos materiais [62]–[65].

Tabela 12 – Erro entre as indutâncias próprias de baixas frequências teóricas e experimentais.

Indutor	$L_{Pteorico}$ (mH)	L_{Pexp} (mH)	Erro (%)
1	4,077	3,87	5,40
2	2,789	2,83	-1,41
3	2,905	2,48	17,17
4	3,507	2,83	23,84
5	6,173	6,49	-4,89
6	1,447	1,39	4,00

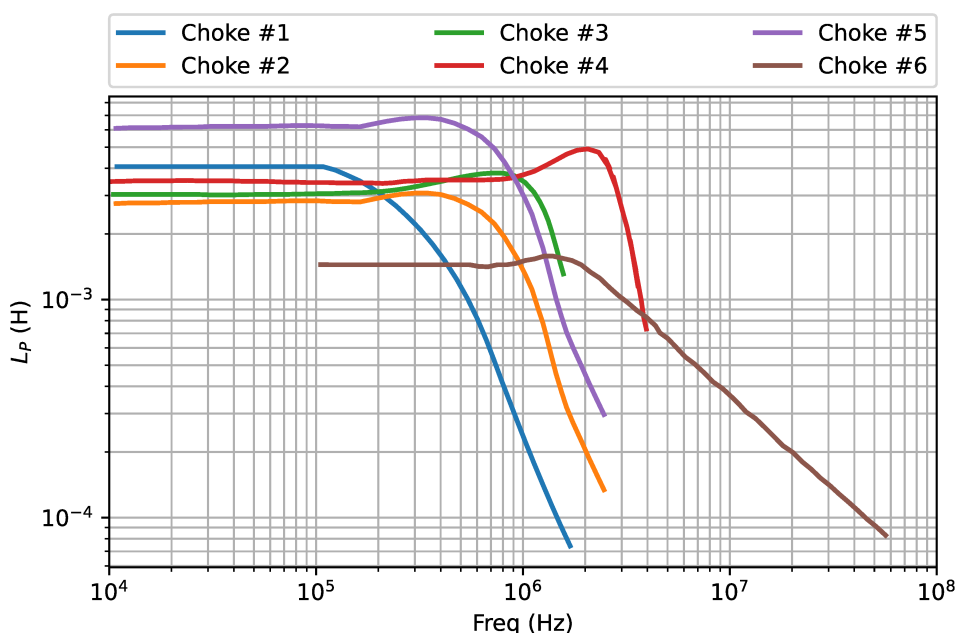
Fonte: Do autor.

de A_L através da Equação (16) resulta em um valor distinto do A_L fornecido pelo fabricante nas folhas de dados dos núcleos. Este A_L fornecido pelo fabricante apresenta resultados próximos dos resultados experimentais. Os outros núcleos apresentaram erros menores, próximos de 5%.

4.3.2 Indutância de Dispersão

Outro parâmetro que pode ser extraído das medições experimentais é a indutância de dispersão L_σ , apresentada na Seção 3.2. Ao aplicar a Equação (26) e comparar com as medições realizadas à maneira da Figura 48c, encontram-se os dados apresentados na Tabela 13.

Os valores obtidos analiticamente para L_σ apresentam erro de 23,4% para o indutor 5 e de 12,3% para o indutor 6. Algumas considerações podem ser feitas para

Figura 51 – Indutância própria L_P teórica.

Fonte: Do autor.

Tabela 13 – Erro entre as indutâncias de dispersão teóricas e experimentais.

Indutor	$L_{\sigma teorico}$ (μH)	$L_{\sigma exp}$ (μH)	Erro (%)
1	31,5	-	-
2	35,4	-	-
3	76,4	-	-
4	200,1	-	-
5	57,6	46,6	23,4%
6	77,1	68,6	12,3%

Fonte: Do autor.

encontrar a causa do erro. Em seu artigo [13], Nave afirma que a formulação por ele desenvolvida não considera a variação no acoplamento do campo magnético devido ao ângulo de cobertura dos enrolamentos. Quanto mais próximos um enrolamento estiver do outro, melhor será o acoplamento e, portanto, menor a indutância de dispersão. Como resultado, a formulação de Nave tende a superestimar a indutância de dispersão para ângulos de cobertura maiores que 90° . Os ângulos de cobertura dos enrolamentos dos indutores 5 e 6 estão próximos de 110° , então é de esperar que o valor teórico seja acima do valor verdadeiro.

4.3.3 Capacitância Paralelo

A capacitância em paralelo é comparável à associação das capacitâncias do enrolamento e magnetizada. Para calcular estas capacitâncias considerou-se que o esmalte do fio utilizado no enrolamento possui uma espessura de $27.5 \mu\text{m}$. Os núcleos, por sua vez, possuem uma camada de tinta de 0.1mm . Para a permissividade elétrica ϵ_r , considerou-se o valor típico de $\epsilon_r(1 \text{ MHz}) = 10^5$ para Mn-Zn e $\epsilon_r(1 \text{ MHz}) = 25$ para Ni-Zn. Deve-se destacar que estes valores típicos são para 1 MHz e podem variar em outras frequências. Com estes valores, calculou-se a capacitância do enrolamento a partir das Equações (53) e (54), resolvendo o sistema da Figura 37 para encontrar a capacitância total do enrolamento. Já para a capacitância magnetizada C_{mag} , utilizou-se a Equação (70). Estes resultados e suas comparações com os valores experimentais são apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 – Erro entre as capacitâncias teóricas e experimentais.

Indutor	C_{enrol} (pF)	C_{mag} (pF)	$C_{Pteorico}$ (pF)	C_{P1} (pF)	C_{P2} (pF)	E_{CP1} (%)	E_{CP2} (%)
1	4,73	10,07	19,54	15,97	19,73	22,35%	-0,96%
2	4,57	9,20	18,33	13,65	18,58	34,27%	-1,35%
3	4,82	6,91	16,55	15,41	19,34	7,40%	-14,4%
4	7,40	0,00114	14,81	4,61	5,41	221%	174%
5	6,90	9,41	23,21	21,47	25,40	8,10%	-8,62%
6	6,55	0,00166	13,01	4,77	4,65	173%	180%

Fonte: Do autor.

Diversas observações interessantes podem ser feitas destes resultados. Nos núcleos de Mn-Zn a capacitância magnetizada mostrou-se diversas ordens de grandeza maior do que nos núcleos de Ni-Zn. Este resultado é esperado a partir dos valores típicos de permissividade elétrica dos materiais e pode auxiliar a justificar como os núcleos de Ni-Zn apresentam capacitâncias menores, apesar dos indutores 5 e 6 terem enrolamentos semelhantes.

Por causa da capacitância magnetizada ínfima, a capacitância paralelo teórica dos núcleos de Ni-Zn se forma apenas pela capacitância equivalente dos enrolamentos. Apesar disto, a capacitância calculada apresenta erros altos, chegando a 221% no pior dos casos. Ao observarmos o modelo de capacitância do enrolamento da Figura 37 é possível notar que este modelo considera o núcleo como um condutor ideal, formando um único nó. Em contrapartida, os materiais de Ni-Zn DN120L e DN85H apresentam resistividade $>10^5 \Omega \cdot m$ [65], assim um modelo de enrolamento considerando o núcleo como condutor ideal pode não ser adequado para este material. Ao considerarmos que um núcleo não condutor pode representar melhor a capacitância do enrolamento para um magnético de Ni-Zn e calcularmos a capacitância do enrolamento através da Equação (51), encontramos a capacitância paralelo $C_P = 0,354 \text{ pF}$ para o indutor 4 e $C_P = 0,507 \text{ pF}$ para o indutor 6, estando estes valores uma ordem de grandeza abaixo dos valores obtidos experimentalmente e também não representando de maneira adequada a capacitância dos indutores de Ni-Zn. Assim, torna-se necessário maiores estudos para poder obter analiticamente a capacitância paralelo destes indutores.

Focando apenas nos indutores número 1, 2, 3 e 5, construídos de Mn-Zn, observa-se que os as capacitâncias experimentais se aproximam dos resultados obtidos através da Equação (89). Uma maneira de justificar este resultado é a partir do uso de valores teóricos de resistividade e indutância própria de alta frequência no cálculo da capacitância, utilizando informações das folhas de dados dos materiais, para compensar a baixa precisão de analisadores de impedância em medições realizadas na frequência de ressonância, como apresentado no Anexo A. Estes valores podem divergir dos valores obtidos devido ao uso de induções magnéticas e temperaturas a níveis diferentes entre a folha de dados do fabricante e os experimentais.

4.3.4 Resistência CA

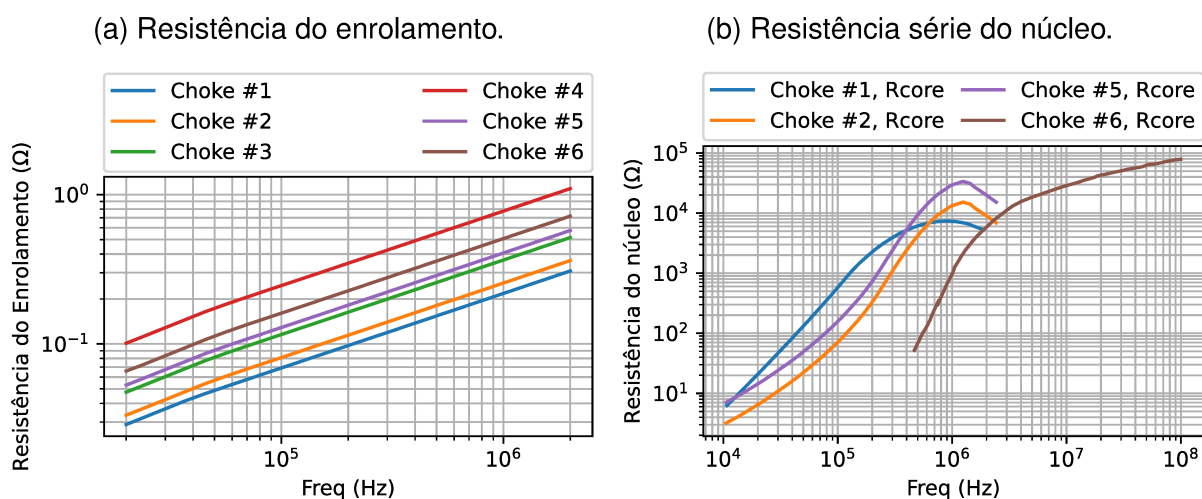
A resistência CA de um indutor é formado pela combinação entre a resistência CA do enrolamento e a resistência série equivalente do núcleo. Calculando a resistência CA dos enrolamentos através da Equação (78) e a resistência série equivalente do núcleo através da Equação (31), encontram-se, respectivamente, os os gráficos das Figuras 52a e 52b.

Para a resistência do enrolamento, encontram-se retas paralelas, com os efeitos de alta frequência apresentando comportamentos semelhantes em em todos os

enrolamentos. As resistências CC dos enrolamentos são próximas do esperado, com enrolamentos de mais espiras tendo resistência CC maiores. Apesarem de serem a maior fonte de aquecimento em um indutor, estas resistências do enrolamento são diversas ordens de grandeza menores que as resistências do núcleo. Assim, a resistência equivalente de altas frequências é dominada pela resistência série equivalente do núcleo. É possível notar que a resistência do núcleo de maior valor é vista no indutor #6, apesar de ser construído com o material com a menor permeabilidade imaginária μ'' . Devido às frequências maiores, o resultado da multiplicação $f \cdot \mu''$ é maior, resultando na resistência do núcleo também maior. Comparando estes resultados com as medições experimentais, encontra-se a Figura 53.

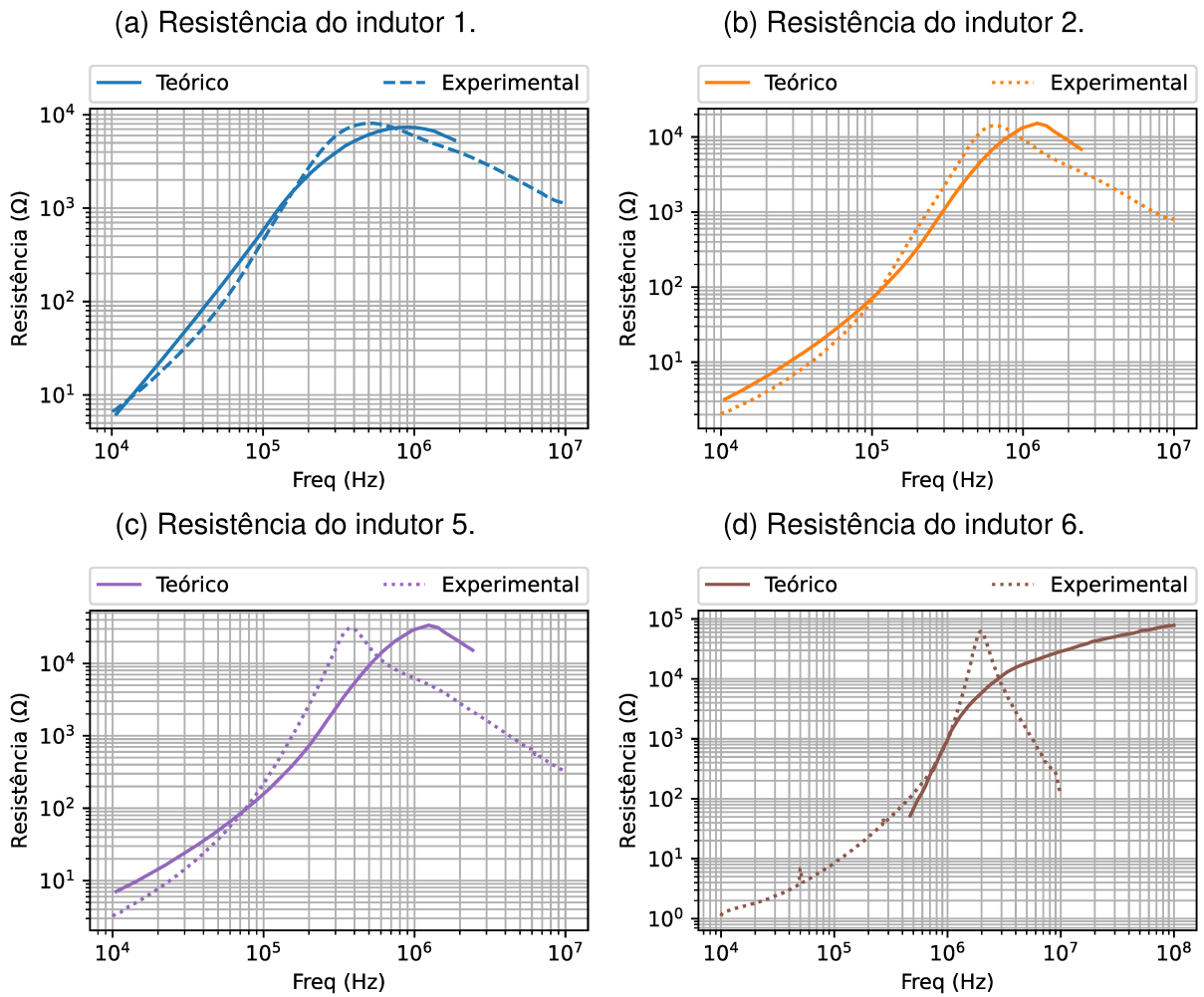
Para todos os indutores, a amplitude da resistência CA experimental é aproximadamente a mesma que prevista teoricamente, porém com seus picos acontecendo em frequências distintas. Os indutores 2 e 5 apresentaram comportamentos diferentes entre suas resistências do núcleo, com o indutor 2 tendo seu pico de resistência próximo a 600 kHz e o indutor 4 com seu pico de resistência próximo a 400 kHz, apesar de serem feitos do mesmo material. Este comportamento pode ser causado pela diferença de indução magnética entre os dois núcleos durante a medição ou por variações paramétricas de tolerância de produção. Já o indutor 6 apresentou comportamento distinto entre o modelo teórico e o resultado experimental, com pico de resistência próximo a 2 MHz. Por fim, o indutor 1 apresenta seu pico de resistência próximo a 500 kHz. É possível notar que as resistências medidas apresentam seus picos próximos às ressonâncias dos indutores (Figura 49), ao invés de seguir as características das folhas de dados dos materiais. Este comportamento sugere que as medições próximos à ressonância do magnético são medições de baixa qualidade que não mostram corretamente o comportamento da resistência do núcleo.

Figura 52 – Resultados teóricos de resistência AC.



Fonte: Do autor.

Figura 53 – Resultados experimentais de resistência AC.



Fonte: Do autor.

4.3.5 Impedância

Com todas facetas implementadas, é possível calcular a impedância equivalente do indutor de modo comum, de acordo com o modelo apresentado na Figura 44. Para o modo comum, esta impedância será:

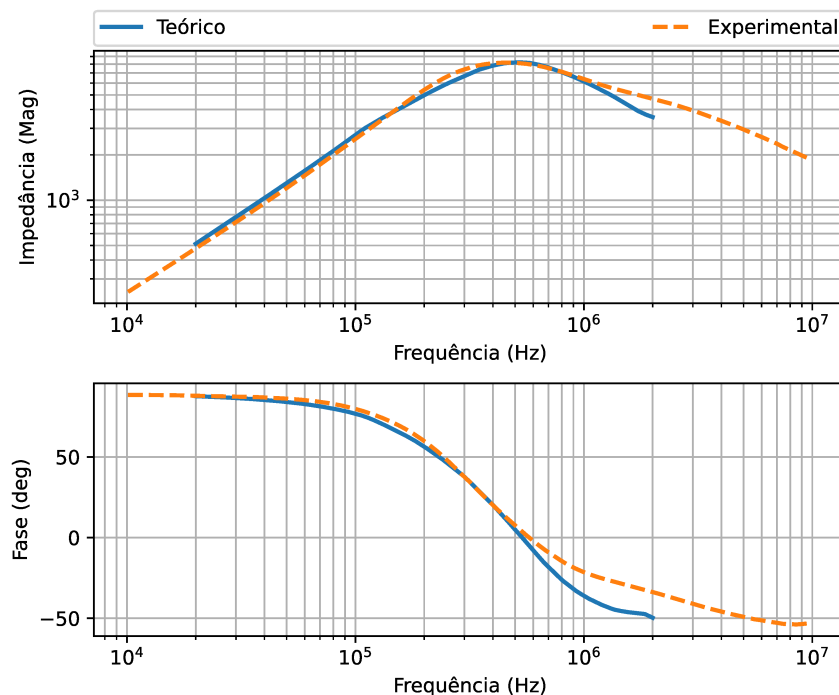
$$Z_{CML} = R_{nu}(f) + \frac{R_{ac_enrol}(f)}{2} + j\omega L_{CM}(f) \quad (93)$$

$$Z_{CMC} = \frac{-j}{\omega(2C_{enrolamento} + C_{magnetizada})} \quad (94)$$

$$Z_{CM} = Z_{CML} // Z_{CMC} \quad (95)$$

Para o modo diferencial, a impedância será:

Figura 54 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedâncias de modo comum do indutor 1.



Fonte: Do autor.

$$Z_{DML} = R_{ac_enrol}(f) + j\omega L_{\sigma} \quad (96)$$

$$Z_{DMC} = \frac{-j}{\omega(C_{enrolamento} + C_{magnetizada})} \quad (97)$$

$$Z_{DM} = Z_{DML} // Z_{DMC} \quad (98)$$

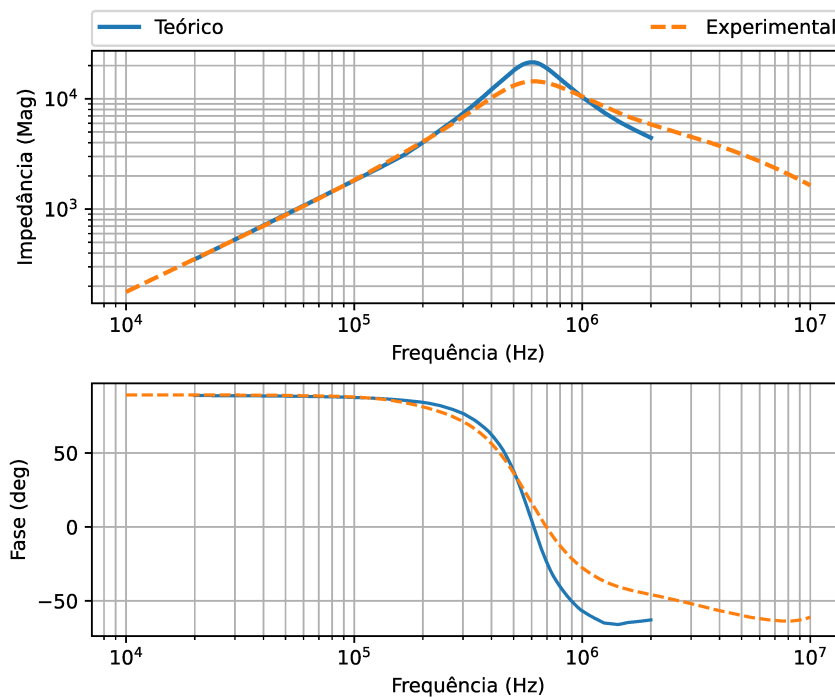
Os resultados destas equações, em conjunto com as medições teóricas, são apresentado nas Figuras 54 55, 56, 57, 58 e 59. Já os erros entre as frequências de ressonância vistas, calculadas através das Equações (99) e (100), são apresentados na Tabela 15.

$$Erro = \frac{f_{res_teorico} - f_{res_exp}}{f_{res_exp}} \quad (99)$$

$$Erro_{log} = \log_{10} \left(\frac{f_{res_teorico}}{f_{res_exp}} \right) \quad (100)$$

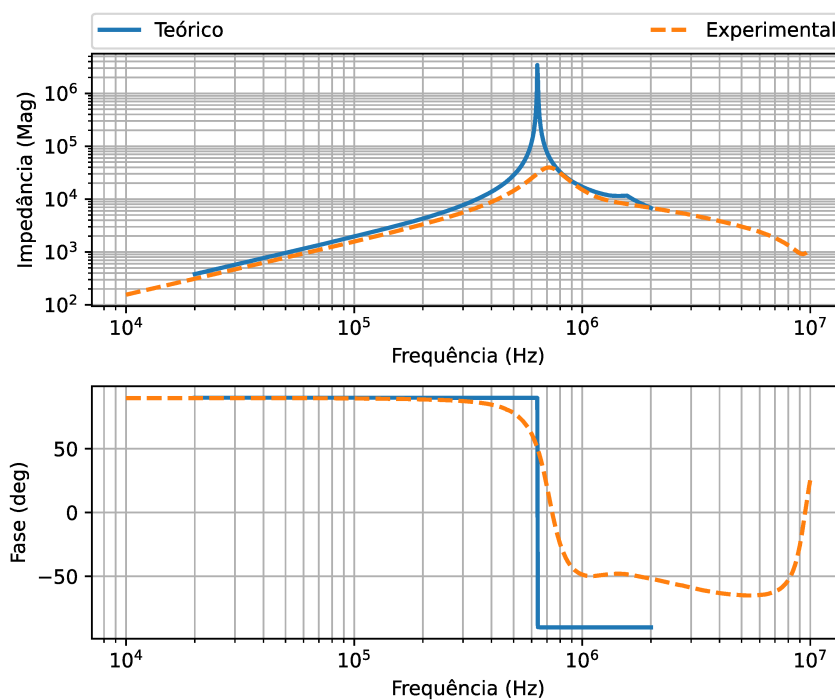
Para o Indutor 1, nota-se que a troca de comportamento indutivo para capacitivo experimental é mais amortecida que previsto teoricamente. O mesmo pode ser dito para o Indutor 2. Isto indica que a resistência série equivalente do núcleo é maior do que o previsto experimentalmente, sendo este efeito mais intenso no indutor 2. A diferença entre a frequência de ressonância própria experimental e a prevista teoricamente pode ser devido a possíveis diferenças entre a impedância complexa real do

Figura 55 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedâncias de modo comum do indutor 2.



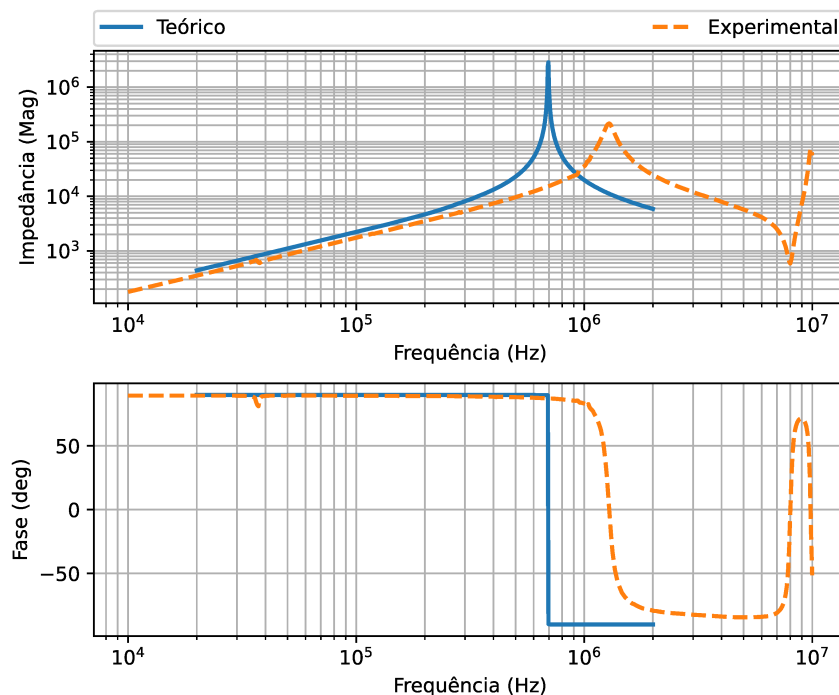
Fonte: Do autor.

Figura 56 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedâncias de modo comum do indutor 3.



Fonte: Do autor.

Figura 57 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para a impedâncias de modo comum do indutor 4.



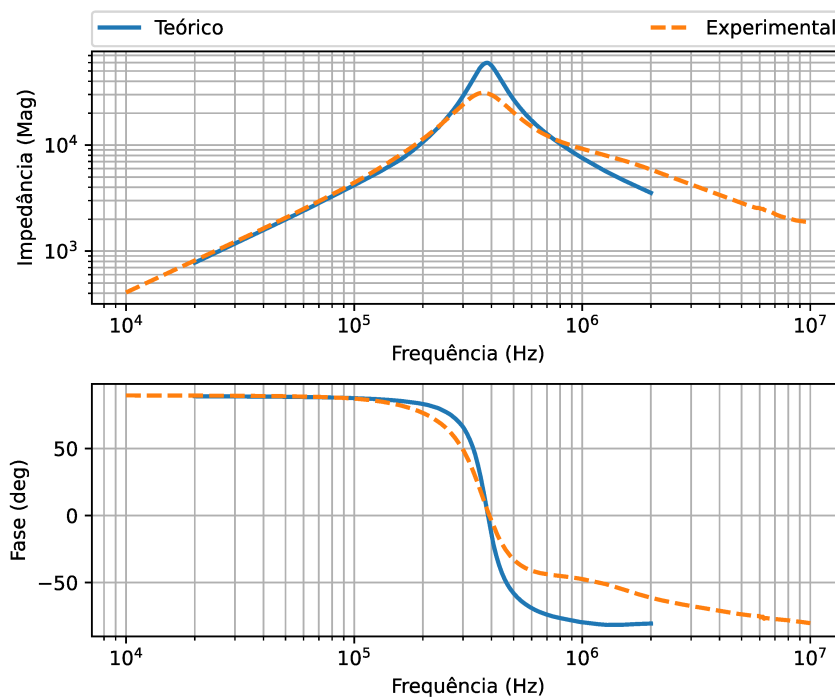
Fonte: Do autor.

núcleo e a divulgada na folha de dados do material. Já o indutor três encontra teoricamente um pico de impedância duas décadas maior que o experimental, com uma transição abrupta entre comportamento indutivo e capacitivo. Isto se deve à ausência dos dados de resistência do núcleos do material, não divulgados na folha de dados e então ignorados nesta modelagem. Como pode-se perceber, a resistência do núcleo dita o amortecimento da ressonância, sendo necessária para a correta modelagem da ressonância. O indutor 4 apresenta a mesma ressonância não amortecida que o indutor 3, pela mesma razão. A folha de dados deste material também não apresenta a permeabilidade imaginária. Em conjunto, por ser de Ni-Zn, a capacitância paralelo prevista é maior que a capacitância real, causando uma ressonância em frequências menores que a real, com erro de -46%. O indutor 5 apresentou o menor erro, de -1,53%. Por fim, o indutor 6, de Ni-Zn apresenta um erro alto, de -43,83%, semelhante ao Indutor 4, mas com amortecimento relevante, uma vez que este material possui seus dados de permeabilidade imaginária.

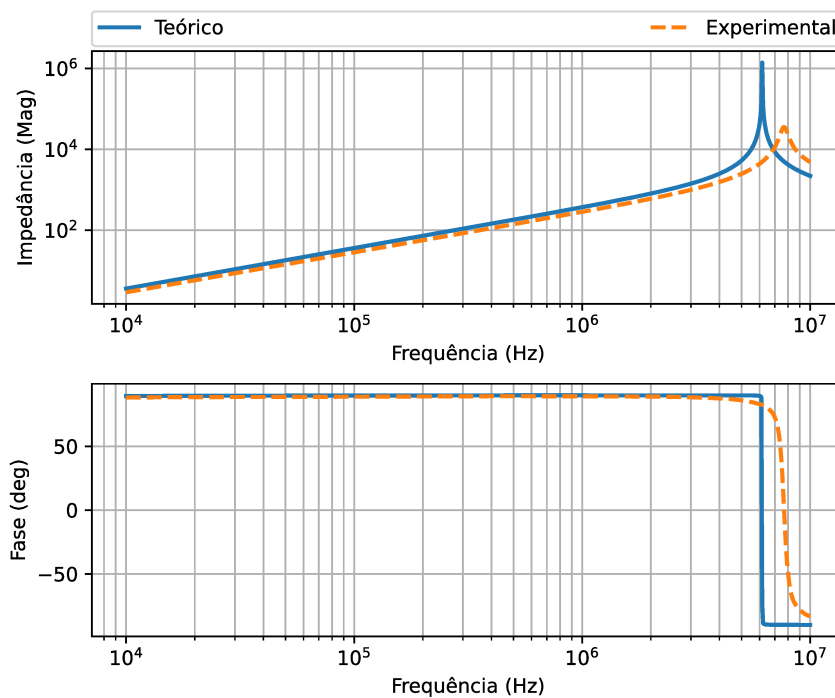
Já para a indutância de modo diferencial, encontram-se comportamentos semelhantes entre os resultados experimentais e previstos teoricamente, com ressonância em altas frequências. Estes resultados evidenciam a necessidade de dados de qualidade que caracterizem os materiais magnéticos para a correta predição teórica do comportamento de alta frequências de um indutor. Características essenciais, como as permeabilidades real e imaginária de altas frequências são necessárias, em con-

Figura 58 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para o indutor 5.

(a) Impedância de modo comum.



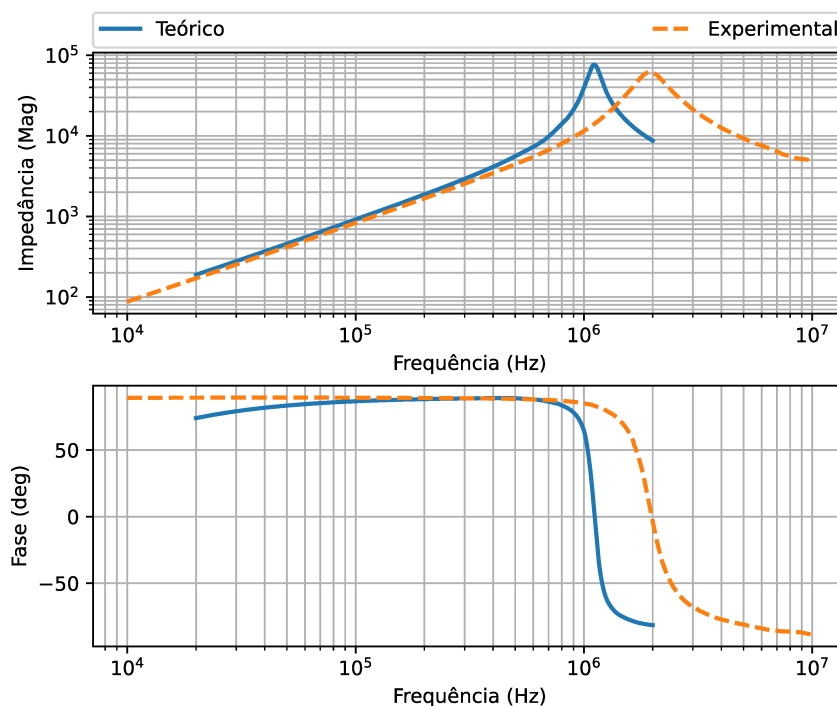
(b) Impedância de modo diferencial.



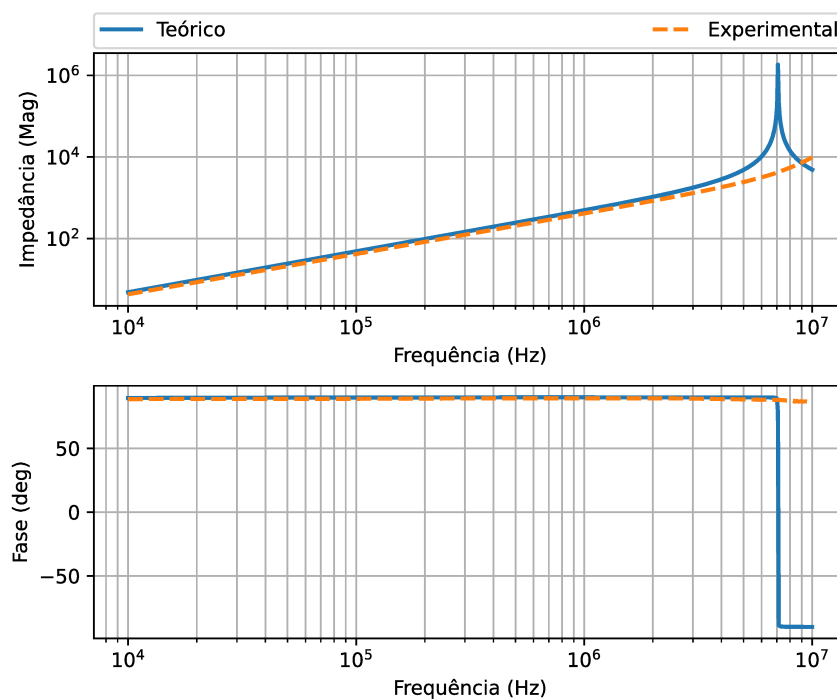
Fonte: Do autor.

Figura 59 – Justaposição entre resultados teóricos e experimentais para o indutor 6

(a) Impedância de modo comum.



(b) Impedância de modo diferencial.



Fonte: Do autor.

Tabela 15 – Erro entre as frequências de ressonância teóricas e experimentais.

Indutor	$f_{res_teorico}$ (kHz)	f_{res_exp} (kHz)	Erro (%)	Erro _{log} (%)
1	536,6	576,0	-6,85	-3,1
2	616,0	696,0	-12,07	-5,3
3	637,0	738,2	-13,70	-6,4
4	694,6	1285,5	-45,49	-26,7
5	385,6	391,6	-1,53	-0,6
6	1112,9	1981,2	-43,83	-25,0

Fonte: Do autor.

junto com o nível da indução magnética utilizado na produção dos ábacos e como a variação da indução influencia nestas grandezas. Outra observação de interesse vem a partir da capacitância equivalente paralelo. Parte relevante desta capacitância é a capacitância magnetizada, sem a qual os erros seriam maiores. Assim, é possível dizer que a capacitância magnetizada constitui parte relevante da modelagem, não podendo ser negligenciada. A resistência do enrolamento, apesar de ser uma grandeza de menor valor que a resistência série equivalente do núcleo e não influenciar a impedância de altas frequências do magnético de maneira relevante, é a maior fonte de perdas do magnético, sendo um parâmetro importante (apesar de não explorado nesta dissertação).

4.4 COMPARANDO O DESEMPENHO DE DIFERENTES INDUTORES DE MODO COMUM EM FILTROS DE EMI

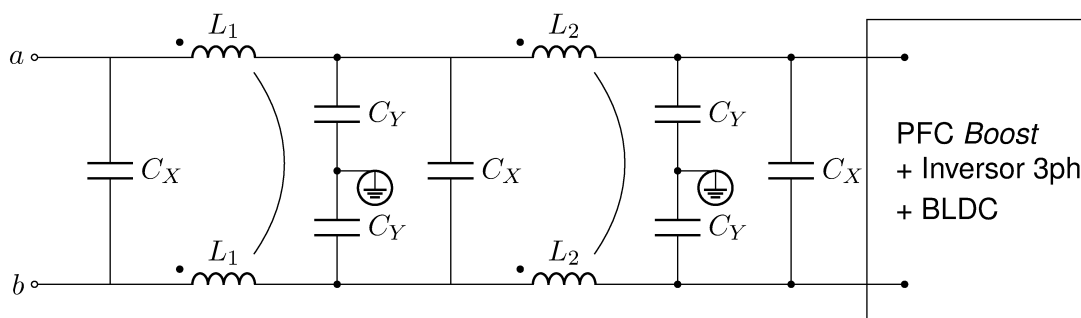
Uma das premissas aceitas durante o estudo de filtros passivos para EMC é a de que magnéticos que mantêm seu comportamento indutivo até frequências mais altas são capazes de construir filtros capazes de atenuar emissões até tais frequências. Em conjunto, resistências equivalentes do núcleo em altas frequências auxiliam na dissipação da energia que poderia ser emitida como ruído, também colaborando com a efetividade dos filtros. Para testar esta premissa, foi construído um inversor cuja emissão conduzida foi testada com diferentes indutores de modo comum.

Este inversor é de 1,800 W, conectado na rede monofásica com PFC ativo *boost* feito com um MOSFET de silício, comutando a 65 kHz. Após o barramento, há um inversor trifásico de IGBTs, alimentando um motor de corrente contínua sem escovas (BLDC), que comuta a 5 kHz. O Filtro de EMI é um filtro de dois estágios, como apresentado na Figura 60 e fica conectado entre o retificador *boost* e a rede de distribuição. Quatro configurações foram testadas, com combinações distintas dos indutores 5 (Mn-Zn) e 6 (Ni-Zn) da Tabela 10, enquanto os capacitores foram mantidos fixos. Estas combinações são apresentadas na Tabela 16.

Para realizar medições de emissões conduzidas e encontrar a atenuação pro-

vida pelo filtro, utilizou-se uma LISN Rohde & Schwarz ENV432 4-Line V-Network e um analisador de espectro Rohde & Schwarz ESPI 3 EMC Receiver. As medições de

Figura 60 – Filtro de dois estágios de modo comum implementado no inversor de 1,800 W.



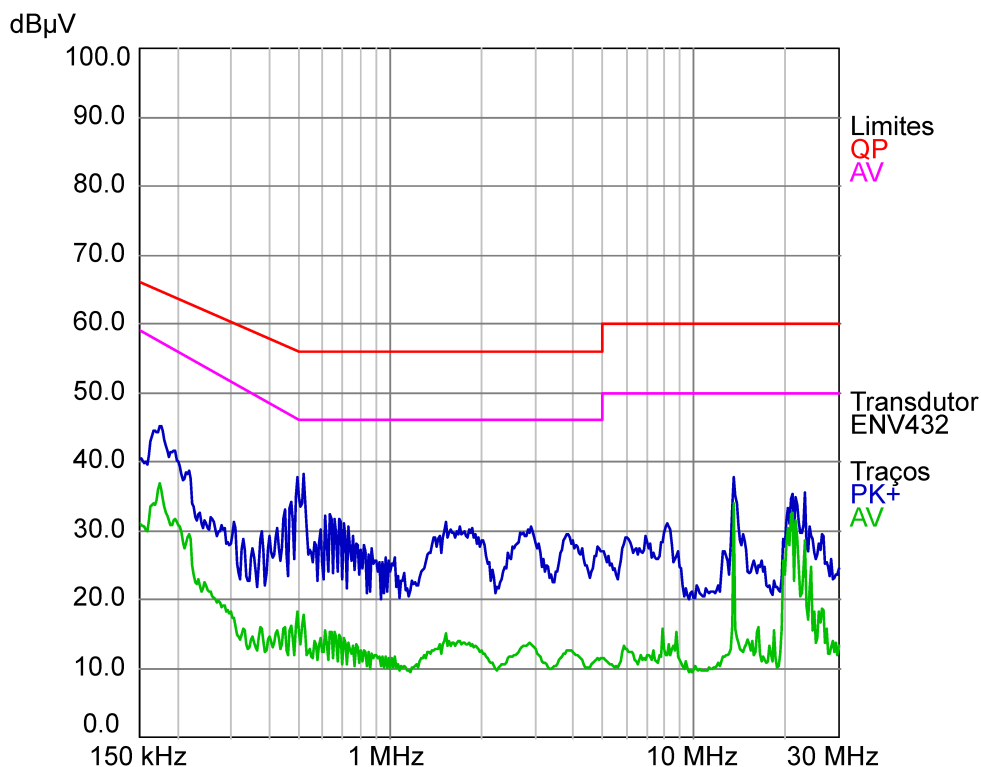
Fonte: Do autor.

Tabela 16 – Configurações medidas.

Configuração	L_1	L_2
1	Indutor 5	Indutor 5
2	Indutor 6	Indutor 6
3	Indutor 6	Indutor 5
4	Indutor 5	Indutor 6

Fonte: Do autor.

Figura 61 – Ruído de fundo.



Fonte: Do autor.

Figura 62 – Emissões conduzidas sem filtro.

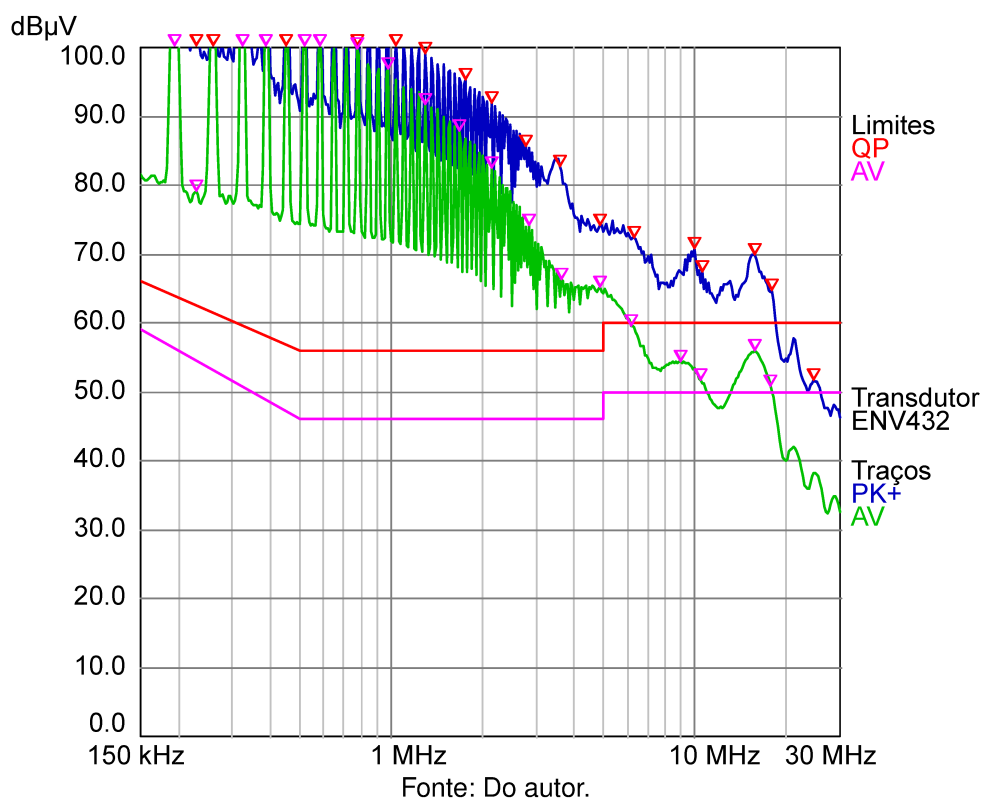


Figura 63 – Emissões conduzidas com filtro configuração 1.

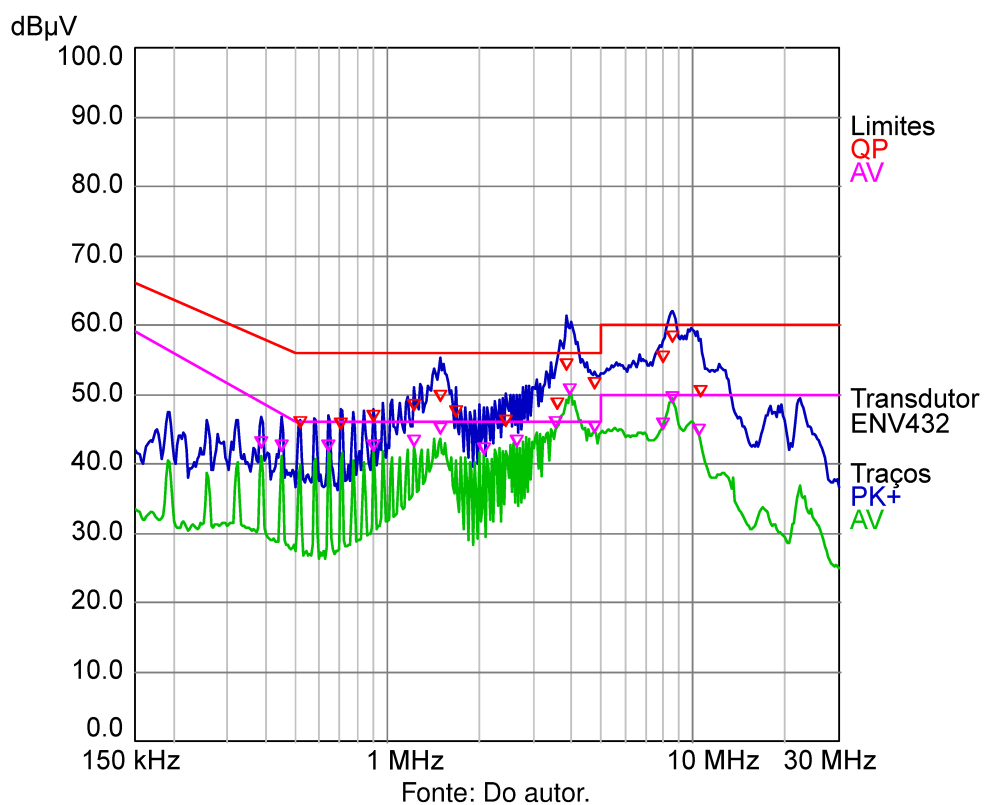


Figura 64 – Emissões conduzidas com filtro configuração 2.

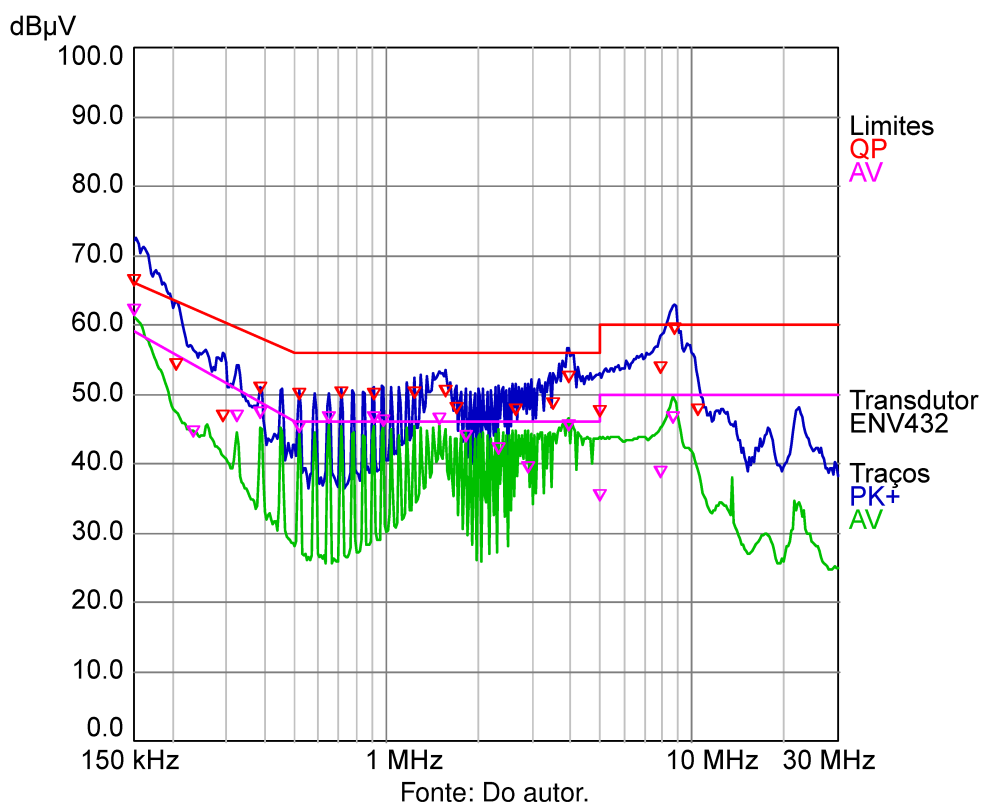
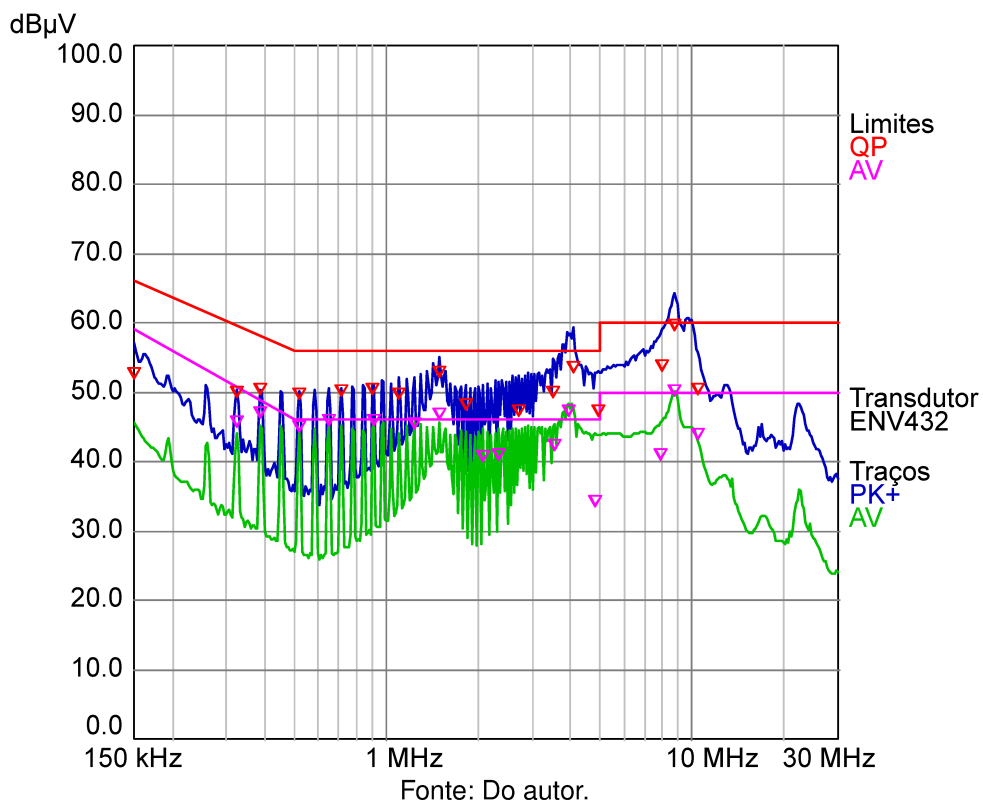


Figura 65 – Emissões conduzidas com filtro configuração 3.



emissões conduzidas foram realizadas de acordo com a CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-2 e a CISPR 14-1. Maiores detalhes sobre medições de emissões conduzidas podem ser vistos em [10].

Os resultados das medições podem ser vistos nas Figuras 61, 62, 63, 64, 65 e 66. Nestas figuras os traços azul e verde representam, respectivamente, as pré medições de emissões de pico e médias. Pré medições são medições de menor qualidade mas maior velocidade feitas previamente à medição final. Os triângulos vermelho e rosa, por sua vez, representam as medições de quase-pico e média, sendo estes os valores a serem comparados com os limites estabelecidos pelas normas. Os traços vermelho e rosa representam os limites aceitáveis de emissões conduzidas estabelecidos por norma, como apresentado na Seção 2.5.5.

Na Figura 61, é apresentado o ruído de fundo, presente no ambiente e captado pelo sistema antes da medição. Nesta medição, toda a configuração de teste é montada, porém o equipamento sob teste está desconectado da rede de energia elétrica. Assim, o equipamento mede apenas o ruído que está no ambiente. Já na Figura 62 pode-se observar as emissões conduzidas do sistema de teste, sem filtro. Nesta configuração todos os indutores do filtro foram substituídos por curto-circuitos e os capacitores por circuitos abertos. As emissões nesta configuração são grandes a ponto de ultrapassar a escala automática de gráficos do equipamento de medição, atingindo $117.51 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ de quase-pico e $110.85 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ de média em 195 kHz , a primeira

Figura 66 – Emissões conduzidas com filtro configuração 4.

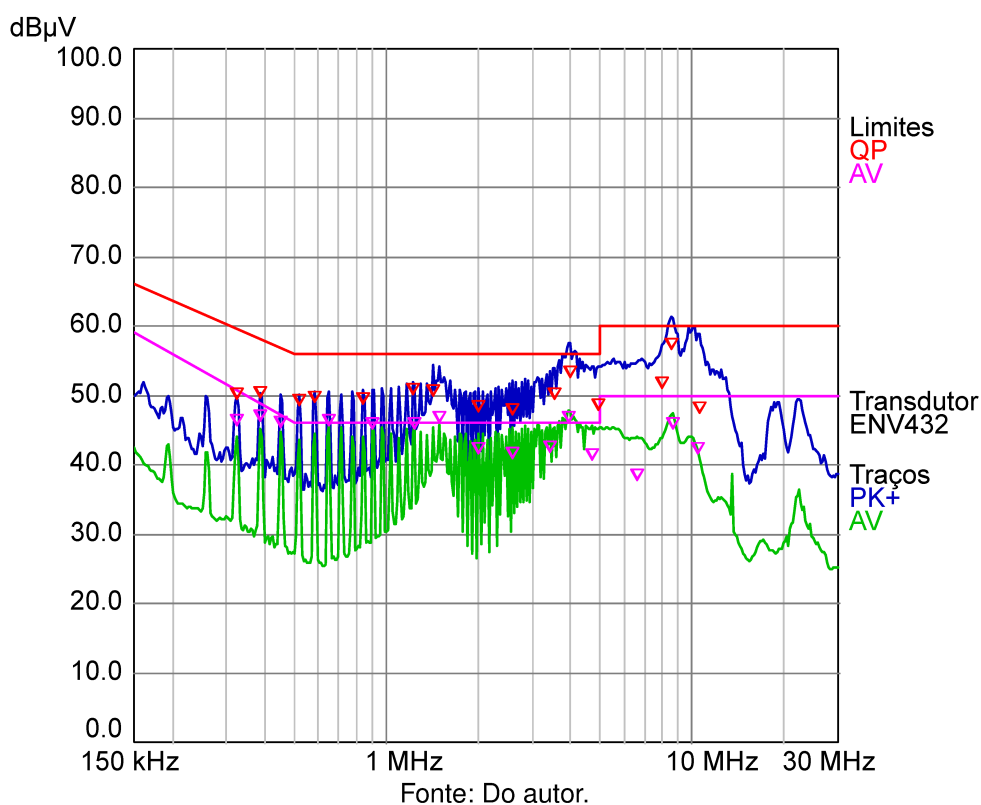


Tabela 17 – Emissões medidas em 3.9 MHz.

Configuração	Quase-pico (dBμV)	Médio (dBμV)
1	53.48	49.95
2	51.62	44.72
3	-	46.6
4	-	46.15

Fonte: Do autor.

harmônica de interesse. Estes valores estão, respectivamente, 53.69 dB e 54.68 dB acima do limite da norma. Assim, faz-se necessário que o filtro atenuie ao mínimo estes valores para cumprir com os requisitos normativos. A Figura 63 apresenta, as emissões com o filtro utilizando dois indutores de Mn-Zn. Esta configuração apresenta boa atenuação em 195 kHz, porém é possível observar uma redução na atenuação a partir de 1 MHz. Já a configuração com dois indutores de Ni-Zn, apresentado na Figura 64, apresenta melhores atenuações entre 1 MHz e 10 MHz, porém atenuação não tão boa nas frequências mais baixas, devido à menor indutância. As Figuras 65 e 66 apresentam os resultados de filtros que utilizam um indutor de Mn-Zn e um de Ni-Zn, alternando a posição. Neste caso observam-se resultados intermediários, com atenuações em baixas frequências melhores que o filtro puramente de Ni-Zn e piores que o filtro puramente de Mn-Zn. Entre 1 MHz e 10 MHz o oposto é observado, com atenuações piores que a do filtro puramente de Ni-Zn e melhores que a do filtro puramente de Mn-Zn.

Este comportamento é visto na Tabela 17, que apresenta os resultados de medição a 3.9 MHz. A maior atenuação nesta frequência é apresentada pela configuração 2, utilizando somente magnéticos de Ni-Zn. A menor atenuação é fornecida pela configuração 1, utilizando somente magnéticos de Mn-Zn. As configurações 3 e 4, com filtros híbridos, apresentaram atenuações intermediárias, com melhor performance para a configuração 4.

Estes resultados mostram que há potencial para a utilização de magnéticos de Ni-Zn para a atenuação de ruído conduzido em frequências acima do que é possível utilizando magnéticos de Mn-Zn. Em contrapartida, devido à permeabilidade real mais baixa fornecida pelos materiais de Ni-Zn, é necessário utilizar magnéticos maiores e mais caros para obter a mesma atenuação em baixas frequências. Uma técnica para aproveitar as melhores características de cada material é utilizar filtros de múltiplos estágios, como feito no equipamento medido nesta seção, mas o fator que irá ditar qual o material adequado para cada projeto é a necessidade de atenuação de ruído de cada produto, as frequências e a amplitude que devem ser atenuadas.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho iniciou com o objetivo de aprofundar-se na modelagem do indutor de modo comum para a filtragem de ruídos emitidos por conversores estáticos e demonstrar sua importância dentro da eletrônica de potência, resgatando o contexto de compatibilidade eletromagnética a partir do qual este componente se torna relevante.

No Capítulo 2 foi apresentada esta importância da compatibilidade eletromagnética e como as interferências devem ser consideradas com seriedade, sendo a causa desde histórias cômicas como bonecos que falam espontaneamente durante a madrugada até histórias trágicas que envolvem o falecimento de centenas de pessoas, como o *RMS Titanic*. Esta importância resulta na normatização dos níveis de emissões e da imunidade de equipamentos, a depender do ambiente onde este equipamento é utilizado, o que nos fornece limites quantitativos que podem ser utilizados como guias e parâmetro de projeto durante concepção de um produto. Com foco nas emissões conduzidas, foram discutidas técnicas de filtragem de ruído, os componentes passivos utilizados na filtragem e suas características não ideais nas frequências relevantes.

Na sequência, o Capítulo 3 discute com maior profundidade o indutor de modo comum, explorando os conceitos físicos por trás de suas não linearidades e revisando o estado da arte de sua modelagem, passando por diversos fenômenos, como a dependência da indutância com temperatura, nível CC, frequência; as resistências do núcleo de pequenos e de grandes sinais; a resistência do enrolamento; indutância de dispersão; e, por fim, as capacitâncias parasitas do enrolamento e capacitância magnetizada. Dentre as contribuições deste capítulo está a inclusão da capacitância magnetizada no modelo equivalente do indutor de modo comum. Anteriormente esta capacitância havia sido considerada apenas em indutores de modo diferencial. Estes efeitos foram apresentados de maneira abrangente de maneira a poderem ser utilizados também em indutores de modo diferencial.

Por último, no Capítulo 4, foram realizadas medições que buscam validar a modelagem teórica do indutor de modo comum, observando quão bem esta modelagem é capaz de prever a impedância real do magnético e comparando com resultados experimentais. Iniciando pela comparação entre os modelos de pequenos e grandes sinais para a resistência do núcleo, torna-se evidente que o modelo de pequenos sinais é apropriado para indutores de modo comum. Após, é explorada a impedância de pequenos sinais para indutores de Mn-Zn e Ni-Zn. Percebe-se que a modelagem teórica é capaz de prever de maneira razoável a impedância de magnéticos de Mn-Zn, tanto em baixas frequências quanto a ressonância própria. A qualidade da modelagem, porém, depende da qualidade dos dados dos materiais disponibilizados pelos fabricantes. Já para indutores de Ni-Zn, devido à maior resistividade elétrica do núcleo, os modelos de capacitância do enrolamento utilizados não fornecem valores adequados para a

capacitância, errando em prever a frequência de ressonância própria por uma ordem de grandeza. Também foi possível perceber que, apesar de ser ínfima para Ni-Zn, a capacitância magnetizada apresentou proporções relevantes para Mn-Zn, com a mesma ordem de grandeza da capacitância do enrolamento. Assim, esta capacitância se torna uma peça chave na modelagem dos indutores de Mn-Zn. A partir dos resultados experimentais, torna-se claro a necessidade de evolução na modelagem de componentes magnéticos, tanto por parte de modelagem de capacitâncias quanto por parte de disponibilidade de dados e características dos materiais.

Ao resgatar os objetivos geral e específicos deste trabalho, é possível dizer que estes objetivos foram alcançados. O objetivo geral de modelar os indutores de modo comum e suas características desejáveis para a filtragem de emissões em alta frequência foi abordado no Capítulo 3. Quanto aos objetivos específicos, apresentar o campo de EMC, descrever os fenômenos físicos ao qual um equipamento elétrico está sujeito e discorrer sobre filtros de emissões conduzidas e suas limitações foram abordados no Capítulo 2. Por fim, o objetivo de avaliar a performance de filtros com Mn-Zn e Ni-Zn foi abordado no Capítulo 4.

5.0.1 Trabalhos Futuros

Para aprimorar a modelagem de indutores de modo comum, sugere-se como trabalhos futuros:

- Aprimoramento do modelo de capacitâncias do núcleo para núcleos do Ni-Zn, devido à menor condutividade do núcleo: este aprimoramento permite uma melhor predição da ressonância própria de indutores de Ni-Zn.
- Aprimoramento das perdas no enrolamento: tema pouco explorado neste trabalho, com diversos estudos em progresso atualmente. Pode ser utilizado para o cálculo térmico.
- Capacitância magnetizada para núcleos de seção transversal retangular: a formulação apresentada neste trabalho foi desenvolvida a partir de seções transversais circulares. Realizar este desenvolvimento para seções quadradas traz maior rigor para uma gama mais ampla de aplicações.
- Aprofundamento na capacitância magnetizada em indutores de modo comum: validar experimentalmente que as características da capacitância magnetizada para indutores de modo diferencial, como frequência de ressonância constante com o número de espiras; ou a capacitância se manter constante com o número de enrolamentos no mesmo núcleo.
- Extração de características do núcleo: explorar os métodos de extração das características de um material magnético e a criação de um banco de dados

com as características de diversos materiais contribui para a maior qualidade de dados disponíveis para o projeto de magnéticos.

REFERÊNCIAS

- [1] T. Braxton, “EMC Was There at the Beginning”, *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, v. 9, n. 4, pp. 19–19, 2020. DOI: 10.1109/MEMC.2020.9327989.
- [2] F. A. Kharanaq, A. Emadi e B. Bilgin, “Modeling of Conducted Emissions for EMI Analysis of Power Converters: State-of-the-Art Review”, *IEEE Access*, v. 8, pp. 189 313–189 325, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3031693.
- [3] T. Braxton, “EMC Risk Management: Like Choosing Where to Cross the Street”, *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, v. 10, n. 3, pp. 62–62, 2021. DOI: 10.1109/MEMC.2021.9614255.
- [4] B. Zhang e S. Wang, “A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems With Wide-Bandgap Semiconductor Devices”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 8, n. 1, pp. 626–643, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2953730.
- [5] J. Yao, Y. Li, H. Zhao e S. Wang, “Design of CM Inductor Based on Core Loss for Radiated EMI Reduction in Power Converters”, *In 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 2673–2680. DOI: 10.1109/APEC.2019.8721972.
- [6] F. Salomez, A. Videt e N. Idir, “Modeling and Minimization of the Parasitic Capacitances of Single-Layer Toroidal Inductors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 10, pp. 12 426–12 436, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3177642.
- [7] R. Zhang, S. Wang, T. Long, J. Qiu, K. Liu e H. Zhao, “The Magnetized Capacitance, First Resonant Frequency, and Electromagnetic Analysis of Inductors With Ferrite Cores”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–11, 2023. DOI: 10.1109/TIE.2023.3294611.
- [8] A. Massarini, M. Kazimierczuk e G. Grandi, “Lumped parameter models for single- and multiple-layer inductors”, *In PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, 1996, 295–301 vol.1. DOI: 10.1109/PESC.1996.548595.

- [9] A. Massarini e M. Kazimierczuk, “Self-capacitance of inductors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, pp. 671–676, 1997. DOI: 10.1109/63.602562.
- [10] M. L. Heldwein, “EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters”, en, Doctoral Thesis, ETH Zurich, Zürich, 2008. DOI: 10.3929/ethz-a-005635188.
- [11] H. Li, D. Serrano, T. Guillod *et al.*, “MagNet: An Open-Source Database for Data-Driven Magnetic Core Loss Modeling”, *In 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2022, pp. 588–595. DOI: 10.1109/APEC43599.2022.9773372.
- [12] N. Rasekh, J. Wang e X. Yuan, “A Novel In-Situ Measurement Method of High-Frequency Winding Loss in Cored Inductors With Immunity Against Phase Discrepancy Error”, *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, v. 2, pp. 545–555, 2021. DOI: 10.1109/OJIES.2021.3121088.
- [13] M. Nave, “On modeling the common mode inductor”, *In IEEE 1991 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1991, pp. 452–457. DOI: 10.1109/ISEMC.1991.148275.
- [14] G. Deb, “Importance of EMC education”, *In Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, 1999, pp. 160–167. DOI: 10.1109/ICEMIC.1999.871619.
- [15] T. Braxton, “Career Choices - Why EMC?”, *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, v. 10, n. 2, pp. 67–67, 2021. DOI: 10.1109/MEMC.2021.9477232.
- [16] M. Tullai, “Wireless Ship Act of 1910”, *Middle Tennessee State University*, 2009, Disponível em: <https://www.mtsu.edu/first-amendment/article/1052/wireless-ship-act-of-1910>. Acessado em Nov 2021.
- [17] S. L. Morrison, “Radio Act of 1912”, *Middle Tennessee State University*, 2009, Disponível em: <https://www.mtsu.edu/first-amendment/article/1090/radio-act-of-1912>. Acessado em Nov 2021.
- [18] C. R. Paul, “A Brief History of Work in Transmission Lines for EMC Applications”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 49, n. 2, pp. 237–252, 2007. DOI: 10.1109/TEMC.2007.897162.

- [19] M. Mohd, “Why electromagnetic compatibility (EMC)?”, *In Conference Record Southcon*, 1994, pp. 292–294. DOI: 10.1109/SOUTHCON.1994.498118.
- [20] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley-Interscience, 2006. DOI: 10.1002/0471758159.
- [21] International Electrotechnical Commission. “History of IEC”. (2023), disp. em: <https://iec.ch/history> (acesso em 04/03/2023).
- [22] International Electrotechnical Commission. “About Us”. (2023), disp. em: <https://iec.ch/about-us> (acesso em 04/03/2023).
- [23] Shaffner, “Basics in EMC/EMI and Power Quality: Introduction, annotations, applications”, *Brochure*, 2013.
- [24] T. Wilson, “The evolution of power electronics”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, pp. 439–446, 2000. DOI: 10.1109/63.844503.
- [25] I. Setiawan, C. Keyer e F. Leferink, “Smarter concepts for future EMI standards”, *In 2017 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2017, pp. 47–49. DOI: 10.1109/APEMC.2017.7975421.
- [26] T. E. Braxton, “The importance of EMC standards in product design”, *In 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Signal/Power Integrity (EMCSI)*, 2017, pp. 1–17. DOI: 10.1109/ISEMC.2017.8078102.
- [27] CISPR, “Guidance for users of the CISPR Standards”, *International Electrotechnical Commission*, 2021, Disponível em: https://assets.iec.ch/further_informations/1298/CISPR%20Guide%202021.pdf?0627T23. Acessado em Jun 2022.
- [28] *Metallized Polypropylene Film EMI Suppression Capacitors: R46, Class X2, 310 VAC, 125 °C*, datasheet, KEMET Corporation, jun. de 2023.
- [29] *AC Line Filters: Differential Mode SN Coils, Standard Series*, datasheet, KEMET Corporation, fev. de 2020.
- [30] *4E2 Material Specification*, datasheet, Ferroxcube, set. de 2008.

- [31] *SIFERRIT Material K10*, datasheet, TDK, fev. de 2023.
- [32] *SIFERRIT Material T36*, datasheet, TDK, fev. de 2023.
- [33] *SIFERRIT Material T46*, datasheet, TDK, fev. de 2023.
- [34] *FINEMET Nanocrystalline Cores: Common Mode Choke Cores For Signal Lines, DC and AC Power Lines and Output Filters*. datasheet, Hitachi Metals Ltd., mar. de 2014.
- [35] *Amorphous Magnetic Parts*, datasheet, Toshiba Materials Co., dez. de 2020.
- [36] TDK EMC TECHNOLOGY, *Guide Book for EMC*. TDK, 2009.
- [37] M. Ammer, S. Miropolskiy, A. Rupp, F. z. Nieden, M. Sauter e L. Maurer, “Characterizing and Modelling Common Mode Inductors at high Current Levels for System ESD Simulations”, *In 2019 41st Annual EOS/ESD Symposium (EOS/ESD)*, vol. EOS-41, 2019, pp. 1–7. DOI: 10.23919/EOS/ESD.2019.8870005.
- [38] Z. Dong, R. Ren, B. Liu e F. Wang, “Data-driven Leakage Inductance Modeling of Common Mode Chokes”, *In 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 6641–6646. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8913069.
- [39] R. Ren, Z. Dong, B. Liu e F. Wang, “Leakage Inductance Estimation of Toroidal Common-mode Choke from Perspective of Analogy between Reluctances and Capacitances”, *In 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, pp. 2822–2828. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124111.
- [40] J. Borsalani, A. Dastfan e J. Ghalibafan, “An Integrated EMI Choke With Improved DM Inductance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 2, pp. 1646–1658, 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3010131.
- [41] M. Ali, R. Bushra, J. Friebe e A. Mertens, “Design and Potential of EMI CM Chokes with Integrated DM Inductance”, *In 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, 2022, pp. 1–10.
- [42] J. Wang, K. J. Dagan, X. Yuan, W. Wang e P. H. Mellor, “A Practical Approach for Core Loss Estimation of a High-Current Gapped Inductor in PWM Converters

- With a User-Friendly Loss Map”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 6, pp. 5697–5710, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2867264.
- [43] *SIFERRIT Material N97*, datasheet, TDK, mai. de 2017.
- [44] J. Schliewe, C. Paulwitz e S. Weber, “A just Comparison of Ferrite and Nanocrystalline Common Mode Chokes”, *In PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2016, pp. 1–8.
- [45] B. X. Foo, A. L. F. Stein e C. R. Sullivan, “A step-by-step guide to extracting winding resistance from an impedance measurement”, *In 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 861–867. DOI: 10.1109/APEC.2017.7930797.
- [46] J. Li, T. Abdallah e C. Sullivan, “Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms”, *In Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, 2001, 2203–2210 vol.4. DOI: 10.1109/IAS.2001.955931.
- [47] K. Venkatachalam, C. Sullivan, T. Abdallah e H. Tacca, “Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters”, *In 2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings.*, 2002, pp. 36–41. DOI: 10.1109/CIPE.2002.1196712.
- [48] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar e A. Ecklebe, “Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, pp. 964–973, 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2162252.
- [49] B. Bertoldi, “Systematic procedures for the design of passive components applied to a high performance three-phase rectifier”, Master Thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianopolis, 2021.
- [50] A. Ayachit e M. K. Kazimierczuk, “Self-Capacitance of Single-Layer Inductors With Separation Between Conductor Turns”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 59, n. 5, pp. 1642–1645, 2017. DOI: 10.1109/TEM.2017.2681578.

- [51] N. B. Chagas e T. B. Marchesan, “Analytical Calculation of Static Capacitance for High-Frequency Inductors and Transformers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, pp. 1672–1682, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2829716.
- [52] A. Massarini, “Analytical Approach to the Calculation of Parasitic Capacitance Between Winding Turns”, *In 2018 IEEE 4th International Forum on Research and Technology for Society and Industry (RTSI)*, 2018, pp. 1–4. DOI: 10.1109/RTSI.2018.8548511.
- [53] Ferroxcube, *Soft Ferrites: Ferrite Materials Survey*. Ferroxcube, 2008.
- [54] W. P. C. Junior, *Propagação de uma Onda Eletromagnética*, Apostila, Curso de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2019.
- [55] R. P. Wojda e M. K. Kazimierczuk, “Winding Resistance and Power Loss of Inductors With Litz and Solid-Round Wires”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 4, pp. 3548–3557, 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2821647.
- [56] P. L. Dowell, “Effects of eddy currents in transformer windings”, *In Proceedings of the IEE*, vol. 113, 1966, pp. 1287–1394.
- [57] Y. Zhao, Z. Ming e B. Han, “Analytical modelling of high-frequency losses in toroidal inductors”, *IET Power Electronics*, v. 16, abr. de 2023. DOI: 10.1049/pe12.12493.
- [58] D. Y. Um, M. S. Song, Y. H. Song *et al.*, “Modeling of Frequency-Dependent Winding Losses in Solid and Litz-wire Toroidal Inductors”, *In 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2022, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICEMS56177.2022.9983140.
- [59] T. J. Marzec, R. Raju, B. Grainger e P. R. Ohodnicki, “Analytical Methods for Determining High Frequency Winding Loss for Toroidal Inductors”, *In 2023 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2023, pp. 91–98. DOI: 10.1109/ESTS56571.2023.10220477.
- [60] R. P. Wojda e M. K. Kazimierczuk, “Analytical winding size optimisation for different conductor shapes using Ampère’s Law”, *IET Power Electronics*, v. 6, n. 6, pp. 1058–1068, 2013. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pe1.2011.0415>.

-
- [61] S. Peters e J. F. Szeremeta, *Cálculo Numérico Computacional*. Florianópolis: Editora da UFSC, 2018.
- [62] H. G. D. MAGNETICS, *Mn-Zn ferrite series 34: R5K Material Characteristics*. DMEGC.
- [63] H. G. D. MAGNETICS, *Mn-Zn ferrite series 36: R10K Material Characteristics*. DMEGC.
- [64] H. G. D. MAGNETICS, *Mn-Zn ferrite series 31: DMR95 Material Characteristics*. DMEGC.
- [65] H. G. D. MAGNETICS, *Ni-Zn ferrite series: Material Characteristics*. DMEGC.
- [66] *Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual*, Manual, Agilent Technologies, fev. de 2003.

APÊNDICE A – OUTRAS HISTÓRIAS DE INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

Neste apêndice são contadas algumas histórias causadas por problema de incompatibilidade eletromagnética. Nestas histórias encontram-se desde caso divertidos de brinquedos que falavam espontaneamente de madrugada quanto casos perigosos, como incêndios causados por operação imprópria de equipamentos.

A.0.1 Casos históricos para exemplo

- **Incêndio em Posto de Gasolina:** variações de tensão na rede de distribuição de energia elétrica, nos Estados Unidos, fizeram com que uma torradeira em um posto de gasolina ativasse de maneira imprópria. Quando a torradeira ativou, era madrugada e o expediente estava encerrado, não havendo nenhuma pessoa no local que pudesse observar e desativar a torradeira. Como a torradeira não possuía fusível térmico, a torradeira resultou em um incêndio no posto de gasolina [15].
- **Telefones:** Na década de 90, caso o telefone não fosse projetado de maneira adequada, quando o usuário se aproximava de uma estação transmissora de radio AM, degradava-se a qualidade do sinal de telefone, e podia-se ouvir o sinal de radio AM [19].
- **Freios de caminhão:** Freios que utilizam microprocessadores são comuns atualmente. Durante os estágios iniciais do desenvolvimento desta tecnologia, porém, sempre que o motorista do caminhão utilizava o aparelho de rádio, o sistema de freios falhava. Após investigação, concluiu-se que os freios sofriam de interferência eletromagnética do rádio do caminhão [19].
- **Bafômetros:** Motoristas embriagados podem ser multados por dirigirem sob a influência de álcool. Caso um destes motoristas seja flagrado pela polícia, poderá fazer o teste de bafômetro para determinar o consumo de bebidas alcoólicas. Em um destes casos, nos Estados Unidos da América, uma multa por embriaguez foi revertida após a alegação de que os bafômetros não operavam corretamente caso algum policial utilizasse o sistema de rádio simultaneamente. Provou-se que esta alegação era, de fato, verdadeira. Desde então, os bafômetros são projetados para terem boa imunidade eletromagnética [19].
- **Helicóptero Militar:** O helicóptero militar *Black Hawk* foi desenvolvido para aprimorar a performance de seu antecessor, reduzindo peso e incorporando novos sistemas automatizados. Seu peso foi reduzido ao utilizar Kevlar, um material sintético, o máximo possível. Múltiplas unidades deste helicóptero

se acidentaram próximo a transmissores de rádio, durante voos de operações rotineiras. Posteriormente, descobriu-se que Kevlar não fornece uma blindagem eletromagnética adequada, como era o caso das versões anteriores, feitas de materiais metálicos. Assim, os sensores não operavam adequadamente quando próximos a sinais de rádio. Este caso foi corrigido ao implementar filtros de EMI nos controles de voo [19].

- **Navio Britânico Sheffield:** Durante a Guerra das Malvinas, o navio *Sheffield* observou interferência entre seus sistemas de defesa e sistemas críticos de comunicação via satélite. Ambos os sistemas não poderiam ser utilizados simultaneamente. Durante a guerra, a marinha decidiu resolver este problema operacionalmente: ora ativar um sistema, ora ativar o outro. Como resultado, o navio foi abatido por mísseis inimigos enquanto utilizava seu sistema de comunicação por satélites e destruído [19].
- **Equipamentos médicos:** Equipamentos médicos modernos possuem requisitos rigorosos de compatibilidade eletromagnética. As medidas feitas no corpo humano costumam ser sinais analógicos de baixa intensidade. Assim, esses sinais precisam ser protegidos contra interferências e ruídos de fundo. Em um caso, um equipamento sensível era utilizado em uma sala blindada. Um dia, porém, a qualidade do equipamento reduziu significativamente e o equipamento foi retornado ao fabricante. Após investigação exaustiva, percebeu-se que o equipamento se encontrava em perfeito estado de operação. Ao invés, um operador do equipamento havia secretamente perfurado a parede blindada da sala em que se encontrava, para poder receber sinal de sua estação de rádio favorita, comprometendo a qualidade da blindagem [19].
- **Boneco de Brinquedo:** Um boneco do *Darth Vader* ligava de maneira aparentemente espontânea e tocava a voz do personagem durante a madrugada, assustando as pessoas da casa. A causa é que o controle remoto do brinquedo funcionava a 27,12 MHz, frequência emitida por dispositivos comuns, como lâmpadas de LED e máquinas de lavar roupa. Assim, o controle remoto estava reagindo à radiação eletromagnética presente no ambiente, ativando o brinquedo [15].

APÊNDICE B – COMBINAÇÕES DE NORMAS DA CISPR PARA DIFERENTES PRODUTOS

Neste apêndice são apresentados alguns exemplos de normas da IEC e da CISPR que podem ser aplicáveis a distintos produtos. A lista completa pode ser consultada no documento *Guidance for users of the CISPR Standards* [27].

Tabela 18 – Normas CISPR aplicáveis a produtos.

Produtos	Normas CISPR aplicáveis	Observações
Maquinaria agrícola	CISPR 12/25, CISPR 36	Ver ISO 14982
Carregadores de bateria - exceto WPT	CISPR 14-1, CISPR 14-2	Carregadores por transferência de energia indutiva
Carregadores de bateria - transferência de energia sem fio (WPT) modo	CISPR 11, CISPR 14-1, CISPR 14-2	CISPR 14-1 e 14-2 cobrem somente eletrodomésticos IPT
Barcos (<15m de comprimento)	CISPR 12/25	-
Rádios veiculares	CISPR 12/25, CISPR 32, CISPR 35	-
Centrífugas para laboratórios	CISPR 11	-
Monitores dados: CRT, plasma, LED, cristal líquido	CISPR 32, CISPR 35	-
Dispositivos de entrada de dados: teclado, mouse, leitor de cartão magnético, leitor óptico de caracteres, escâner de imagem, caneta	CISPR 32, CISPR 35	-
Equipamentos de processamento de dados	CISPR 32, CISPR 35	-
Processadores de Dados: Computador, calculadora	CISPR 32, CISPR 35	-
Conversores (AC/DC, DC/DC)	CISPR 11	-
Maquinário de construção civil e terraplanagem	CISPR 12/25, CISPR 36	Ver ISO 13766
Equipamentos de eletroerosão	CISPR 11	-

Continua na página seguinte.

Tabela 18 – continuação da página anterior.

Produtos	Normas CISPR aplicáveis	Observações
Robô de serviço de entretenimento educacional	CISPR 32, CISPR 35	Conforme descrito em CISPR/1421/INF
Aparelhos de cozinha por indução	CISPR 14-1, CISPR 14-2	-
Robôs industriais (incluindo veículos autônomos; inspeção, assistência médica, serviço de apoio à terceira idade e robôs de segurança)	CISPR 11	Conforme descrito em CISPR/1421/INF
Dispositivos de motor de combustão interna: (geradores elétricos, bombas, cortadores de grama, ferramentas de jardim, motosserras, etc.)	CISPR 12/25	-
Dispositivos IPT	CISPR 14-1, CISPR 14-2	Aparelhos de transferência de energia indutiva
Luminárias de LED	CISPR 15	-
Fontes de alimentação com diodos retificadores	CISPR 14-1, CISPR 14-2	-
Fontes de alimentação - exceto o modo WPT	CISPR 11, CISPR 14-1, CISPR 14-2, CISPR 32, CISPR 35	Exceto por transferência de energia indutiva
Fontes de alimentação - transferência de energia sem fio (WPT) modo	CISPR 11, CISPR 14-1, CISPR 14-2	CISPR 14-1 e 14-2 cobrem somente eletrodomésticos IPT
Ferramentas elétricas (incluindo alimentadas por bateria)	CISPR 14-1, CISPR 14-2	-
Robôs de serviço público (incluindo robôs pessoais de segurança ou governanta inteligente; robôs para ajudantes domésticos, robôs para hotéis, bancos, estabelecimentos e serviços de refeitórios)	CISPR 14-1, CISPR 14-2	Conforme descrito em CISPR/1421/INF

Continua na página seguinte.

Tabela 18 – continuação da página anterior.

Produtos	Normas CISPR aplicáveis	Observações
Veículos rodoviários, incluindo automóveis de passageiros, caminhões e ônibus movidos a combustão interna, motor elétrico ou tecnologia híbrida	CISPR 12/25	-
Inversores solares	CISPR 11	-
Fontes Chaveadas	CISPR 11, CISPR 14-1, CISPR 14-2	-

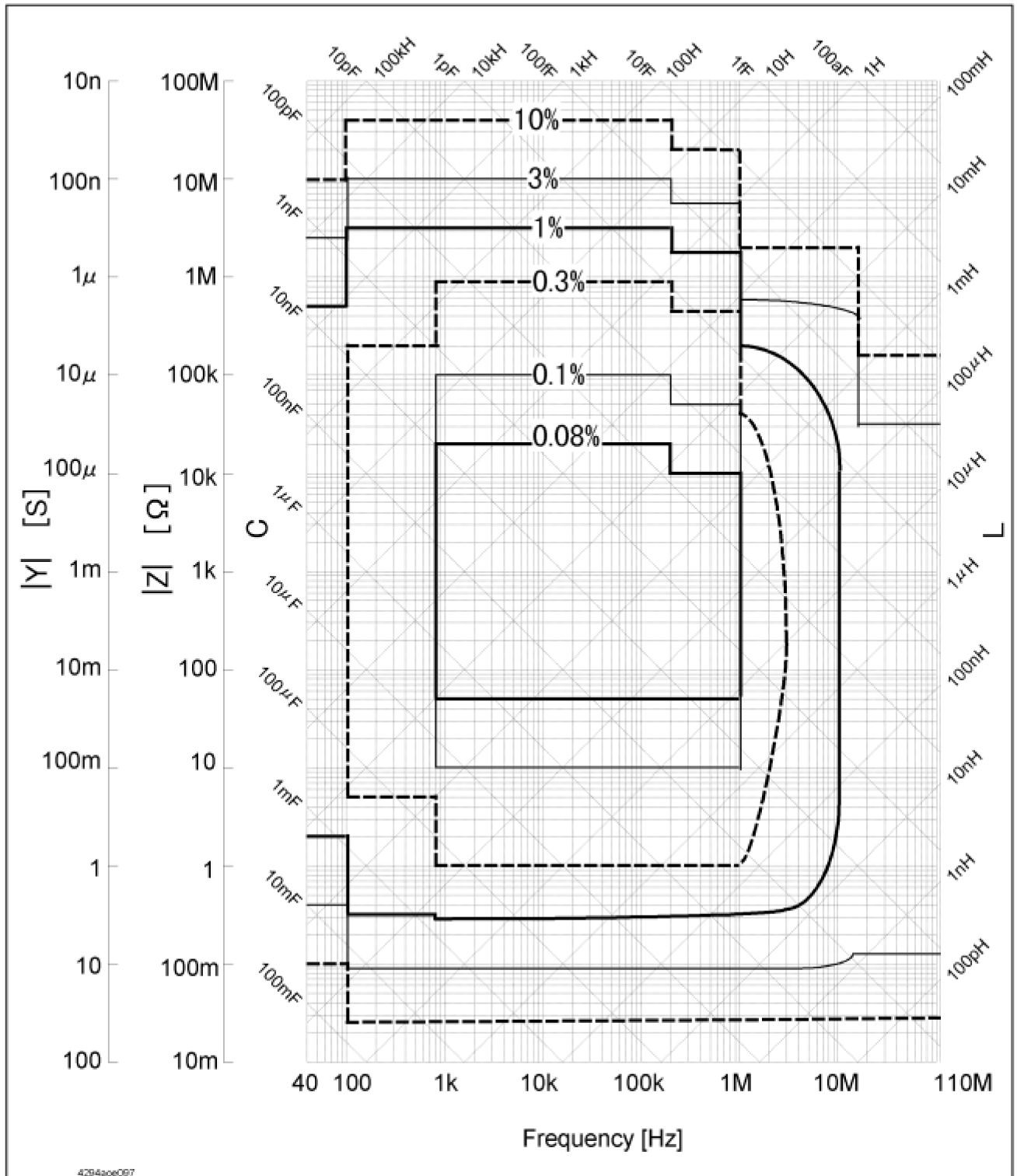
Fim da tabela.

Para outros produtos não listados acima ou em [27] e nos casos em que não exista uma norma específica para o produto, utilizam-se as normas genéricas de emissão EMC IEC 61000-6-3, IEC 61000-6-4 ou IEC 61000-6-8, e as normas genéricas de imunidade EMC IEC 61000-6-1 ou IEC 61000-6-2.

ANEXO A – ERRO DE MEDIÇÃO DO ANALISADOR DE IMPEDÂNCIAS

O analisador de impedâncias utilizado neste trabalho possui o erro indicado pelo gráfico abaixo, disponível no manual do fabricante.

Figura 67 – Erro de medição de quatro portas do Agilent H4294A (Oscilador = 0.5 Vrms).



Fonte: Manual do equipamento [66].