

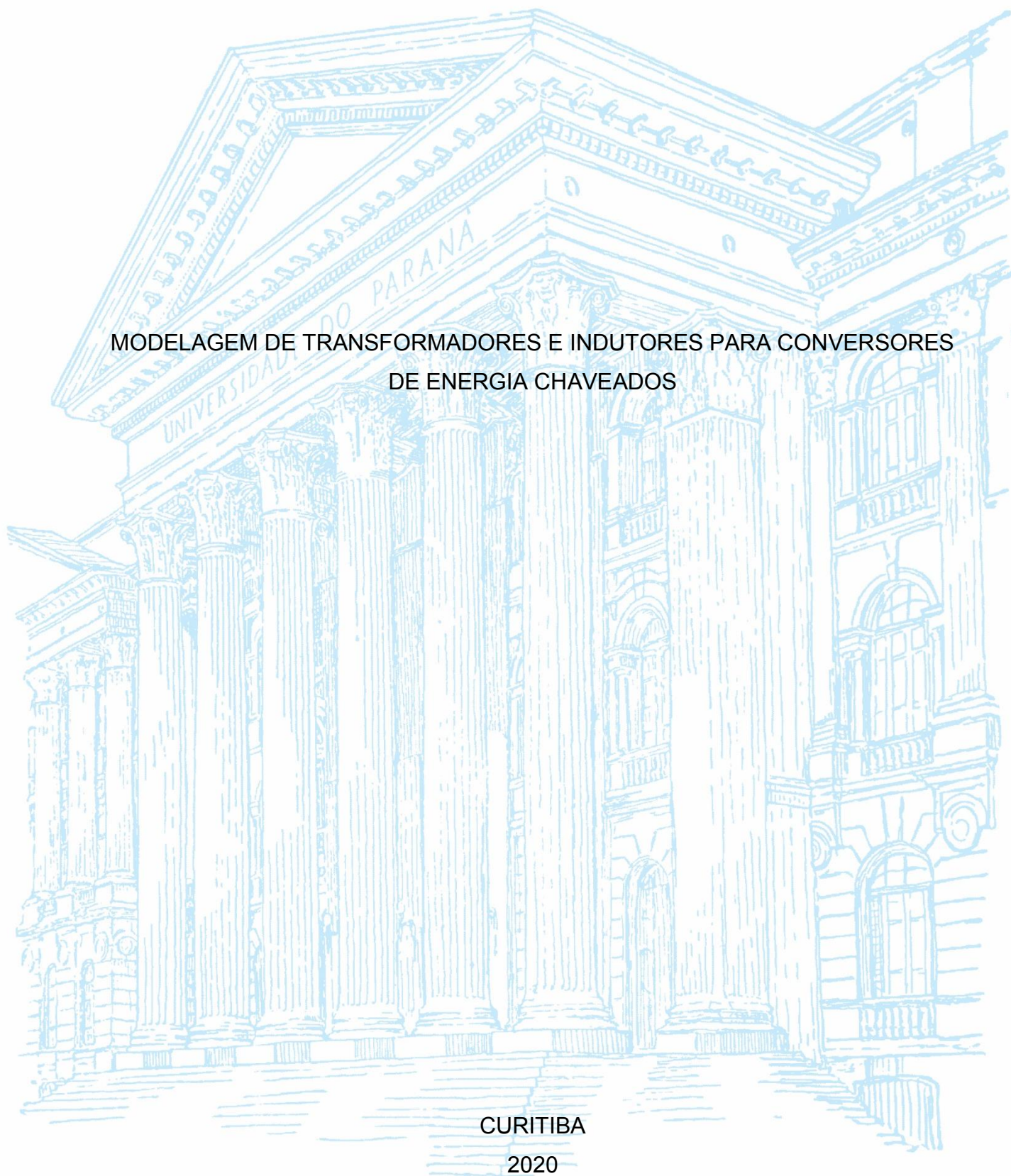
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

MURILO BUENO COLOMBO

MODELAGEM DE TRANSFORMADORES E INDUTORES PARA CONVERSORES
DE ENERGIA CHAVEADOS

CURITIBA

2020



MURILO BUENO COLOMBO

MODELAGEM DE TRANSFORMADORES E INDUTORES PARA CONVERSORES
DE ENERGIA CHAVEADOS

Dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Málio José do Couto Bonfim

CURITIBA

2020

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

C718m Colombo, Murilo Bueno
Modelagem de transformadores e indutores para conversores de
energia chaveados [recurso eletrônico] / Murilo Bueno Colombo –
Curitiba, 2020.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia,
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica..

Orientador: Prof. Dr. Márlcio José do Couto Bonfim

1. . Transformadores elétricos. 2. Conversores chaveados. 3.
Indutores elétricos. I. Universidade Federal do Paraná. II. Bonfim,
Márlcio José do Couto. III. Título.

CDD: 621.313

Bibliotecária: Roseny Rivelini Morciani CRB-9/1585



TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **MURILO BUENO COLOMBO** intitulada: **MODELAGEM DE TRANSFORMADORES E INDUTORES PARA CONVERSORES DE ENERGIA CHAVEADOS**, sob orientação do Prof. Dr. MARLIO JOSE DO COUTO BONFIM, que após terem inquirido o aluno e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 27 de Julho de 2020.

Assinatura Eletrônica

28/07/2020 12:22:58.0

MARLIO JOSE DO COUTO BONFIM

Presidente da Banca Examinadora (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

28/07/2020 10:36:39.0

JOÃO AMERICO VILELA JUNIOR

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

29/07/2020 08:31:11.0

FABIANA POTTKER

Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ)

Em memória de meu eterno amigo, Gabriel Bolsi.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por me dar força, saúde e disposição para chegar até aqui.

Aos meus pais Alcides e Selma pelo amor, carinho, dedicação e educação que me deram desde pequeno.

A minha noiva Danielly pelas conversas, apoio nas horas difíceis e pelo seu amor durante todos nossos anos juntos.

Ao professor Dr. Márlcio Jose do Couto Bonfim pela orientação, disponibilidade e pelas horas dedicadas no laboratório nessa pesquisa.

Ao técnico Lécio Vicente Montanheiro para disponibilidade e ajuda na utilização dos equipamentos do LAMMI.

A todos os demais professores do curso de Engenharia Elétrica pelos ensinamentos e esclarecimentos durante o período que a pesquisa foi realizada.

RESUMO

A conversão de energia é essencial para o uso de todos os aparelhos eletrônicos utilizados atualmente. Ao longo dos últimos anos, várias topologias de fontes chaveadas foram desenvolvidas de modo a se ter equipamentos cada vez mais compactos e eficientes. Indutores e transformadores, que são componentes essenciais utilizados em conversores, se encontram operando em frequências cada vez mais elevadas. Entretanto, o comportamento desses em altas frequências apresenta um grande desafio, uma vez que eles comprometem diretamente o rendimento do conversor através da dissipação de energia devido a perdas no condutores e acoplamento magnéticos parasitas nas bobinas. Poder prever o comportamento da impedância de transformadores em termos de magnitude e fase em função da frequência é essencial para se poder compreender, não só as limitações de rendimento do projeto, bem como atenuar as ações de efeitos parasitas intrínsecos. Por isso, o presente trabalho tem como principal objetivo apresentar um modelo equivalente para indutores e transformadores levando em conta efeitos dispersivos presentes em suas bobinas. Para se alcançar tal objetivo, foram levantadas as equações quantitativas dos efeitos parasitas presentes em transformadores e indutores operando em altas frequências, apresentação das metodologias de modelagem presentes na literatura e análises comparativas entre os modelos apresentados e medidas realizadas em laboratório. A partir dos métodos considerados vantajosos, uma nova metodologia foi proposta para se modelar os enrolamentos de transformadores e indutores utilizando apenas componentes passivos. Os resultados mostraram que a nova metodologia, apesar de apresentar discrepâncias em relação a medidas em faixas limitadas no domínio da frequência, apresenta uma taxa de convergência global superior aos modelos encontrados na literatura.

Palavras-chave: Modelagem em altas frequências, Efeitos dispersivos, Medidas elétricas, elementos passivos, Conversores chaveados, Transformadores, Indutores.

ABSTRACT

Energy conversion is essential for the use of all electronic devices in nowadays. Over the last few years, several switched mode power supplies topologies have been developed aiming completeness and efficiency. Thereby, inductors and transformers, which are essential components used in power converters, are operating at ever higher frequencies. However, the behavior of these at high frequencies presents a great challenge, since they directly compromise the performance of the converter through the dissipation of energy due to losses in the conductors and parasitic magnetic coupling in the coils. Being able to predict the impedance behavior of transformers in terms of magnitude and phase as a function of frequency is essential to be able to understand not only performance limitations of the project, but also to attenuate the actions of intrinsic parasitic effects. Therefore, the main objective of this work is to present an equivalent model for inductors and transformers effects present in its windings . To achieve this objective, the quantitative analysis of the parasitic effects presents in transformers and inductors operating at high frequencies was presented, modeling methodologies present in the literature and a comparative analyses of those and laboratory measurements were raised. From the methods considered advantageous, a new methodology was proposed to model the windings of transformers and inductors using only passive components. The results showed that the new methodology, despite presenting discrepancies with measures in limited frequency ranges, presents a higher overall convergence rate than the models found in the literature.

Keywords: High frequency modeling, Dispersive effects, Electrical measurements, passive elements, Switched mode power converters, Transformers.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – MODELO DO RESISTOR PROPOSTO POR PAUL	18
FIGURA 2 – COMPARAÇÃO DO MODELO PROPOSTO POR PAUL PARA DIFERENTES ESTRUTURAS DE RESISTOR	18
FIGURA 3 – MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UM TRANSFORMADOR...	24
FIGURA 4 – FONTE DE TENSÃO SENOIDAL APLICADA AO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR	26
FIGURA 5 – COMPARAÇÃO ENTRE AS MEDIDAS REAIS E TEÓRICAS DAS COMPONENTES REAL E IMAGINÁRIA DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DE UM TRANSFORMADOR	30
FIGURA 6 – COMPARAÇÃO ENTRE A MEDIDA REAL E TEÓRICA DE UM TRANSFORMADOR NO TEMPO	31
FIGURA 7 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE EM CONDUTORES PRÓXIMOS	35
FIGURA 8 – TRANSFORMAÇÃO DE FIO CILÍNDRICO PARA FOLHA EQUIVALENTE	36
FIGURA 9 – ESTRUTURA BÁSICA DE UM TRANSFORMADOR.....	38
FIGURA 10 – PARÂMETROS GEOMÉTRICOS PARA CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	40
FIGURA 11 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA BOBINA	45
FIGURA 12 – ESQUEMA DE MEDIDA SEGUNDO AS TÉCNICAS ACULUMATIVA E DIFERENCIAL	46
FIGURA 13 – MODELO EQUIVALENTE PARA O CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SEGUNDÁRIO SEGUNDO TRASK.	49
FIGURA 14 – MODELO EQUIVALENTE PARA O EFEITO PELICULAR SEGUNDO BIDYUT E WHEELER.....	51
FIGURA 15 – CIRCUITO PROPOSTO POR WILSON <i>et al.</i>	52
FIGURA 16 – ESBOÇO DA MEDIDA DA COMPONENTE REAL DE UMA BOBINA.	58
FIGURA 17 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PROPOSTO PARA MODELAR A RESISTÊNCIA DE CONDUTORES.....	59

FIGURA 18 – ANÁLISE DO VALOR DE Ψ EM FUNÇÃO DE ζ E DO NÚMERO DE CAMADAS k	60
FIGURA 19 – ANÁLISE DO VALOR DE Ψ' EM FUNÇÃO DE ζ E DO NÚMERO DE CAMADAS k	61
FIGURA 20 – ESBOÇO GRÁFICO DA FUNÇÃO QUE REPRESENTA $\Im\{Z_{eq}'\}$ DO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.	63
FIGURA 21 – RELAÇÃO $LLDC/Lhf$	64
FIGURA 22 – CIRCUITO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UMA BOBINA.	67
FIGURA 23 – FAIXAS DE FREQUÊNCIA PARA O ESTUDO DAS COMPONENTES REAIS DAS AMOSTRAS (MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DOS ENROLAMENTOS).	68
FIGURA 24 – CIRCUITO ELÉTRICO QUE REPRESENTA OS ENROLAMENTO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.	69
FIGURA 25 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR COM OS ELEMENTOS DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO REFLETIDOS NO PRIMÁRIO.	69
FIGURA 26 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.....	72
FIGURA 27 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.....	73
FIGURA 28 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 3.....	74
FIGURA 29 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 4.....	75
FIGURA 30 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.....	76
FIGURA 31 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.	77
FIGURA 32 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.	78
FIGURA 33 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.	79
FIGURA 34 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.	80

FIGURA 35 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S1.	81
FIGURA 36 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.	81
FIGURA 37 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S2.	82
FIGURA 38 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 3.	83
FIGURA 39 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S3.	83
FIGURA 40 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 4.	84
FIGURA 41 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S4.	85
FIGURA 42 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.	85
FIGURA 43 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S5.	86
FIGURA 44 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.	87
FIGURA 45 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.	87
FIGURA 46 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.	88
FIGURA 47 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON <i>et al</i> E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.	89
FIGURA 48 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON <i>et al</i> E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.	90
FIGURA 49 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON <i>et al</i> E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.	91

FIGURA 50 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.....	91
FIGURA 51 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S3.	92
FIGURA 52 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.....	92
FIGURA 53 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S4.	93
FIGURA 54 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.....	94
FIGURA 55 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S5.	94
FIGURA 56 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE SEM PERDAS.....	96
FIGURA 57 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) SEGUNDO O MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE SEM PERDAS (VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).	97
FIGURA 58 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE COM PERDAS BASEADAS NA COMPONENTE REAL DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.	98
FIGURA 59 – MEDIDA DA INDUTÂNCIA DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO E DE SUA RESPECTIVA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO.	99
FIGURA 60 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) PARA O MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE COM PERDAS E FATOR $k = 0.9715$ (VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).....	99
FIGURA 61 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) DO MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE COM PERDAS E FATOR $k = 0.9951$ VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).....	101
FIGURA 62 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> QUASE-RESSONATE COM PERDAS BASEADAS NA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.....	102

FIGURA 63 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) DO MODELO ELÉTRICO DO
CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESONANTE COM PERDAS
BASEADO NAS MEDIDAS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO..... 103

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – PARÂMETROS CONSTRUTIVOS DAS AMOSTRAS UTILIZADAS	66
TABELA 2 – VALORES DE NOMINAIS DE RESISTÊNCIA, INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA PARASITA DAS AMOSTRAS.....	67

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

CC	- Corrente Contínua
CA	- Corrente Alternada
MOSFET	- <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect</i>
PTH	- <i>Pin Through Hole</i>
SMD	- <i>Surface Mounting Device</i>
UHF	- <i>Ultra High Frequency</i>
FEM	- Força Eletromotriz
PWM	- <i>Pulse Width Modulation</i>
MLT	- <i>Mean Length Turn</i>
FEM	- <i>Finite Element Method</i>
FEA	- <i>Finite Element Analysis</i>
PVC	- Problema de Valor de Contorno
VNA	- <i>Vector Network Analyzer</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

R	- Resistência nominal
L_t	- Indutância do terminal do componente
C_t	- Capacitância entre os terminais do componente
C_m	- Capacitância intrínseca do material
n	- Relação de transformação
L_t	- Indutância do enrolamento primário
L_s	- Indutância do enrolamento secundário
μ	- Permeabilidade magnética absoluta
μ_r	- Permeabilidade magnética relativa
μ_0	- Permeabilidade magnético do vácuo
M	- Indutância mútua
k_m	- Fator de acoplamento
ϕ	- Densidade de fluxo magnético
I	- Corrente elétrica
ℓ_p	- Comprimento do condutor do enrolamento primário
ℓ_s	- Comprimento do condutor do enrolamento secundário
N_p	- Número de espiras do enrolamento primário
N_s	- Número de espiras do enrolamento secundário
A	- Área da secção transversal
A_ℓ	- Indutância por espira
f	- Frequência
t	- Tempo
V_a	- Tensão de pico
I_m	- Corrente de magnetização
X_L	- Reatância indutiva
V_p	- Tensão induzida no enrolamento primário
V_s	- Tensão induzida no enrolamento secundário
I_p	- Corrente induzida no enrolamento primário
I_s	- Corrente induzida no enrolamento secundário
Z	- Impedância
ℓ	- Comprimento de um fio condutor

σ	- Condutividade elétrica
H	- Campo magnético
B	- Densidade de campo magnético
Z_{int}	- Impedância por unidade de comprimento
R_{int}	- Resistência por unidade de comprimento
L_{int}	- Indutância por unidade de comprimento
δ	- Profundidade nominal de penetração
L_{DC}	- Indutância no regime CC
r	- Raio do condutor
d	- Diâmetro do condutor
R_{AC}	- Resistência no regime CA
F_r	- Razão entre a resistência no regime CA e CC
d_s	- Diâmetro equivalente de um condutor retangular
h	- Comprimento total de uma camada dentro da janela do transformador
h_s	- Comprimento equivalente da camada
η_s	- Coeficiente de porosidade
m	- Número de camadas em um enrolamento
N_ℓ	- Número de espiras por volta
h_w	- Comprimento total da janela do transformador
w_1	- Espessura do enrolamento primário
w_2	- Espessura do enrolamento secundário
k_w	- Distância entre os enrolamentos primário e secundário
r_o	- Distância entre o eixo central do núcleo e o início da janela
L_m	- Indutância de magnetização
L_{lkp}	- Indutância de dispersão no enrolamento primário
L_{lks}	- Indutância de dispersão no enrolamento secundário
L_p'	- Medida da indutância do enrolamento primário com o secundário em curto
L_s'	- Medida da indutância do enrolamento secundário com o primário em curto
f_c	- Frequência de corte
L_{hf}	- Medida da indutância em altas frequências
L_{LDC}	- Medida da indutância em baixas frequências
ζ	- Fator multiplicador
R_p	- Resistência do enrolamento primário

R_s - Resistência do enrolamento secundário

R_{cc} - Resistência de curto circuito

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	4
1 INTRODUÇÃO	16
1.1 JUSTIFICATIVA	20
1.2 OBJETIVOS	20
1.2.1 Objetivo geral	20
1.2.2 Objetivos específicos.....	21
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2 REVISÃO TEÓRICA	23
2.1 O TRANSFORMADOR REAL	23
2.2 O TRANSFORMADOR REAL	28
2.3 TRANSFORMADORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	29
2.4 TRANSFORMADORES DO DOMÍNIO DO TEMPO.....	31
2.5 EFEITOS PARASITAS EM TRANSFORMADORES PARA CONVERSORES DE ENERGIA CHAVEADOS	32
2.5.1 Efeito Pelicular	32
2.5.2 Efeito de Proximidade	34
2.5.3 Indutância de Dispersão.....	38
3 MÉTODOS DE MODELAGEM DE TRANSFORMADORES E INDUTORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	42
3.1 MODELAGEM UTILIZANDO FEA.....	43
3.2 MODELAGEM UTILIZANDO MEDIDAS.....	44
3.2.1 Técnicas para medida da resistência	44
3.2.2 Técnicas para a medida da indutância de dispersão.....	45
3.2.3 Modelagem de efeitos parasitas utilizando dados obtidos em medidas	48
3.3 TÉCNICAS DE MODELAGEM UTILIZANDO ELEMENTOS PASSIVOS	50
4 PROPOSTA DE UM NOVO MÉTODO PARA SE MODELAR EFEITOS PARASITAS EM UM TRANSFORMADOR	53
4.1 MODELO PARA A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR.....	53
4.1.1 Análise de erros do modelo proposto para o modelo da resistência	59
4.2 MODELO PARA A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	61
4.2.1 Análise de erros para o modelo proposto para a indutância de dispersão	63
5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS	65

5.1 MEDIDAS DAS AMOSTRAS.....	65
5.1.1 Medidas da resistência das amostras	66
5.1.2 Medidas da indutância de dispersão das amostras.....	68
5.2 RESULTADOS PARA EFEITOS PELICULAR E DE PROXIMIDADE	72
5.3 RESULTADOS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO.....	86
5.4 RESULTADOS NO DOMÍNIO DO TEMPO	95
5.5 DISCUSSÃO DE RESULTADOS	103
6 CONCLUSÃO	105
REFERÊNCIAS.....	107

1 INTRODUÇÃO

O uso da eletricidade mudou radicalmente o modo segundo qual os seres humanos interagem entre si e com o ambiente ao seu redor. Ao longo do tempo, seu uso possibilitou a melhora em nossa qualidade de vida, através da distribuição de energia elétrica, da intercomunicação entre pessoas, através do serviço de rádio e da internet, bem como da pesquisa e desenvolvimento em outras áreas através do uso de equipamentos elétricos.

Dentro das inúmeras áreas correlatas à eletricidade, a eletrônica de potência assume especial destaque. Seu estudo se dá no início do século XX, com o início das pesquisas sobre semicondutores, tem seu marco na década de 50, com o advento do transistor, e vem sendo aprimorada continuamente até os dias atuais. Segundo Barbi (2000), a eletrônica de Potência pode ser definida como uma ciência aplicada que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica.

Atualmente, a conversão de energia elétrica tornou-se essencial, uma vez que apesar de ser gerada e distribuída de maneira alternada (CA), a grande maioria dos equipamentos eletrônicos necessita de corrente contínua (CC) para funcionar. Com isso, com o objetivo de tornar essa conversão mais eficiente, diversas técnicas foram desenvolvidas e aperfeiçoadas ao longo dos anos.

Em um primeiro momento, pode-se dividir a conversão de energia em linear e chaveada. Segundo Liz (2003), um conversor linear possui baixo rendimento, com peso e volume elevados, enquanto conversores chaveados possuem alto rendimento, com volume e peso reduzidos. Entretanto, vale ressaltar que conversores chaveados apresentam características não lineares e interferências eletromagnéticas por condução e radiação.

Segundo Barbi (2000), um conversor chaveado estático pode ser definido como um sistema construído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e também elementos ativos (chaves comutadoras), como: diodo, tiristor, transistor, MOSFET, etc., associados segundo uma lei pré-estabelecida. Essa lei, também chamada de topologia, indica não só como a conversão será realizada, mas também sua característica fundamental. Dentre as principais topologias, pode-se destacar: Conversor Buck (abaixador), Conversor Boost (elevador) e Conversor Flyback (conversor isolado).

Com o advento das pesquisas no campo de semicondutores nas últimas décadas, a frequência de chaveamento dos conversores aumentou de tal forma que, circuitos eletrônicos tornaram-se cada vez menores, eficientes e baratos. No entanto, com esse aumento de frequência, fenômenos nocivos como o ruído de chaveamento, correntes parasitas, etc., surgem e afetam diretamente o funcionamento do conversor. Esses fenômenos são intrínsecos, não podem ser completamente atenuados e em sua maioria geram harmônicas em frequências muito superiores a frequência de chaveamento fundamental, acarretando um comportamento não linear em termos de magnitude e fase dos componentes utilizados.

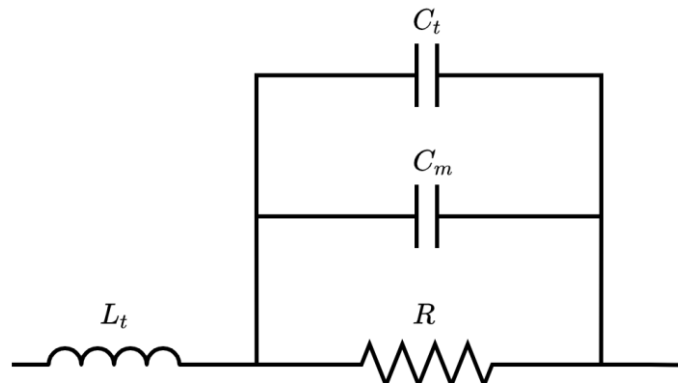
Prever tais fenômenos torna-se essencial para poder-se tomar as devidas providências quanto a atenuação desses efeitos. Em suma, caracterizar a impedância dos componentes ao longo da faixa de frequência, torna-se o primeiro passo para que se possa encontrar um modelo que contemple, de maneira satisfatória, tanto suas características fundamentais quanto parasitas.

Todo tipo de componente eletrônico pode ser modelado em função da frequência. Componentes passivos como resistores, capacitores e indutores, podem ter sua impedância modelada de acordo com fatores geométricos e construtivos. Ou seja, leva-se em conta o material utilizado, as terminações do componente e como o mesmo foi construído. A complexidade do modelo irá depender de como as informações anteriores são utilizadas.

Tomando-se como exemplo o componente mais comum dentro de sistemas eletrônicos: o resistor. Idealmente sua impedância ao longo da frequência deveria ser igual ao valor da absoluto da resistência, enquanto a fase é nula. Entretanto o material e o encapsulamento no qual o resistor é construído apresentam elementos parasitas ao longo da frequência. A Figura 1 apresenta o modelo proposto por Paul (2006) para o resistor levando-se em conta fatores construtivos. Onde L_t representa a indutância interna dos terminais do resistor, C_m representa a capacitância do material em que o componente foi encapsulado, C_t a capacitância entre os terminais e R representa o valor nominal do resistor.

Dentre os materiais utilizados para produzir resistores industrialmente destacam-se: os de composição de carbono (PTH) e filmes finos (SMD). O primeiro constituído por um cilindro de carbono com dois condutores cilíndricos nas pontas, enquanto o segundo é construído por deposição de um filme metálico sobre um substrato isolante.

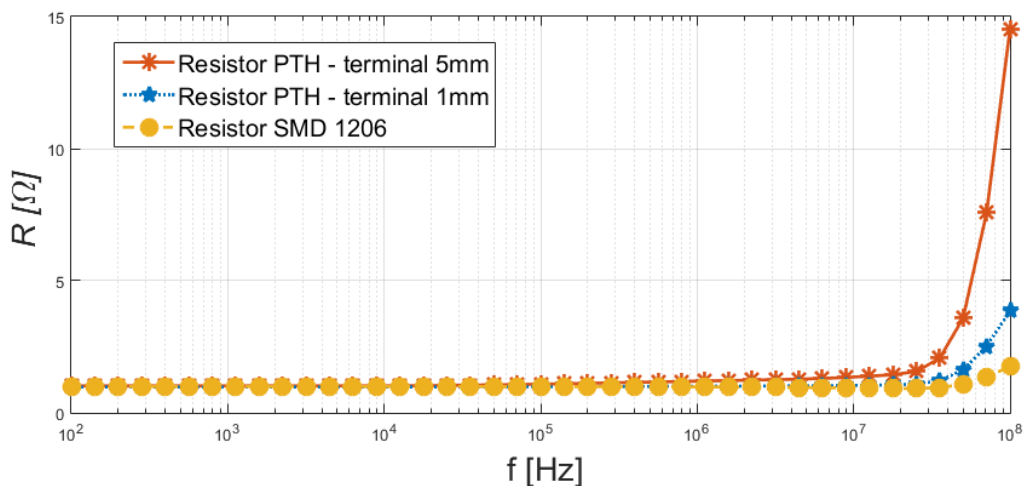
FIGURA 1 – MODELO DO RESISTOR PROPOSTO POR PAUL



FONTE: Adaptado de Paul, 2006.

A Figura 2 mostra a medida da componente real de três resistores com valores nominais iguais a $1 \Omega \pm 1\%$ no domínio da frequência e encapsulados conforme descrito na legenda. É possível observar que o resistor PTH com terminais de 5 mm apresenta uma taxa de crescimento maior em altas frequências, ao passo que, como seus terminais são maiores, sua indutância parasita também é maior, e interfere mais no valor da impedância. Paralelamente a esse fato, o resistor PTH com terminais de 1mm apresenta uma significativa queda em relação ao primeiro, uma vez que terminais menores, apresentam indutância menor. Por fim, o resistor SMD, por possuir terminais menores que 0.2 mm, apresenta a menor variação de valor em relação aos demais.

FIGURA 2 – COMPARAÇÃO DO MODELO PROPOSTO POR PAUL PARA DIFERENTES ESTRUTURAS DE RESISTOR



FONTE: Autor, 2020.

Outro componente passivo, essencial em fontes chaveadas, o transformador, é teoricamente definido como duas bobinas dividindo o mesmo fluxo magnético (Mclyman, 2004). Como o meio, por onde as linhas de fluxo passam, interfere diretamente no valor da indutância dos enrolamentos, materiais com alta permeabilidade magnética são inseridos entre as bobinas. Entretanto, a inserção de núcleos magnéticos geram fenômenos que necessitam de um modelamento mais complexo. Isso se justifica pela dificuldade em se modelar um sistema considerando todos seus efeitos nocivos atuando em simultâneo, isto é: no fio, no núcleo e nas bobinas. Todos esses fenômenos juntos interferem diretamente no rendimento do conversor. Elementos parasitas no fio, ao longo da frequência, interferem diretamente na potência dissipada pelo mesmo. Na bobina, elementos dispersivos distorcem tensões e correntes instantâneas no domínio do tempo, comprometendo a vida útil de componentes adjacentes. Por fim, como o valor da permeabilidade magnética relativa dos materiais usados em núcleos não é constante ao longo da frequência, o valor da indutância de magnetização da bobina acaba sendo alterado.

Os modelos de transformadores presentes na literatura são desenvolvidos a partir de metodologias baseadas em análises quantitativas, medições ou métodos numéricos. Contudo, o equacionamento desses efeitos parasitas é complexo, uma vez que dependendo das condições de contorno adotadas, acaba-se criando discrepâncias entre o valor teórico e medido. Como um exemplo, pode-se citar análises onde somente uma dimensão é levada em conta, geometrias que consideraram as camadas dos condutores presentes uniformes e equidistantes entre si, ou ainda, supor que a densidade de fluxo magnético fica totalmente contida no núcleo. Essas premissas simplificam matematicamente as equações, mas acabam afetando o resultado do modelo de maneira global.

Outra metodologia comumente encontrada é a utilização de equipamentos de medições, como o analisador de redes vetorial, para medir as características intrínsecas do componente. Sua utilização é relativamente simples e a obtenção de dados é rápida. Entretanto, é necessária a conversão desses dados em modelos matemáticos ou elétricos, o que pode ser complexo devido a não-linearidades nas funções obtidas através das medidas.

Por fim, métodos numéricos são eficientes no que tange a convergência de resultados em comparação com medidas reais, entretanto, vale lembrar do seu alto

custo computacional e que dependem diretamente de características construtivas muitas vezes, *a priori*, desconhecidas.

1.1 JUSTIFICATIVA

A necessidade e a dificuldade de simulações envolvendo componentes magnéticos utilizados em conversores chaveados foram as principais motivações para a elaboração do presente trabalho de pesquisa.

A utilização de modelos elétricos simplificados na fase de elaboração e desenvolvimento de projetos de conversores chaveados, pode levar a decisões equivocadas no que tange o rendimento do conversor, comprometendo seu adequado funcionamento. Por exemplo, prever a energia dissipada em transformadores, indutores de modo comum e indutores de filtro convencionais de maneira adequada, é essencial para se poder compreender os limites de uso do conversor.

Por mais que haja modelos na literatura que apresentem uma alta taxa de convergência, o tempo gasto nesse tipo de simulação onera seu uso, uma vez que decisões de projeto devem ser tomadas de maneira mais dinâmica. Ou seja, é necessário um modelo que tenha uma relativa coerência com o fenômeno físico, mas que sua resposta seja adquirida de forma mais ágil.

Em suma, apresentar um modelo elétrico equivalente que represente o comportamento de transformadores e indutores de maneira mais próxima possível do real, e que possa ser utilizado em qualquer simuladores de circuitos elétricos, ou até mesmo utilizando em um *software* matemático, faz-se interessante ao passo que resposta pode ser obtida mais maneira mais simples e rápida.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

Desenvolver uma metodologia que utilize medidas de impedância dos enrolamentos de transformadores e indutores para a aplicação em modelo elétrico equivalente que possa ser aplicado em simuladores de circuitos elétricos utilizando somente componentes passivos. O modelo deve contemplar uma faixa de frequência de zero até a frequência próxima a ressonância, considerando os efeitos dispersivos

presentes no condutor (efeito pelicular e proximidade) e na bobina (indutância de dispersão).

1.2.2 Objetivos específicos

- Comparar diferentes metodologias de análise dos efeitos pelicular e de proximidade em condutores cilíndricos e propor um modelo equivalente utilizando componentes passivos;
- Comparar técnicas de cálculo para a indutância e capacitância de dispersão e propor um modelo equivalente utilizando componentes passivos;
- Desenvolver o aparato necessário para as medições dos parâmetros intrínsecos do transformador;
- Validar o modelo, através da comparação com resultados experimentais;

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

2. **Revisão teórica:** Apresentar as definições físicas e matemáticas sobre transformadores e a análise quantitativa dos efeitos parasitas existentes no domínio da frequência.
3. **Métodos de modelagem de transformadores e indutores no domínio da frequência:** Apresentar os métodos encontrados na literatura para se modelar e medir as componentes de efeitos parasitas em transformadores no domínio da frequência.
4. **Proposta de um novo método para se modelar efeitos parasitas em transformadores e indutores:** Apresentar uma nova proposta de metodologia para se modelar efeitos parasitas, utilizando ideias consideradas vantajosas dos modelos apresentados ao longo do trabalho.
5. **Apresentação dos resultados:** Análise comparativa entre as equações analíticas, métodos de modelagem presentes na literatura e o modelo proposto.
6. **Conclusão:** Apresentação das considerações mais importantes do trabalho, os resultados obtidos em relação ao objetivo proposto e possíveis trabalhos futuros.

2 REVISÃO TEÓRICA

2.1 O TRANSFORMADOR REAL

Segundo Trask (2008), transformadores em banda larga são elementos comuns em projetos que vão de frequências de áudio até o UHF. São utilizados em inversores de tensão, conversores CC-CC, transformadores-retificadores e podem operar em regimes CA ou CC (Mclyman, 2004).

Normalmente, transformadores são tratados em projetos como somente duas bobinas dividindo um meio magnético comum, onde a relação de espiras, os chamados enrolamentos primário e secundário, é de $n:1$, tendo, por consequência, as indutâncias primária (L_p) e secundária (L_s) (Trask, 2008). Essa relação pode ser representada por (1).

$$n^2 = \frac{L_p}{L_s} \quad (1)$$

Os valores das indutâncias estão diretamente ligados a permeabilidade magnética relativa do material no qual ambas estão inseridas, bem como à quantidade de espiras. Define-se permeabilidade magnética absoluta (μ) como a interação do material com o campo magnético externo aplicado sobre ele (Chen, 2004). Todas as substâncias têm seu valor de permeabilidade magnética absoluta representado em função da permeabilidade magnética absoluta do vácuo (μ_o). Para essa, dá-se o nome de permeabilidade relativa (μ_r) e é calculada por (2). Materiais não magnéticos como ar, papel e cobre, têm sua permeabilidade relativa próxima de um, enquanto materiais como ferro, níquel e cobalto, têm sua permeabilidade relativa na casa de dezenas de milhares (Mclyman, 2004).

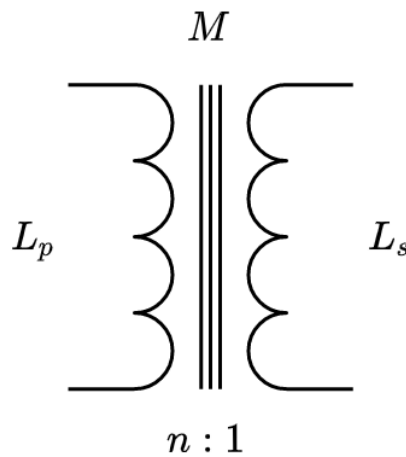
$$\mu = \mu_r \mu_o \quad (2)$$

A densidade de fluxo magnético gerada na bobina primária se acopla com a secundária através de um fator k_m chamado fator de acoplamento (Trask, 2008). Define-se ainda como indutância mútua (M), a razão entre o enlace do fluxo magnético através em uma bobina e a corrente elétrica presente na outra (Halliday, 2009).

$$M = k_m \sqrt{L_p L_s} \quad (3)$$

Onde $k_m = 1$, indica bobinas totalmente acopladas, isto é, são percorridas pela mesma densidade de fluxo magnético, enquanto $k_m = 0$, indica que nenhuma linha de fluxo de uma bobina passa pela outra. A Figura 3 mostra o modelo elétrico simplificado de um transformador com dois enrolamentos baseado nas grandezas descritas nas equações (1) e (3).

FIGURA 3 – MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UM TRANSFORMADOR



FONTE: Autor, 2020.

Define-se indutância como a relação entre o fluxo magnético presente na espira com a corrente que percorre a mesma (4). Ou seja, calculando-se o valor do campo magnético através de uma superfície limitada pela área da espira, pode-se encontrar o valor da indutância na mesma.

$$L = \frac{\phi}{I} \quad (4)$$

Onde ϕ representa a densidade de fluxo magnético presente na espira e I representa a corrente que gerou o fluxo magnético.

Pode-se aproximar os enrolamentos de um transformador por solenoides de comprimentos ℓ_p e ℓ_s , contendo N_p e N_s espiras respectivamente, acoplados em um

meio magnético com permeabilidade relativa μ_r . Expressando a indutância dos enrolamentos em função da geometria no núcleo magnético tem-se:

$$L_p = A_\ell N_p^2 \quad (5)$$

$$A_\ell = \frac{\mu A}{\ell_p} \quad (6)$$

Onde A representa a área da secção transversal do núcleo magnético onde a bobina está presente.

Observando as equações (5) e (6), nota-se que a indutância, em um primeiro momento, depende somente de fatores geométricos (A_ℓ), propriedades magnéticas do meio (permeabilidade) e do número de espiras da bobina.

Segundo Tipler (2009), o princípio de operação de um transformador está no transporte de potência entre os enrolamentos. Para tal, é necessária uma variação de corrente em uma das bobinas para induzir uma FEM no enrolamento vizinho devido à indutância mútua entre ambos. Desprezando a resistência ôhmica das bobinas e aplicando uma fonte senoidal de frequência arbitrária f , representada pela equação (8), em um dos enrolamentos do transformador, uma contra-fem de módulo $L di/dt$ é gerada devida a variação de fluxo magnético nas espiras, representada pela equação (7).

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (7)$$

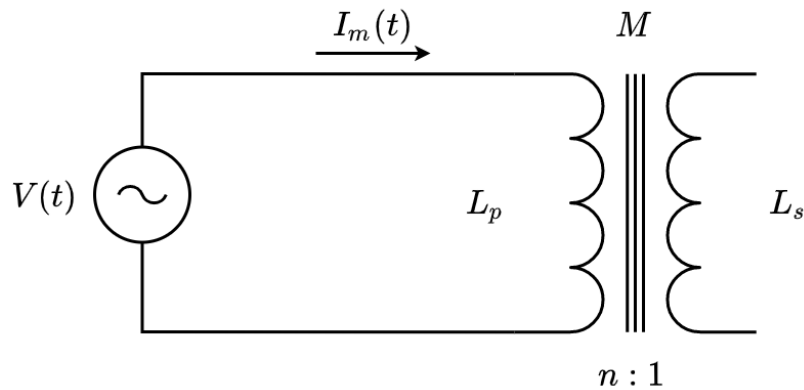
$$V(t) = V_a \cos(2\pi ft) \quad (8)$$

Onde di/dt representa a variação da corrente presente no indutor no tempo, V_a é o pico de amplitude da tensão aplicada pela fonte senoidal e f é a frequência aplicada pela fonte.

Observando a Figura 4, nota-se que a tensão na bobina do enrolamento primário é igual à tensão gerada pela fonte CA. Por isso, igualando-se as equações (7) e (8),

e resolvendo a equação diferencial, nota-se que corrente e tensão estão defasadas em 90° .

FIGURA 4 – FONTE DE TENSÃO SENOIDAL APLICADA AO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR



FONTE: Autor, 2020.

A expressão resultante, é conhecida como corrente de magnetização I_m e é definida como a corrente responsável pela magnetização o núcleo. Supondo uma componente CC nula, temos a seguinte equação para corrente de magnetização:

$$I_m(t) = \frac{V_a}{X_L} \cos \left(2\pi f t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (9)$$

$$X_L = 2\pi f L \quad (10)$$

Onde X_L é chamada de reatância indutiva e representa a imposição à passagem de corrente elétrica pelo enrolamento (Tipler, 2009). Entretanto, apesar de similar, a reatância depende diretamente da frequência, ou seja, quanto maior a frequência, menor o valor da corrente.

Como a corrente I_m está defasada em 90° em relação à tensão V_L , nenhuma potência é transferida da fonte CA para o enrolamento (HALLIDAY, 2009). Entretanto, mesmo sendo pequena, devido à alta permeabilidade relativa do núcleo, a variação da corrente de magnetização nas espiras, gera uma alta densidade de fluxo magnético (Tipler, 2009).

Pode-se estabelecer uma expressão que representa a queda de tensão na bobina do enrolamento primário em função do número de espiras e da variação do fluxo magnético em cada uma delas.

$$V_p = N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (11)$$

Onde $d\phi/dt$ é a variação de fluxo magnético em uma única espira.

Supondo um transformador ideal, o fluxo presente em cada volta da espira é o mesmo para ambos os enrolamentos (Tipler, 2009). Com isso, a tensão induzida no enrolamento secundário é proporcional ao número de espiras do secundário. Por homologia, pode-se relacionar as tensões induzidas (relação de transformação n : 1) para o secundário através da expressão (11).

$$V_s = N_s \frac{d\phi}{dt} \quad (12)$$

$$V_p = nV_s \quad (13)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (14)$$

Se a relação n for maior que 1, a tensão induzida no enrolamento secundário é menor que o enrolamento primário. Nesse caso, o transformador é chamado de abaixador. Para uma relação n menor que 1, a tensão induzida no secundário é maior que o primário. Quando isso ocorre, o transformador é chamado de elevador (Halliday, 2009).

A relação entre as correntes presentes nos enrolamentos primário e secundário pode ser estabelecida, colocando-se uma carga resistiva no segundo enrolamento. A corrente gerada, chamada de I_s , estará em fase com a tensão induzida V_s . Ou seja, a carga resistiva introduz um fluxo ϕ' proporcional a $N_s I_s$, através de cada espira (Tipler, 2009). Segundo a Lei de Lenz, esse fluxo se opõe ao fluxo gerado pela corrente de magnetização no enrolamento primário. Entretanto, como é a fonte CA que determina a corrente de magnetização, a queda de tensão no enrolamento primário não é

afetada pelo fluxo ϕ' . De acordo com as equações (12) e (13), a variação do fluxo magnético deve manter sua densidade nas espiras de ambos os enrolamentos. Assim, surge uma corrente I_p no enrolamento primário a fim de manter o fluxo ϕ original. Esse fluxo é diretamente proporcional a $N_p I_p$. Nota-se então, que para manter-se o valor de fluxo original, I_p e I_s devem estar defasadas em 180° (Tipler, 2009).

$$N_p I_p = -N_s I_s \quad (15)$$

$$I_p = -\frac{1}{n} I_s \quad (16)$$

2.2 O TRANSFORMADOR REAL

Idealmente, assume-se que os fios que compõem os enrolamentos primário e secundário têm resistência nula. Entretanto, sabe-se que a condutividade de condutores ôhmicos não é infinita. Ela depende de fatores geométricos (área e comprimento), fatores elétricos (resistividade), e representa as perdas (dissipação de potência) no condutor (Sadiku, 2013). Desse modo, pode-se dividir a impedância de uma bobina em partes real (resistiva) e imaginária (indutiva):

$$Z = R + j2\pi fL \quad (17)$$

Parte da energia transportada pela corrente elétrica é dissipada na forma de calor pelo próprio condutor da bobina. Pela lei OHM, pode-se definir a relação entre a condutividade do material e suas dimensões físicas baseada na corrente elétrica presente no condutor e na diferença de potencial entre as suas extremidades. A grandeza obtida indica a dificuldade que o material impõe a passagem de cargas elétricas e é conhecida como resistência elétrica (Sadiku, 2009). Supondo uma densidade de corrente totalmente uniforme ao longo do fio e uma diferença de potencial constante entre as extremidades da bobina, pode-se estabelecer a resistência elétrica do condutor pela equação (18).

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{\ell}{A} \quad (18)$$

Onde σ representa a condutividade do material que compõe o condutor, ℓ é comprimento do fio condutor e A é a área da secção transversal do fio.

O valor da permeabilidade magnética do núcleo presente entre as bobinas é definido pela relação entre a densidade de fluxo magnético B e a intensidade de campo H (Mclyman, 2004).

$$B = \mu H \quad (19)$$

A Equação (19) mostra como pequenos valores de corrente podem gerar altos valores de fluxo magnético se o núcleo tiver alta permeabilidade. Teoricamente, como essa relação é linear, a densidade de fluxo magnético pode tender ao infinito ao passo que a corrente aumenta. Entretanto, núcleos magnéticos atingem a saturação quando a densidade de fluxo magnético é máxima dentro do material. Quando saturado, a permeabilidade relativa do material torna-se unitária (Mclyman, 2004).

2.3 TRANSFORMADORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

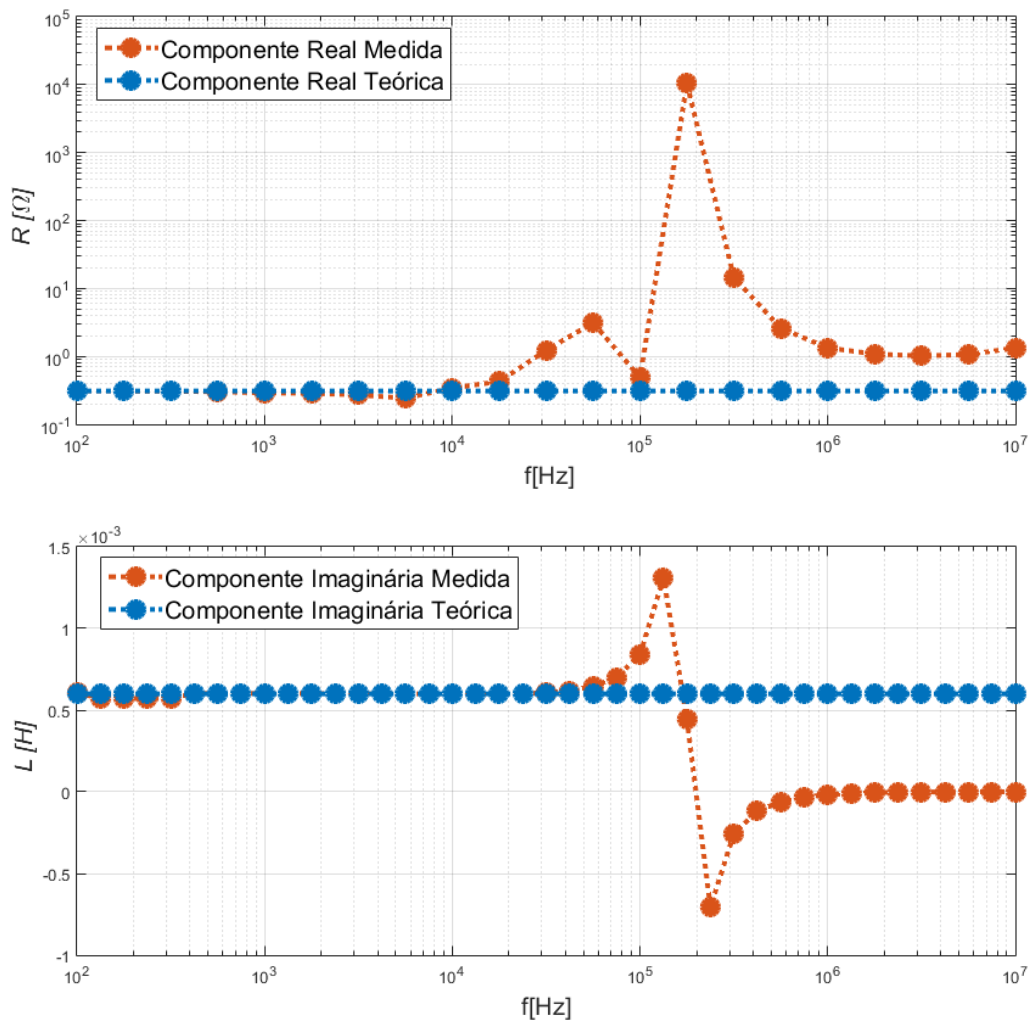
Apesar de ter um comportamento próximo do ideal em baixas e médias frequências, os componentes construtivos de um transformador real (fio, bobina e núcleo) apresentam características distintas das esperadas em altas frequências. Seu efeito compromete o rendimento da transferência de potência, através de elementos parasitas. Esses elementos afetam diretamente a magnitude e fase da impedância dos enrolamentos, afetando o valor a indutância, da resistência do fio condutor, a indutância mútua entre as bobinas e o fator de acoplamento entre os enrolamentos.

A Figura 5 apresenta a comparação entre as medidas das componentes real e imaginária da impedância realizadas em um equipamento de precisão, e o resultados das equações apresentadas nas seções 2.1 e 2.2. Para os cálculos teóricos, foi admitido que a curva de histerese é ideal, ou seja, sem perdas no núcleo. A amostra utilizada é um transformador de $600 \mu\text{H}$ com relação de transformação de 1:9.

Analisando as componentes imaginárias, nota-se que até 40 kHz, a indutância calculada é muito próxima da medida. Além disso, percebe-se uma ressonância em torno de 200 kHz. Para a componente real, a resistência medida é próxima da calculada para frequência até 10 kHz, quando então há um aumento significativo à

medida que a frequência aumenta. Em outras palavras, o valor da resistência em função da frequência é muito discrepante em relação ao calculado. Nota-se, portanto, que a equação descrita em (18), não é suficiente para descrever as perdas por dissipação nos condutores.

FIGURA 5 – COMPARAÇÃO ENTRE AS MEDIDAS REAIS E TEÓRICAS DAS COMPONENTES REAL E IMAGINÁRIA DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DE UM TRANSFORMADOR



FONTE: Autor, 2020.

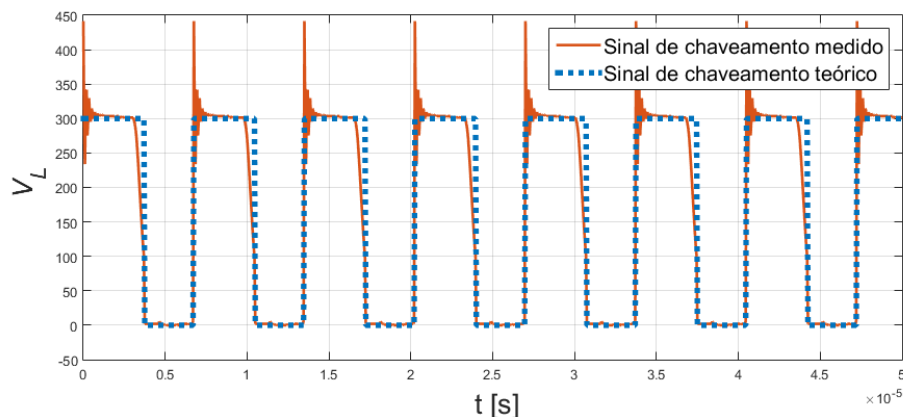
2.4 TRANSFORMADORES DO DOMÍNIO DO TEMPO

Os elementos parasitas notados na seção anterior podem ser interpretados no domínio no tempo analisando-se elementos adjacentes ao transformador. Em outras palavras, efeitos parasitas interagem diretamente nos sinais de tensão e corrente afetando seus valores instantâneos no tempo. Esses efeitos levam ao aumento das perdas de comutação e comprometem, não só o rendimento, mas também a vida útil de componentes ligados ao mesmo barramento de energia do transformador.

O mesmo transformador descrito para as análises no domínio da frequência da seção anterior foi utilizado em um conversor CC-CC na topologia flyback. O controlador de PWM utilizado para fazer o controle de chaveamento opera em uma frequência de chaveamento de 120 kHz além de utilizar um circuito de *feedback* adicional para o controle de corrente na carga. A Figura 6 mostra a comparação entre o sinal de chaveamento medido no circuito, e o sinal obtido em uma simulação do tipo SPICE. Para a simulação, os elementos comutadores foram tidos como ideais, isto é, sem elementos parasitas e resistência de condução nula.

Comparando as duas curvas, pode-se observar uma tensão de pico em torno de 1,5 vezes maior que o esperado e ainda uma ressonância após o transitório de tensão. Com isso, nota-se que mais uma vez, as equações descritas na seção 2.1 e 2.2 não são suficientes para descrever o comportamento de transformadores de maneira mais próxima da ideal.

FIGURA 6 – COMPARAÇÃO ENTRE A MEDIDA REAL E TEÓRICA DE UM TRANSFORMADOR NO TEMPO



FONTE: Autor, 2020.

2.5 EFEITOS PARASITAS EM TRANSFORMADORES PARA CONVERSORES DE ENERGIA CHAVEADOS

Observando as análises sobre o comportamento de um transformador tanto no domínio da frequência, quanto do tempo, é possível afirmar que suas componentes de impedância não se comportam de maneira linear. Dentre as principais causas destas não linearidades pode-se destacar os Efeitos Pelicular e de Proximidade, que alteram o valor da resistência efetiva dos condutores, a indutância de dispersão, que acumula energia na forma de campo magnético através de acoplamentos indesejados, e ainda a capacitância de dispersão, que também acumula energia, mas dessa vez na forma de campo elétrico devido aos gradientes de tensão presentes ao longo das bobinas.

2.5.1 Efeito Pelicular

A resistência elétrica dos condutores elétricos depende apenas das características intrínsecas do material (resistividade) e dimensões físicas (largura e área da secção transversal). Entretanto, esse valor não é constante em toda faixa de frequência. De acordo com a Lei de Lenz, a variação das linhas de fluxo magnético (geradas por correntes alternadas), induzem correntes parasitas no sentido oposto à variação do campo magnético que as deu origem (Tipler, 2009). Ou seja, fluem no sentido oposto à corrente AC aplicada e se dirigem ao interior do condutor. Com isso, à medida que a frequência aumenta, o interior do fio acaba ficando blindado, diminuindo a área efetiva para a passagem de corrente. Conhecido como Efeito Pelicular, esse fenômeno faz com que a resistência de qualquer material aumente a partir de uma faixa de frequência (Chipman, 1968).

A expressão da impedância do condutor sob a ação do efeito pelicular é composta por componentes real e imaginária (20). A primeira, representa a resistência do condutor (21), enquanto a segunda representa a indutância interna do mesmo (22). Por questão de simplicidade, ambas grandezas são representadas por unidades de comprimento, ou seja, basta multiplicar o comprimento total do condutor para se calcular a resistência total do condutor.

$$Z_{int} = R_{int} + j\omega L_{int} \quad (20)$$

$$R_{int} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi r \delta} \left[\frac{ber(\sqrt{2}q)bei'(\sqrt{2}q) - bei(\sqrt{2}q)ber'(\sqrt{2}q)}{ber'(\sqrt{2}q)^2 + bei'(\sqrt{2}q)^2} \right] \quad (21)$$

$$L_{int} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi r \delta \omega} \left[\frac{ber(\sqrt{2}q)bei'(\sqrt{2}q) - bei(\sqrt{2}q)ber'(\sqrt{2}q)}{ber'(\sqrt{2}q)^2 + bei'(\sqrt{2}q)^2} \right] \quad (22)$$

$$q = \frac{r}{\delta} \quad (23)$$

Onde ber e bei representam, respectivamente, as componentes real e imaginária da função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero, ber' e bei' são suas respectivas derivadas, δ é o chamado de *Profundidade Nominal de Penetração* e q é definida como a relação entre o raio r do condutor e δ .

O fator δ é definido como a distância, partindo da superfície, na qual a densidade de corrente cai na proporção J_a/e (Collin, 1992). Onde J_a é a densidade de corrente na superfície do condutor. Sua expressão é dada por (24).

$$\delta(w) = \sqrt{\frac{2}{w\mu\sigma}} \quad (24)$$

A equação (22) mostra que um fio condutor, mesmo que retilíneo, armazena energia na forma de campo magnético, isto é, possui indutância interna. Aqui vale a ressalva de que, assim como a resistência, a indutância interna também tem seu valor definido para a frequência nula. Esse valor é importante de se conhecer, a fim de serem feitas comparações entre os valores de resistência e indutância no domínio da frequência. Chipman (1968) define o valor da indutância em frequência nula como:

$$L_{DC} = \frac{\mu \ell}{8\pi} \quad (25)$$

Segundo Collin (1992), para situações onde o fator $q \gg 10$, as equações (21) e (22) podem ser aproximadas de forma a não serem mais definidas por funções de Bessel.

$$R_{int} \approx \frac{1}{\sigma} \frac{1}{2\pi r \delta} \quad (26)$$

$$L_{int} \approx \frac{1}{\sigma} \frac{1}{2\pi r \delta w} \quad (27)$$

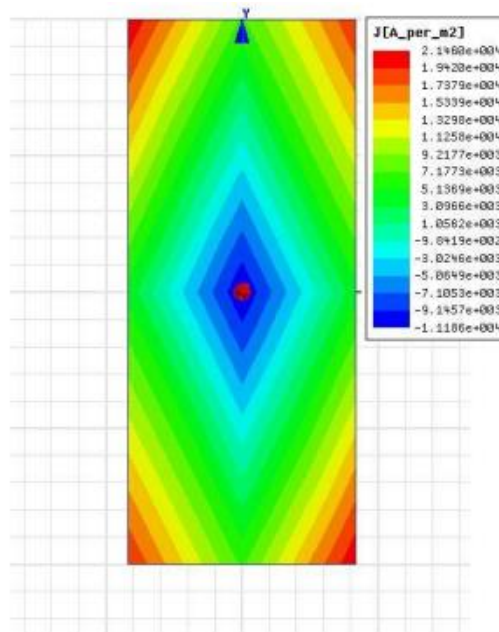
As equações (26) e (27) definem uma aproximação para a resistência e indutância interna por unidade de comprimento de um fio condutor levando em conta a ação do efeito pelicular presente.

2.5.2 Efeito de Proximidade

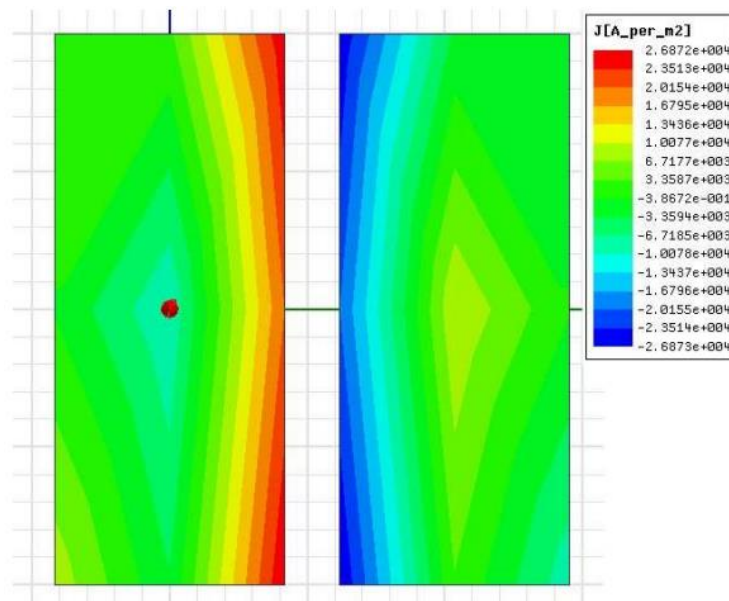
Para dois ou mais condutores próximos, a variação do campo magnético em um deles, gera correntes induzidas nos condutores adjacentes. Essas correntes induzidas alteram a distribuição da densidade de corrente em ambos os condutores, mesmo que o condutor adjacente esteja em aberto (Iyer, 2013). Ou seja, a área delimitada entre a superfície do condutor e a profundidade nominal de penetração é alterada, uma vez que a densidade de corrente efetiva no condutor é também muda.

A Figura 10 apresenta uma simulação realizada por Iyer (2013), utilizando a técnica de elementos finitos para representar o efeito de proximidade de condutores próximos. A legenda mostra o valor da densidade de corrente que percorre o condutor. Valores com sinal positivo indicam o sentido da corrente principal aplicada, enquanto valores negativos indicam a blindagem interna do condutor devido aos efeitos pelicular e de proximidade. Em (a), tem-se um condutor retangular, sendo percorrido por um sinal senoidal de 1 kHz com amplitude unitária. Em (b), um condutor idêntico é posto ao lado do condutor original sem ser excitado por qualquer outra corrente. Nota-se como a densidade de corrente em ambos os condutores é alterada e a área de efetiva para a passagem da corrente principal diminui ainda mais. Ou seja, quanto maior a quantidade de condutores adjacentes, maior a potência dissipada no condutor.

FIGURA 7 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE EM CONDUTORES PRÓXIMOS



(a) Densidade de Corrente em um condutor retangular.



(b) Densidade de corrente em dois condutores retangular próximos.

FONTE: Extraído de Iyer, 2013.

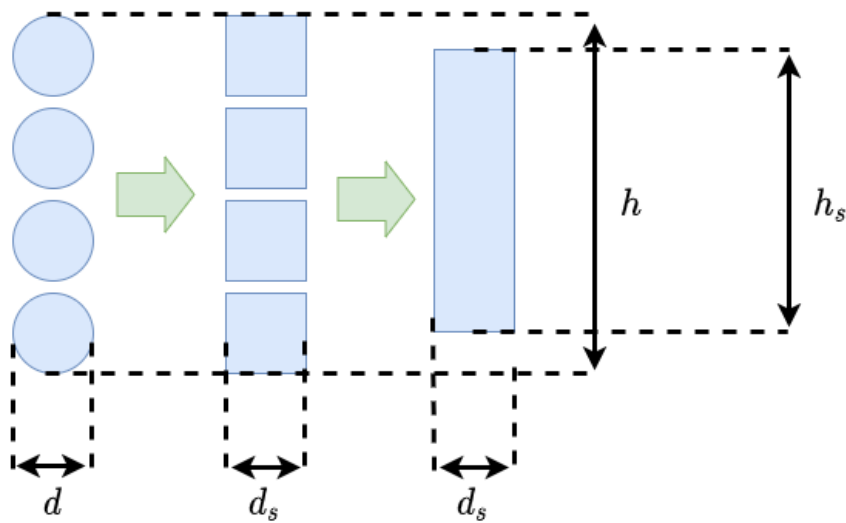
Ao longo das últimas décadas foram propostos modelos analíticos para se prever o valor da resistência ao longo do domínio da frequência levando em conta a presença de condutores próximos (R_{AC}). Dowell (1966) apresentou a mais conhecida

equação analítica para se calcular a relação entre a resistência ao logo do domínio da frequência a resistência em regime CC. Essa relação é definida por:

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad (29)$$

Dowell introduziu a ideia do chamado *coeficiente de porosidade* (η_s), que leva em conta a distância entre os fios e possibilita o cálculo de F_r em diferentes configurações de condutores adjacentes. Para isso, é necessário realizar algumas transformações na geometria do enrolamento em estudo. A Figura 8 descreve como é a feita a conversão das camadas das bobinas em folhas equivalentes para a aplicação da equação de Dowell.

FIGURA 8 – TRANSFORMAÇÃO DE FIO CILÍNDRICO PARA FOLHA EQUIVALENTE



FONTE: Autor, 2020.

Primeiro, converte-se a área da secção transversal dos condutores de circulares para retangulares através da equação (30). Em seguida, o coeficiente de porosidade é definido como a relação entre a espessura equivalente excluindo-se os espaços entre os condutores, e a espessura original.

$$d_s = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d \quad (30)$$

$$\eta_s = \frac{h_s}{h} \quad (31)$$

A equação proposta por Dowell para a resistência é definida como:

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \Re\{P\} + \frac{(m^2 - 1)\Re\{D\}}{3} \quad (32)$$

Onde $P = \alpha d_s \coth(\alpha d_s)$, $D = 2\alpha d_s \tanh\left(\frac{\alpha d_s}{2}\right)$ e $\alpha = \sqrt{j\omega\mu_0\eta_s\sigma}$.

Na literatura, é possível encontrar a equação (32) simplificada em termos das componentes reais de P e D .

$$F_r = X \left[\frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} + \frac{2}{3}(m^2 - 1) \frac{\sinh(2X) - \sin(2X)}{\cosh(2X) + \cos(2X)} \right] \quad (33)$$

$$X = \frac{d_s}{\delta} \sqrt{\eta_s} \quad (34)$$

Onde m é o número de camadas de folhas equivalentes, δ é a profundidade nominal de penetração, η_s é o coeficiente de porosidade e d_s é a espessura equivalente de cada folha presente no enrolamento.

Ferreira (1990) propõe um modelo baseado na resolução das equações de Maxwell utilizando funções de Kelvin-Bessel. Essa abordagem não utiliza o coeficiente de porosidade.

$$F_r = \frac{\gamma}{2} \left[\frac{\text{ber}(\gamma)\text{bei}'(\gamma) - \text{bei}(\gamma)\text{ber}'(\gamma)}{\text{ber}'(\gamma)^2 + \text{bei}'(\gamma)^2} - 2\pi(2m - 1)^2 \frac{\text{ber}2(\gamma)\text{bei}'(\gamma) + \text{bei}2(\gamma)\text{ber}'(\gamma)}{\text{ber}(\gamma)^2 + \text{bei}(\gamma)^2} \right] \quad (35)$$

$$\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}} \quad (36)$$

Reatti *et al* (2002), também utiliza as equações de Kelvin-Bessel para resolver as equações. Entretanto, diferentemente das equações anteriores, assume que a distribuição de campo magnético não é uniforme sobre a área da secção transversal do condutor. Essa equação também é chamada de equação de Ferreira modificada.

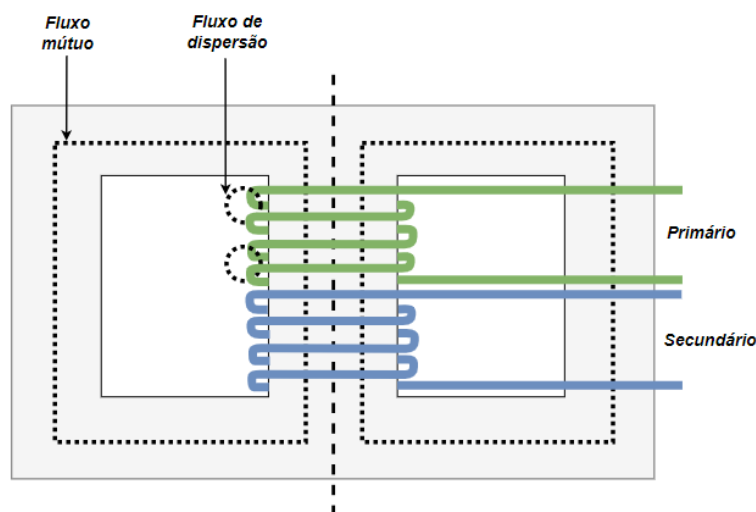
$$F_r = X \left[\frac{ber(\gamma)bei'(\gamma) - bei(\gamma)ber'(\gamma)}{ber'(\gamma)^2 + bei'(\gamma)^2} - 2\pi\eta_w^2 \left(\frac{4(m^2 - 1)}{3} + 1 \right) \frac{ber2(\gamma)bei'(\gamma) + bei2(\gamma)ber'(\gamma)}{ber(\gamma)^2 + bei(\gamma)^2} \right] \quad (37)$$

Onde é γ definido pela equação (36).

2.5.3 Indutância de Dispersão

O fluxo magnético, gerado por uma corrente CA, no enrolamento primário de um transformador, flui pelo núcleo e se acopla ao enrolamento secundário. Entretanto, parte desse fluxo no núcleo, acaba se acoplando com outros elementos (ar, bobina e etc.). A soma desses acoplamentos indesejados é chamada indutância de dispersão. A Figura 9 exemplifica de maneira visual onde podem ocorrer acoplamentos indesejados ao longo do núcleo.

FIGURA 9 – ESTRUTURA BÁSICA DE UM TRANSFORMADOR



FONTE: Autor, 2020.

Segundo Mcllyman (2004), a indutância de dispersão é distribuída ao longo da bobina uma vez que esse fluxo não se acopla com o enrolamento secundário, ou seja, cada espira tem uma pequena porção de fluxo magnético se acoplando com fatores externos. Entretanto, por questões de simplicidade, a indutância de dispersão é representada como um indutor único em série com a indutância de magnetização do transformador.

Na literatura, um método bastante abordado para estimar o valor da indutância de dispersão, é baseado no cálculo do fluxo magnético de dispersão dentro na janela no transformador. Além disso, é assumido que o efeito do campo magnético radial gerado pela bobina na janela é negligenciável e que a distribuição física dos condutores é uniforme (Mogorovic, 2017).

Dowell (1966), Dauhajre (1986) e Mcllyman (2004), são alguns dos autores que desenvolveram equações algébricas para se calcular o valor da indutância de dispersão. Entretanto, dentre os citados, somente a equação desenvolvida por Dowell, estima o valor da indutância de dispersão levando-se em conta os efeitos pelicular e de proximidade ao longo da frequência.

Dowell divide a janela do transformador em regiões onde os efeitos pelicular e de proximidade ocorrem. Isto é, regiões próximas às espiras que têm dependência direta da frequência, enquanto os espaços entre as camadas não. A expressão que relaciona a indutância de dispersão no regime CA e CC utilizando novamente os fatores P e D presentes na equação (32).

$$F_L = \frac{L_{IkAC}}{L_{IkDC}} = \frac{3\Im\{P\} + (m^2 - 1)\Im\{D\}}{m^2|\alpha^2 d_s^2|} \quad (38)$$

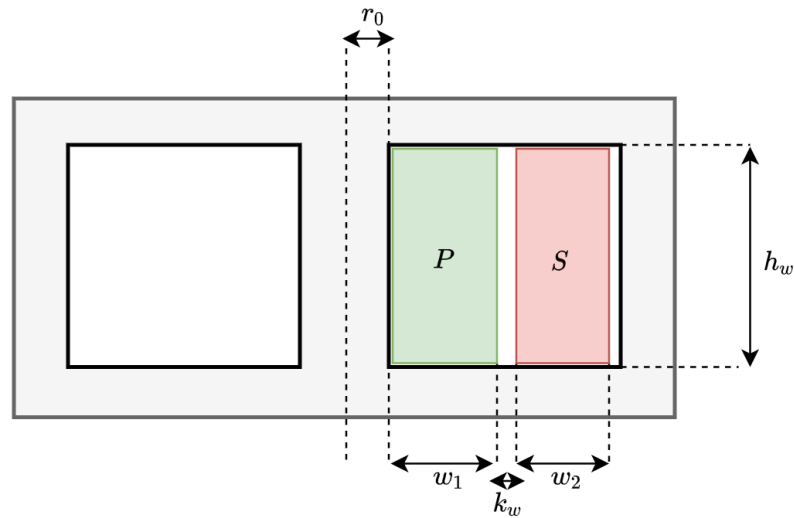
Observando a equação (38), nota-se que para se estimar o valor da indutância de dispersão no domínio da frequência, é necessário saber o valor da mesma no regime CC. Para tal, Dowell estabeleceu o valor da indutância de dispersão inicial (em regime CC) utilizando fatores construtivos do transformador.

$$L_{IkDC} = \frac{\mu_o m^3 N_\ell^2 (MLT) d_s}{3h} \quad (39)$$

Onde MLT é o valor médio da largura da espira utilizada para dar uma volta completa no núcleo do transformador e N_ℓ é o número de espiras por camada.

A Figura 10 mostra a estrutura da janela de um transformador dividida pelos parâmetros utilizados para se aplicar as equações de Dauhajre e Mcllyman a seguir. Onde r_o é a distância entre eixo do núcleo e o início da janela, h_w é o comprimento da janela, k_w é a distância entre os enrolamentos e w_1 e w_2 são a espessura dos enrolamentos primário e secundário respectivamente.

FIGURA 10 – PARÂMETROS GEOMÉTRICOS PARA CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO



FONTE: Autor, 2020.

Dauhajre, parte do princípio de que a energia armazenada entre as espiras é calculada de maneira independente e depois somada para se estimar o valor da indutância de dispersão de um enrolamento equivalente.

$$L_{lk} = 2\pi\mu_o N_p^2 \frac{1}{h_w} \left[w_1 \left(\frac{r_o}{3} + \frac{w_1}{4} \right) + k \left(r_o + w_1 + \frac{k_w}{2} \right) + w_2 \left(\frac{r_o + w_2 + k_w}{3} + \frac{w_2}{12} \right) \right] \quad (40)$$

Mcllyman (2004), também utiliza fatores geométricos para se estimar o valor da indutância de dispersão supondo que todo fluxo de dispersão se concentra entre as bobinas dos enrolamentos primário e secundário (k_w)

$$L_{lk} = \mu_o (MLT) N_p^2 \frac{1}{h_w} \left[k_w + \frac{w_1 + w_2}{3} \right] \quad (41)$$

É possível notar que as equações apresentadas tanto para se calcular o valor da resistência, quanto da indutância de dispersão, partem de análises unidimensionais, com distribuição de espiras uniformes e janela do transformador com dimensões uniformes. Com isso, sua utilização acaba sendo limitada, uma vez que essas premissas não se encaixam em uma situação real. Além disso, com as equações dependentes diretamente de fatores construtivos, a modelagem de uma amostra pode ser complexa, uma vez que é necessário desmontar a mesma para se medir os parâmetros necessários.

Em capítulos futuros, as equações algébricas apresentadas serão aplicadas em amostras e comparadas com os demais métodos a serem citados no decorrer do trabalho.

3 MÉTODOS DE MODELAGEM DE TRANSFORMADORES E INDUTORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Sem dúvida, o grande desafio para a modelagem de transformadores está no fato de modelos algébricos não cobrirem toda a faixa de frequência de operação. Pereira *et al* (2016) comprova essa afirmação comparando as equações descritas na seção 2.5.2 com medições realizadas utilizando um analisador de redes vetorial. As equações algébricas se mostraram discrepantes em frequências superiores a 1 kHz. Wilson *et al* (2012) e Mogorovic (2017), realizaram constatação similar comparando os modelos algébricos da indutância de dispersão, com medições realizadas em laboratório. Ambos detectaram discrepâncias no valor da indutância de dispersão ao longo de toda faixa de frequência analisada.

Como citado, as expressões algébricas não são suficientes para se modelar adequadamente o comportamento da impedância de transformadores em médias e altas frequências. Por isso, o uso de FEA (*Finite Element Analysis*) vem ganhando espaço no que tange a modelagem de componentes magnético no domínio da frequência. Pereira *et al* (2016), utiliza essa técnica para se estimar o valor da resistência efetiva nos condutores de um transformador, enquanto Wilson *et al* (2012) e Mogorovic (2017), utilizam FEA para calcular o valor da indutância de dispersão em função da frequência do sinal presente.

Outra abordagem comumente adotada, é o uso de modelos criados a partir da medição dos parâmetros de impedância dos enrolamentos do transformador. Com isso, pode-se estimar o valor dos efeitos parasitas ao longo da frequência varrida pelo analisador de redes vetorial. Javidi *et al* (2018) e Hayes *et al* (2009), apresentam técnicas de como extrair elementos parasitas através de medições utilizando analisadores de redes vetorial.

Por fim, outra metodologia encontrada na literatura, é a utilização de circuitos elétricos passivos equivalentes constituídos de resistores, indutores e capacitores para se modelar efeitos parasitas. Wheeler *et al* (1998) sugere uma metodologia que modela o efeito pelicular através de redes circuitos RL em paralelo, enquanto Wilson *et al* (2012) utiliza o resultado de medições para aproximar o valor da indutância de dispersão através um circuito elétrico passivo equivalente.

O objetivo dessa seção é apresentar métodos de modelagem para efeitos parasitas a partir das técnicas encontradas na literatura. Com isso, pode-se comparar

os resultados obtidos com as equações da seção 2 para que se possa fazer uma análise comparativa entre todas as metodologias apresentadas e apontar eventuais vantagens e desvantagens de cada técnica.

3.1 MODELAGEM UTILIZANDO FEA

Segundo Hutton (2004), define-se FEM (*Finite Element Method*), também conhecido na literatura como FEA (*Finite Element Analysis*), como uma técnica computacional utilizada para se obter soluções aproximadas para problemas de valores de contorno em engenharia. Um problema de valores de contorno (PVC) também é conhecido como problema de campo. O campo em questão é o domínio de interesse, que na maioria das vezes, representa uma estrutura. As chamadas variáveis de campo são as variáveis dependentes de interesse e são governadas por equações diferenciais. Essas variáveis de campo podem representar densidade de calor, densidade de campo magnético, temperatura, etc.

Segundo Nikishkov (2004), o domínio de interesse é representado por um conjunto de elementos finitos (ou sub-regiões) e suas respectivas funções são determinadas em termos de valores nodais do campo físico buscado. Ou seja, um modelo físico contínuo, é discretizado em elementos finitos com valores nodais desconhecidos. Logo, para n sub-regiões, tem-se n equações discretizadas.

A complexidade do sistema de equações depende de uma série de fatores tais como: número de nós de um elemento e o número de elementos compondo a região em estudo. Obviamente, a precisão da resolução do método está relacionada aos parâmetros descritos acima. Nikishkov (2004) aponta que mesmo simples funções de aproximação atingem bons resultados aumentando-se o número de elementos.

A resolução do sistema de equações é feita de maneira computacional. É possível encontrar uma série de *softwares* que realizam o método FEM. Entretanto, vale ressaltar, que uma simulação correta da região em estudo, depende do conhecimento de parâmetros geométricos e intrínsecos do material.

Como já citado anteriormente, esse método apresenta altas convergências em relação a equações analíticas e possui um custo computacional altíssimo, fazendo com que a simulação demore um longo período para ser completada. Como a premissa do presente trabalho é propor um modelo elétrico que utilize apenas

componentes passivos, e por consequência tenha um custo computacional mais baixo, o método FEA não será abordado.

3.2 MODELAGEM UTILIZANDO MEDIDAS

Um dos métodos mais simples de se verificar a presença de efeitos parasitas em qualquer componente é utilização de equipamentos de alta precisão, como o VNA. Esse equipamento injeta um sinal de potência através de sua porta de saída, e faz a amostragem da tensão em sua porta de entrada.

Antes de se mostrar como os resultados obtidos por esses equipamentos podem ser fortes aliados na modelagem do comportamento de componentes magnéticos no domínio da frequência, é necessário entender as limitações e as técnicas envolvidas nas medidas das variáveis de interesse.

Técnicas de medida podem ser muito úteis tanto para validar simulações feitas utilizando FEM ou ainda, verificar modelos analíticos. A utilização de um equipamento/método de alta precisão para realizar medidas em amostras leva em consideração todos os elementos parasitas envolvidos, podendo se tomar o valor mensurado como verdadeiro (Javidi *et al*, 2018).

De modo geral, as medidas dos parâmetros de impedância de um componente são realizadas aplicando-se um sinal que varre a extensão de frequência escolhida para análise através do VNA. Basicamente, são necessários apenas um *Sample Holder* e cabos para conexões. Pode-se definir como *Sample Holder*, o aparato necessário para ligar a amostra ao analisador de redes. O uso desse aparato é necessário, pois em geral as terminações elétricas da amostra não são compatíveis com os terminais de entrada e saída do aparelho. Um ponto importante a se destacar, é o fato de equipamentos de alta precisão precisarem ser calibrados antes da realização de medidas, a fim de se eliminar a influência do *Sample Holder*, cabos e conexões utilizados.

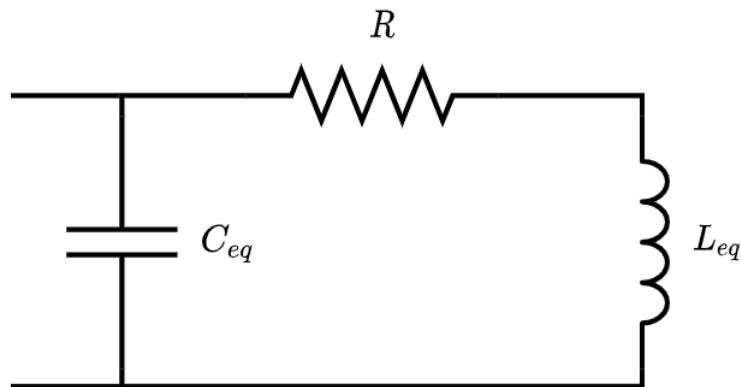
3.2.1 Técnicas para medida da resistência

Para obter a curva de resposta da resistência no domínio da frequência, deve-se medir a componente real da impedância do componente em estudo. No caso de uma bobina, seus terminais devem ser conectados ao *Sample Holder* e esse ao VNA.

A Figura 11 mostra o circuito equivalente de uma bobina. Onde a resistência R representa a resistência imposta pelo fio condutor, L_{eq} representa a soma da indutância de magnetização e dispersão do enrolamento, enquanto C_{eq} representa a soma as capacitâncias parasitas presentes na bobina. Pode-se notar que única componente real é, de fato, a resistência do enrolamento.

Devido a ressonância entre as indutâncias e capacitâncias presentes no circuito, o valor da componente real medida próximo a frequência de ressonância não dependerá somente da resistência do condutor. Ou seja, a limitação da técnica está no fato de se definir a faixa de frequência onde o valor da medida da componente real não sofre influência da ressonância.

FIGURA 11 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA BOBINA



FONTE: Autor, 2020.

3.2.2 Técnicas para a medida da indutância de dispersão

O objetivo principal desse tipo de medida é conseguir separar a indutância de magnetização e dispersão do enrolamento. Apesar de não possuírem relação direta (conforme descrito na seção 2.5.3), estão em série, e a indutância efetiva na bobina é soma de ambas.

$$L_p = L_{mag} + L_{lkp} \quad (41)$$

Nesse ponto, vale o comentário de que apesar de ser um efeito parasita, e seu valor ideal ser zero, o fato de a indutância de dispersão estar em série com a

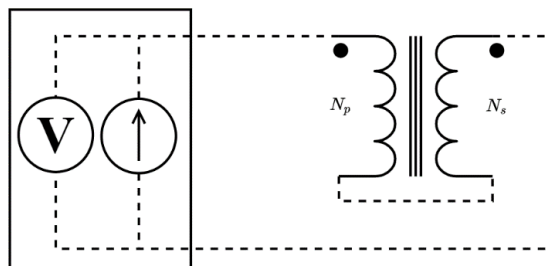
indutância de magnetização é tida como vantagem em algumas aplicações, tais com indutores de modo comum e fontes ressonantes. Essas aplicações não serão abordadas neste trabalho.

A maneira mais simples de se medir a indutância de dispersão em uma bobina, é colocar o enrolamento oposto em curto-circuito. Com isso, anula-se a contra FEM induzida no núcleo e a indutância de magnetização tende a zero e o circuito equivalente se resume a resistência do condutor em série com sua respectiva indutância de dispersão.

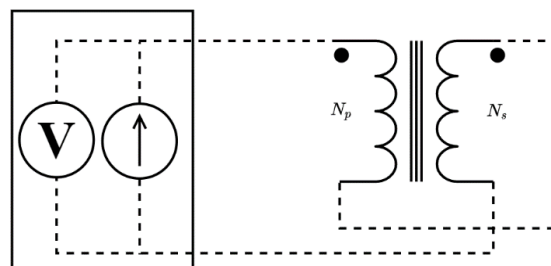
Entretanto, Hayes *et al* (2009) mostra que essa técnica não é eficaz em bobinas onde a magnitude da indutância de magnetização é da mesma ordem de grandeza que o componente usado para curto circuitar o enrolamento oposto (normalmente um jumper metálico), situações onde efeitos parasitas estão muito presentes (alta indutância de dispersão ou alta resistência elétrica nos condutores devido a ação dos efeitos pelicular e de proximidade).

Como método alternativo de se medir o valor da indutância de dispersão, Hayes *et al* (2009) propõe a utilização de duas técnicas de medição chamadas *Acoplamento Diferencial* e *Acoplamento Acumulativo*. A Figura 12 mostra o esquema de ligação entre o VNA e o transformador para a aplicação dessas duas técnicas.

FIGURA 12 – ESQUEMA DE MEDIDA SEGUNDO AS TÉCNICAS ACULUMATIVA E DIFERENCIAL



(a) Diferencial



(b) Acumulativa

FONTE: Adaptado de Hayes *et al*, 2009.

Em (a) o esquema de ligação faz com que a indutância medida pelo VNA seja definida por (42) enquanto em (b) a indutância medida pelo VNA seja definida por (43).

$$L_{dif} = L_p + L_s - 2M \quad (42)$$

$$L_{acu} = L_p + L_s + 2M \quad (43)$$

Combinando as equações (42) e (43) tem-se:

$$M = \frac{L_{acu} - L_{dif}}{4} \quad (44)$$

Pode-se ainda relacionar a indutância de magnetização L_{mag} com a relação de transformação n substituindo a equação (1) em (3). Considerando um fator de acoplamento $k = 1$, tem-se:

$$L_{mag} = nM \quad (45)$$

Por fim, substituindo a equação (45) em (41), encontra-se a expressão para se calcular a indutância de dispersão no enrolamento primário a partir dos parâmetros medidos L_p , obtido através de uma medida simples da componente imaginária, e a indutância mútua M calculada por (44).

$$L_{lkp} = L_p - nM \quad (46)$$

A equação (46) mostra que a indutância de dispersão de um enrolamento pode ser calculada no domínio da frequência a partir da indutância mútua entre os enrolamentos, medido através das técnicas de medida diferencial e acumulativa, e da medida da indutância efetiva.

3.2.3 Modelagem de efeitos parasitas utilizando dados obtidos em medidas

Uma das grandes vantagens de se utilizar medidas de impedância é poder aproximar o valor dos efeitos parasitas mensurados por componentes passivos, tais como resistores, capacitores e indutores. Com isso, pode-se prever seu comportamento no tempo e na frequência utilizando qualquer *software* simulador de circuitos elétricos. *A priori*, essa metodologia é uma boa alternativa em relação a FEM, uma vez que a mesma é mais simples e rápida. Entretanto é preciso entender as limitações desse tipo de abordagem em função da resposta obtida pela medida.

Uma primeira aproximação que pode ser feita, é utilizar os dados mensurados em faixas de frequência onde os mesmos são aproximadamente constantes. Por exemplo, a resistência equivalente de um fio condutor é constante em baixas frequências, ou seja, dentro dessa faixa pode ser aproximada por um resistor de valor nominal igual a resistência R_{DC} do condutor. Já a indutância de dispersão tem seu valor constante em altas frequências, logo, pode ser aproximado por indutor com valor nominal igual a indutância de dispersão dentro dessa faixa.

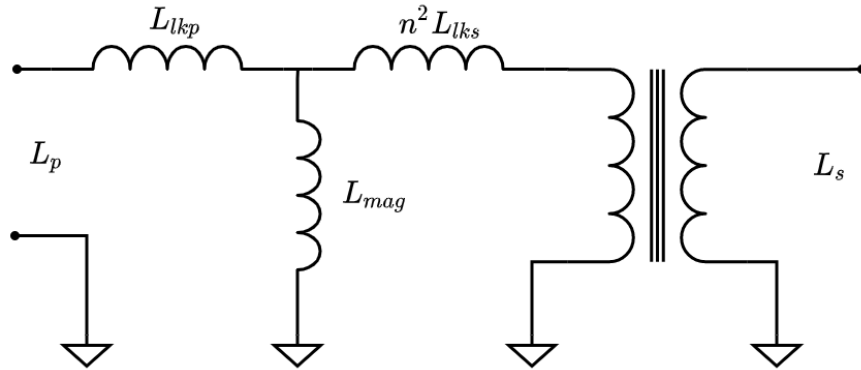
Em suma, torna-se difícil encontrar um modelo que seja aplicável em um espectro que contemple efeitos parasitas em baixas e altas frequências utilizando componentes passivos. Como alternativa, podem ser efetuados estudos isolados, isto é, analisando cada efeito enquanto faz-se o outro constante ou inexistente. Esse tipo abordagem é comumente utilizada e pode ser encontrado amplamente na literatura.

Trask (2008), por exemplo, propõe um método para se modelar o transformador tomando todos os efeitos presentes como constantes. Além disso, faz uso de alguns dos métodos descritos acima para se estimar o valor de indutância de dispersão e capacitância de dispersão.

Em seu modelo, as indutâncias de dispersão dos enrolamentos são estimadas a partir de um circuito equivalente considerando apenas os componentes indutivos presentes.

A Figura 13 mostra o circuito equivalente proposto por Trask para se estimar o valor da indutância de dispersão nos dois enrolamentos. Os elementos do enrolamento secundário foram espelhados para o primário utilizando a relação n .

FIGURA 13 – MODELO EQUIVALENTE PARA O CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO SEGUNDO TRASK.



FONTE: Adaptado de Trask, 2008.

Colocando o enrolamento secundário em curto circuito, pode-se escrever a equação que descreve o circuito equivalente visto pela VNA na entrada do enrolamento primário.

$$L_p' = w \left\{ L_{lkp} + \frac{L_{mag} n^2 L_{lks}}{L_{mag} + n^2 L_{lks}} \right\} \quad (47)$$

Combinando as equações (45) e (47), tem-se a seguinte equação:

$$-L_{lks}^2 \left(\frac{1}{n^2 L_p} \right) + L_{lkp} \left(\frac{2}{n^2} \right) + \left(L_s - L_p' - \frac{L_p}{n^2} \right) = 0 \quad (48)$$

Pode-se então, fazer mesma análise para o enrolamento secundário do transformador.

$$-L_{lks}^2 \left(\frac{n^2}{L_s} \right) + L_{lkp} (2n^2) + (L_p - L_p' - n^2 L_s) = 0 \quad (49)$$

Onde L_p' é a medida da componente imaginária do enrolamento primário com o secundário em curto circuito, L_s' é medida da componente imaginária do enrolamento secundário com o primário em curto circuito, L_p é o valor medido da indutância do enrolamento primário e L_s o valor medido da indutância do enrolamento secundário.

Pode-se observar que as equações (48) e (49) são equações do segundo grau, e que podem ser facilmente resolvidas, estimando-se assim, o valor das indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário no domínio da frequência.

3.3 TÉCNICAS DE MODELAGEM UTILIZANDO ELEMENTOS PASSIVOS

Uma forma de emular o comportamento não linear dos parâmetros em função da frequência, é pela utilização de filtros compostos por circuitos RL, RC ou ainda RLC equivalentes. Os componentes presentes nesses circuitos equivalentes, podem ser calculados a partir de medidas ou ainda parâmetros calculados.

Bidyut e Wheeler (1998) propõem uma metodologia que estima o efeito pelicular em linhas de transmissão através de uma rede de circuitos RL série/paralelo, onde cada “camada” do circuito representa uma década no domínio da frequência. Essa metodologia parte do princípio de que o modelo só é válido dentro das n_c décadas descritas por:

$$n_c = \log_{10} \left(\frac{f_m}{f_{co}} \right) \quad (50)$$

Onde f_m é a máxima frequência de validade do modelo e f_{co} é a frequência de corte definida no domínio da frequência onde o efeito pelicular torna-se relevante, isto é, a resistência torna-se 1% maior que o valor de R_{DC} . Pode-se encontrar a expressão que define f_{co} igualando as equações (18) e (26).

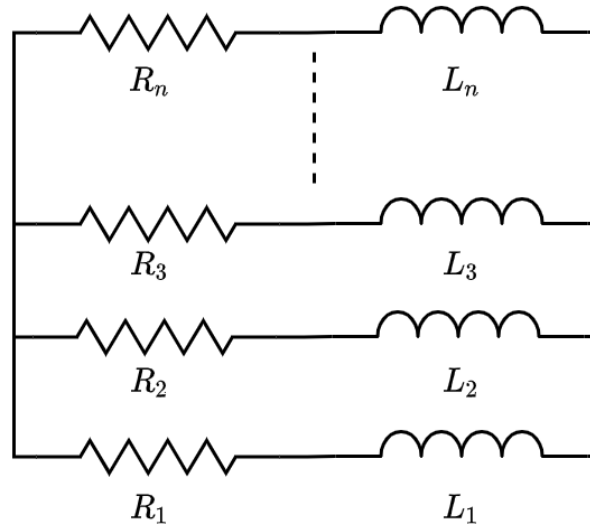
$$f_{co} = 4.0804 R_{DC}^2 \frac{\pi \sigma r^2}{\mu_o} \quad (51)$$

Onde R_{DC} é a resistência do condutor na frequência nula e r é o raio do condutor.

É fácil notar que o método apresentado, nada mais é que uma representação das equações (26) e (27) utilizando elementos passivos. Por isso, é necessário observar que a simplificação adotada para essas equações (condutor plano), pode apresentar discrepâncias em relação a medidas experimentais em baixas frequências, onde a condição $q \gg 10$ não é satisfeita.

A Figura 14 mostra o circuito equivalente proposto por Wheeler para representar o efeito pelicular em linhas de transmissão.

FIGURA 14 – MODELO EQUIVALENTE PARA O EFEITO PELICULAR SEGUNDO BIDYUT E WHEELER.



FONTE: Adaptado de Bidyut e Wheeler, 1998.

O valor do resistor R_1 é calculado em função da resistência R_{DC} do condutor e do número de camadas do modelo, enquanto o indutor L_1 é calculado em função da resistência R_1 e da frequência f_{c1} . Os demais componentes são acrescidos do fator $\sqrt{10}$ (resistor), enquanto o outro decresce na razão $1/\sqrt{10}$ (indutor).

$$R_1 = R_{DC} \sum_{i=1}^n \frac{1}{10^{\frac{(i-1)}{2}}} \quad (52)$$

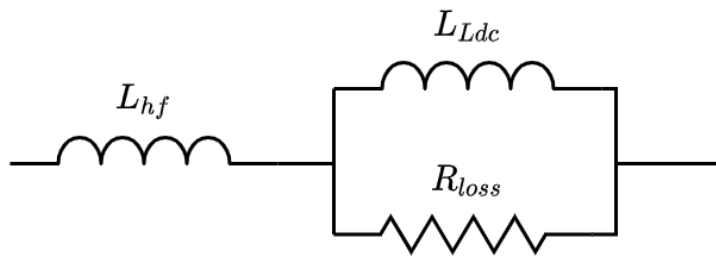
$$L_1 = \frac{R_1}{2\pi f_{c0}} \quad (53)$$

$$R_{n_{c+1}} = \sqrt{10} R_{n_c} \quad (54)$$

$$L_{n_{c+1}} = \frac{1}{\sqrt{10}} L_{n_c} \quad (55)$$

Wilson *et al* (2012), utiliza parâmetros extraídos de medições da indutância de dispersão para propor um método que contemple seu comportamento em baixas e altas frequências baseado na presença do efeito pelicular do condutor. Para tal, propõe um circuito equivalente constituído por um indutor L_{hf} , que representa a indutância de dispersão em altas frequências, e um circuito RL que representa a indutância de dispersão em baixas frequências. A Figura 15 mostra o circuito equivalente proposto por Wilson para representar o comportamento da indutância de dispersão no domínio da frequência. Onde L_{Ldc} é a medida da indutância da dispersão em baixas frequências, L_{hf} é a medida indutância de dispersão em altas frequências e R_{loss} é a resistência auxiliar utilizada para representar o decréscimo da indutância de dispersão no domínio da frequência.

FIGURA 15 – CIRCUITO PROPOSTO POR WILSON *et al*.



FONTE: Adaptado de WILSON *et al*, 2012.

Primeiramente mede-se o valor da indutância de dispersão nas baixas frequências, algo em torno de 1kHz, e depois em altas frequências, quando a o valor da indutância de dispersão torna-se praticamente constante. Essa segunda é tomada como L_{hf} , enquanto L_{LDC} é tomada como a diferença entre L_{hf} e a primeira medida em baixas frequências.

$$L_{LDC} = L_{medido} - L_{hf} \quad (56)$$

O valor de R_{loss} é estimado a partir da constante RL (composto por de R_{loss} e L_{LDC}). Para isso, o valor da frequência utilizada para o cálculo dessa constante é obtida no ponto, no domínio da frequência, onde o efeito pelicular é metade do raio do condutor da bobina.

4 PROPOSTA DE UM NOVO MÉTODO PARA SE MODELAR EFEITOS PARASITAS EM UM TRANSFORMADOR

O objetivo dessa seção é apresentar uma nova metodologia para se modelar a presença dos efeitos pelicular e proximidade em condutores, e também modelar a indutância de dispersão presente nos enrolamentos primário e secundário. Os modelos desenvolvidos são compostos apenas por componentes passivos com seus valores calculados a partir de medidas do enrolamento que se deseja modelar.

4.1 MODELO PARA A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR

Como mostrado, a resistência interna do condutor, tem seu valor dependente da frequência e da proximidade de condutores adjacentes. Com isso, é impossível utilizar somente um resistor para modelá-lo. O modelo proposto por Wheeler (1998), utilizando camadas de circuito RL para representar o efeito pelicular, apresenta uma boa estratégia, uma vez, que um condutor é basicamente constituído de uma resistência e indutância internas. No entanto, o fator escolhido para representar o acréscimo da resistência entre os ramos ($\sqrt{10}$), não é suficiente para acompanhar a taxa de crescimento da resistência CA ao longo da frequência. Então, em um primeiro momento, pode-se estabelecer um novo fator multiplicador para que o modelo se adeque melhor as medidas da resistência. Além disso, serão utilizados os dados obtidos pela medição prévia da componente real da impedância do enrolamento que se deseja modelar através de um VNA.

Primeiramente, define-se ζ como o novo fator multiplicador inteiro positivo maior que a unidade que descreve a taxa de crescimento da resistência no domínio da frequência. O primeiro ramo no circuito equivalente, que representa basicamente o comportamento do condutor em baixas frequências, pode ser aproximado somente por R_{DC} supondo um fato $\zeta \gg 1$. Os demais ramos são escritos em função do ramo anterior e do fator multiplicador ζ .

$$R_1 \approx R_{DC} \quad (57)$$

$$L_1 = \frac{R_1}{2\pi f_c} \quad (58)$$

$$R_{n+1} = \zeta R_n \quad (59)$$

$$L_{n+1} = \frac{1}{\zeta} L_n \quad (60)$$

As equações acima foram adaptadas do modelo de Wheeler (1998).

Escrevendo a equação que descreve a impedância do circuito da Figura 14, tem-se:

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots + \frac{1}{Z_n} \quad (61)$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} + \frac{1}{R_2 + j\omega L_2} + \frac{1}{R_3 + j\omega L_3} + \dots + \frac{1}{R_n + j\omega L_n} \quad (62)$$

Onde Z_{eq} é a impedância total equivalente do circuito da Figura 14.

Como a enésima camada tem relação direta com a primeira, pode-se reescrever a equação (62) em função de ζ e R_{DC} através das equações (59) e (60).

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_{DC} + j\omega L_1} + \frac{1}{R_{DC}\zeta + j\omega \frac{L_1}{\zeta}} + \frac{1}{R_{DC}\zeta^2 + j\omega \frac{L_1}{\zeta^2}} + \dots + \frac{1}{R_{DC}\zeta^n + j\omega \frac{L_1}{\zeta^n}} \quad (63)$$

Substituindo a equação (58) em (63), e reorganizando a expressão obtida, tem-se:

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_{DC}} \left\{ \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_c}} + \frac{1}{\zeta + j \frac{1}{\zeta} \frac{f}{f_c}} + \frac{1}{\zeta^2 + j \frac{1}{\zeta^2} \frac{f}{f_c}} + \dots + \frac{1}{\zeta^n + j \frac{1}{\zeta^n} \frac{f}{f_c}} \right\} \quad (64)$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_{DC}} \left\{ \sum_{k=1}^n \frac{1}{\zeta^{k-1} + j \frac{1}{\zeta^{k-1}} \frac{f}{f_c}} \right\} \quad (65)$$

Pode-se reescrever o termo somatório presente na equação (65) retirando-se a componente imaginária do denominador e separando a expressão em componente real e imaginária.

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_{DC}} \left\{ \sum_{k=1}^n \frac{(\zeta^{k-1})^3 - j\zeta^{k-1} \left(\frac{f}{f_c}\right)}{(\zeta^{k-1})^4 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \right\} \quad (66)$$

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \sum_{k=1}^n \frac{(\zeta^{k-1})^3}{(\zeta^{k-1})^4 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} - j \sum_{k=1}^n \frac{\zeta^{k-1} \left(\frac{f}{f_c}\right)}{(\zeta^{k-1})^4 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \right\}^{-1} \quad (67)$$

Observando a equação (67), nota-se que o valor das componentes resistivas e indutivas do modelo proposto dependem apenas do valor de ζ e f_c . Com isso, faz-se necessário estimar o valor dessas grandezas, a fim de se adequar o circuito equivalente, que representa os efeitos pelicular e de proximidade, com as medidas das componentes reais e imaginárias de Z_{eq} .

Supondo $f/f_c \ll 0$ em baixas frequências tende a zero, pode-se eliminar a componente imaginária da equação (67).

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\zeta^{k-1})} \right\}^{-1} \quad (68)$$

Pode-se ainda desmembrar-se o primeiro termo no somatório presente na Equação (68) uma vez que $\zeta^0 = 1 \forall \zeta$.

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ 1 + \sum_{k=2}^n \frac{1}{(\zeta^{k-1})} \right\}^{-1} \quad (69)$$

Supondo um fator multiplicador ζ , a *priori*, muito maior que 1, o termo somatório presente na equação (68) pode ser negligenciado uma vez que seu valor é irrisório quando comparado ao primeiro termo. Ainda, a equação (70) mostra que em baixas frequências, o valor da impedância equivalente do circuito descrito pela Figura 14 pode ser descrito apenas pela componente real R_{eq} .

$$Z_{eq} = R_{eq} = R_{DC}\{1\}^{-1} \quad (70)$$

Onde R_{eq} representa a componente real do circuito equivalente.

A relação entre a resistência equivalente em baixas frequências com R_{DC} pode ser estabelecida definida como:

$$R_{eq} = R_{DC} \quad (71)$$

A Equação (71) mostra que enquanto a relação $f/f_c \ll 0$, a resistência do circuito pode ser representada somente por R_{DC} .

Para a análise em altas frequências pode-se supor que se $(\zeta^{k-1})^4 \gg (f_{max}/f_c)^2$, onde f_{max} é a máxima frequência onde essa suposição é válida, pode-se desmembrar o primeiro termo do somatório presente nas componentes real e imaginária e a equação (67) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{f_{max}}{f_c}\right)^2} + \sum_{k=2}^n \frac{1}{\zeta^{k-1}} \right) - j \left(\frac{\left(\frac{f_{max}}{f_c}\right)}{1 + \left(\frac{f_{max}}{f_c}\right)^2} + \sum_{k=1}^n \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_c}\right)}{(\zeta^{k-1})^3} \right) \right\}^{-1} \quad (72)$$

Observando a Equação (72), os termos referentes a primeira camada, podem ser desconsiderados uma vez que $f_{max}/f_c \gg 1$. Com isso, é possível reorganizar a equação (72) da seguinte forma.

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \sum_{k=2}^n \frac{1}{\zeta^{k-1}} - j \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\zeta^{k-1}) (\zeta^{k-1})^2} \left(\frac{f_{max}}{f_c}\right) \right\}^{-1} \quad (73)$$

É possível notar que se $(\zeta^{k-1})^4 \gg (f_{max}/f_c)^2$, logo $(\zeta^{k-1})^2 \gg f_{max}/f_c$. Com isso, a componente imaginária da equação 73 pode ser desconsiderada.

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \sum_{k=2}^n \frac{1}{\zeta^{k-1}} \right\}^{-1} \quad (74)$$

Supondo $\zeta \gg 1$, o termo somatório da equação (74) pode ser truncado em seu primeiro termo resultando na seguinte expressão:

$$Z_{eq} = R_{DC} \left\{ \frac{1}{\zeta} \right\}^{-1} \quad (75)$$

$$R_{eq} = R_{DC} \zeta \quad (76)$$

Substituindo a equação (71) em (76), tem-se:

$$\zeta = \frac{R_{high}}{R_{low}} \quad (77)$$

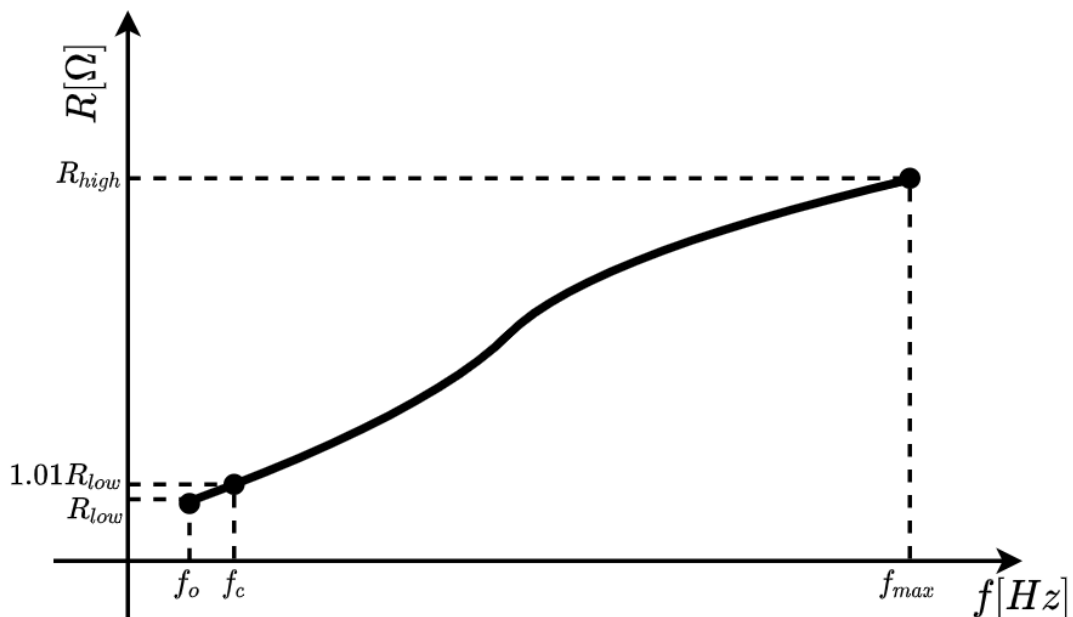
O fator multiplicador definido por (77) representa a taxa de crescimento da resistência equivalente no condutor no domínio da frequência e é calculada a partir da razão entre os valores das medidas realizadas nos extremos da faixa de frequência de estudo R_{high} e R_{low} .

A frequência de corte f_c pode ser estimada de maneira empírica através do vetor de medidas da componente real da bobina em estudo. Pode-se definir o valor da frequência de corte, como o ponto no domínio da frequência onde a razão entre o valor da componente real desse ponto em questão é 1 % maior que a primeira medida. De maneira geral, essa é uma boa aproximação, entretanto o valor da relação pode ser ajustado para cada caso, de modo a obter-se uma maior exatidão do modelo.

A Figura 16 mostra o esboço da medida da componente real de uma bobina no domínio da frequência. Aplicando-se a equação (77), nos extremos da faixa que se deseja modelar no domínio da frequência (f_o e f_{max}), o primeiro e o último valor do vetor de medidas (R_{low} e R_{high}) são utilizados para se calcular o valor de ζ . O valor da

frequência de corte pode ser estimado baseando-se no vetor de medidas obtido. Um simples algoritmo pode ser implementado para varrer os dados de resistência medidos e encontrar o ponto na frequência ($1.01R_{low}$) onde a resistência se torna significativamente maior que R_{low} . Por questões de praticidade, R_{low} pode ser como a primeiro dado do vetor de medida, desde que essa seja feita em frequências inferiores a 100 Hz.

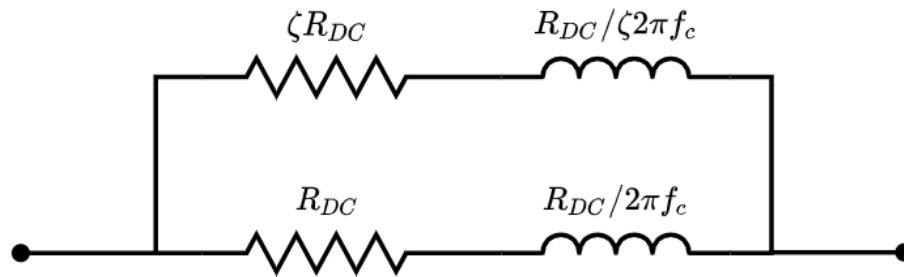
FIGURA 16 – ESBOÇO DA MEDIDA DA COMPONENTE REAL DE UMA BOBINA.



FONTE: Autor, 2020.

Pode-se notar, o modelo proposto para a resistência do condutor é pode ser constituído apenas por duas redes de circuito RL. A primeira representa baixas frequências e segunda representando altas frequências. A Figura 17 mostra o circuito elétrico equivalente resultante da metodologia proposta. Para obter-se os parâmetros deste modelo, deve-se apenas realizar medições na componente real da impedância do enrolamento em estudo em função da frequência.

FIGURA 17 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PROPOSTO PARA MODELAR A RESISTÊNCIA DE CONDUTORES.



FONTE: Autor, 2020.

4.1.1 Análise de erros do modelo proposto para o modelo da resistência

É possível notar que algumas simplificações foram adotadas para se chegar na equação (77). Suas implicações serão discutidas a seguir com o intuito de elucidar as limitações da metodologia proposta para se modelar a resistência do condutor.

Analisando ζ para valores próximos da unidade na equação (69), é possível observar que o valor da resistência em baixas frequências pode apresentar diferenças em relação a R_{DC} uma vez que o termo somatório não é mais irrelevante. Em outras palavras, baixos valores de ζ podem fazer com que o modelo proposto apresente discrepâncias em relação as medidas realizadas. Uma forma de demonstrar esse fato, é fazendo a análise das componentes que dependem desse fator na equação (69).

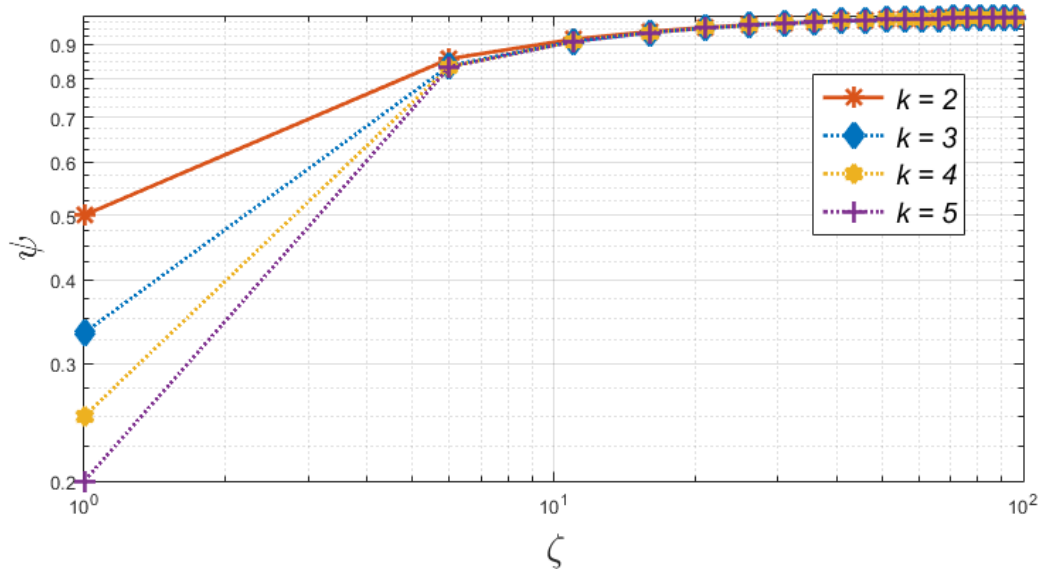
$$\Psi = \left\{ 1 + \sum_{k=2}^n \frac{1}{(\zeta^{k-1})} \right\}^{-1} \quad (78)$$

Onde Ψ representa a componente com termos diretamente dependentes de ζ na equação (69).

A Figura 18, demonstra de maneira gráfica o valor de Ψ para valores de ζ variando de 1 a 100. Idealmente o valor de Ψ deve ser unitário para a equação (71) seja verdadeira. É possível observar que a premissa de que altos valores de ζ fazem termo somatório irrisório é verdadeira, ao passo que Ψ tem seu valor muito próximo da unidade para $\zeta > 40$ (aproximadamente 2% de erro). Para $\zeta < 10$ o valor de ζ compromete totalmente o modelo, uma vez que o valor da resistência em baixas

frequências do modelo proposto vai se afastar muito de R_{DC} (erros maiores que 10%). Para o intervalo $10 < \alpha < 40$, o modelo pode apresentar leves discrepâncias em relação a medida. Além disso, nota-se que dentro da faixa de valores de ζ , onde o modelo é válido, o número de camadas de circuitos RL, representado no termo somatório por k , não altera o valor de Ψ .

FIGURA 18 – ANÁLISE DO VALOR DE Ψ EM FUNÇÃO DE ζ E DO NÚMERO DE CAMADAS k .



FONTE: Autor, 2020.

Para a análise do modelo em altas frequências é preciso analisar o termo somatório presente na equação (74). Em outras palavras, é preciso verificar qual a implicação do truncamento do termo somatório, que depende diretamente de ζ , utilizado para simplificar essa equação.

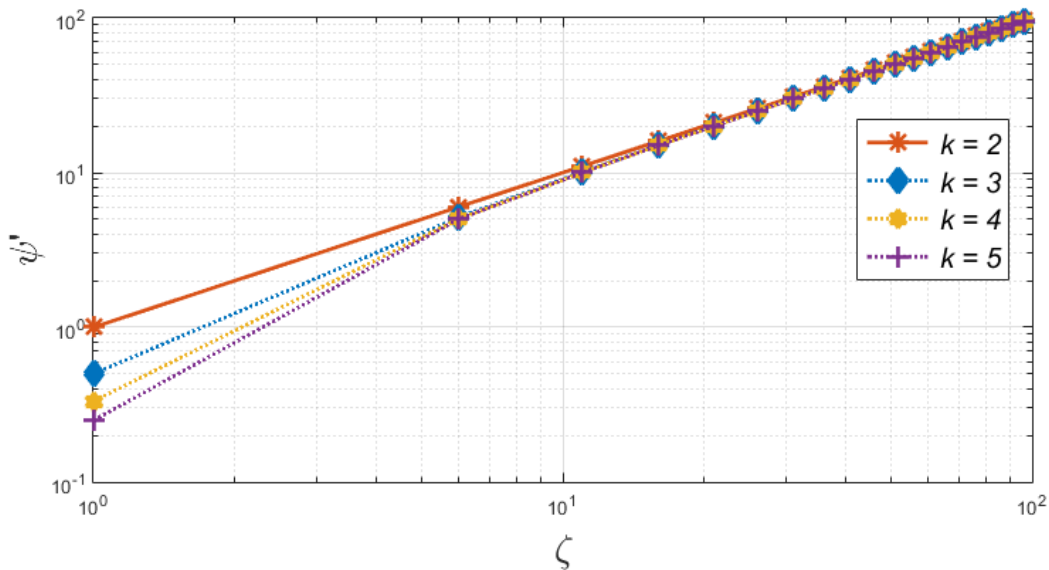
$$\Psi' = \left\{ \sum_{k=2}^n \frac{1}{(\zeta^{k-1})} \right\}^{-1} \quad (79)$$

Onde Ψ' representa a componente com os termos diretamente dependentes da equação (74).

A Figura 19 mostra o comportamento de Ψ' para valores de ζ variando de 1 a 100. É possível notar que a premissa de utilizar apenas duas camadas para representar o comportamento da resistência apresenta pouca variação em relação a

estruturas com mais camadas. Para valores de $\zeta > 40$, o circuito equivalente proposto (Figura 17) apresenta a mesma curva que estruturas com mais de duas camadas. Além disso, mais uma vez, os intervalos onde os valores de ζ fazem o modelo divergir se mantêm os mesmos que os encontrados na análise de baixas frequências.

FIGURA 19 – ANÁLISE DO VALOR DE Ψ' EM FUNÇÃO DE ζ E DO NÚMERO DE CAMADAS k .



FONTE: Autor, 2020.

Por fim, é importante esclarecer que a metodologia proposta parte do princípio de que não há nenhum tipo de ressonância presente na faixa de frequência de validade do modelo. Entretanto, sabe-se que a medida de componentes reais nos enrolamentos do transformador são influenciadas pela ressonância presente entre os elementos indutivos e capacitivos do mesmo. Com isso, a frequência máxima em que o modelo é válido (f_{max}) deve-se ser escolhida de maneira que a ressonância não esteja presente nesses dados, para que o valor calculado de ζ seja confiável.

4.2 MODELO PARA A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Wilson *et al* (2012) e Mogorovic (2017) mostram em seus respectivos trabalhos que a indutância de dispersão, assim com a resistência em condutores, tem seu valor dependente da frequência. Entretanto, seu comportamento é oposto aos

efeitos pelicular e de proximidade, uma vez que em baixas frequências o valor da indutância de dispersão é maior do que em altas frequências.

O circuito equivalente proposto por Wilson *et al* (Figura 15) se mostra eficiente em modelar o comportamento da indutância de dispersão em baixas e altas frequências. Entretanto, a forma de calcular a frequência de corte pode afetar a convergência do modelo, uma vez que essa é calculada baseada no efeito pelicular presente no condutor da bobina. Essa aproximação não é eficaz pois o circuito equivalente pode apresentar respostas distintas para a mesma situação, isto é, bobinas com mesmo valor de indutância, mas com fios condutores distintos.

Logo, pode-se propor uma nova forma de se estimar a frequência de corte para o circuito RL paralelo composto por L_{LDC} e R_{loss} , de forma que o modelo dependa apenas das medidas da indutância de dispersão no domínio da frequência.

A análise a ser feita parte do princípio de que apesar do circuito equivalente possuir componente real e imaginária, somente a segunda é requerida para o modelo. Com isso, é necessário se calcular a componente imaginária do circuito representado pelo Figura 15, onde a expressão da impedância equivalente é dada por:

$$Z'_{eq} = j\omega L_{hf} + R_{loss} // j\omega L_{LDC} \quad (80)$$

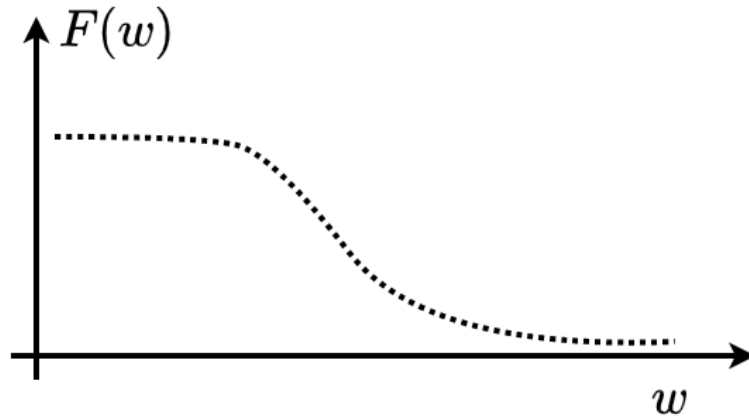
Onde Z'_{eq} é a impedância equivalente do circuito da Figura 15.

Manipulando a equação (80), e retirando sua componente imaginária, tem-se:

$$\Im\{Z'_{eq}\} = L_{hf} + \frac{L_{LDC} R_{loss}^2}{(\omega L_{LDC})^2 + R_{loss}^2} \quad (81)$$

A Figura 20 mostra o comportamento da função descrita por (81) no domínio da frequência. Pode-se notar que a curva que representa o valor da componente imaginária de Z'_{eq} pode ser aproximada por um filtro passa baixas.

FIGURA 20 – ESBOÇO GRÁFICO DA FUNÇÃO QUE REPRESENTA $\Im m\{Z'_{eq}\}$ DO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.



FONTE: Autor, 2020.

Partindo da premissa de que em altas frequências valor de $\Im m\{Z'_{eq}\}$ pode ser aproximado somente por L_{hf} , é pode-se supor que para frequências ligeiramente menores, haverá um ponto onde $\Im m\{Z'_{eq}\} = 2L_{hf}$. Essa frequência pode ser facilmente encontrada a partir de medidas, fazendo com que o valor de R_{loss} possa ser calculado a partir da equação (81).

$$L_{hf} = \frac{R_{loss}^2}{(wL_{LDC})^2 + R_{loss}^2} \quad (82)$$

Manipulando-se a equação (82), encontra-se a expressão de R_{loss} .

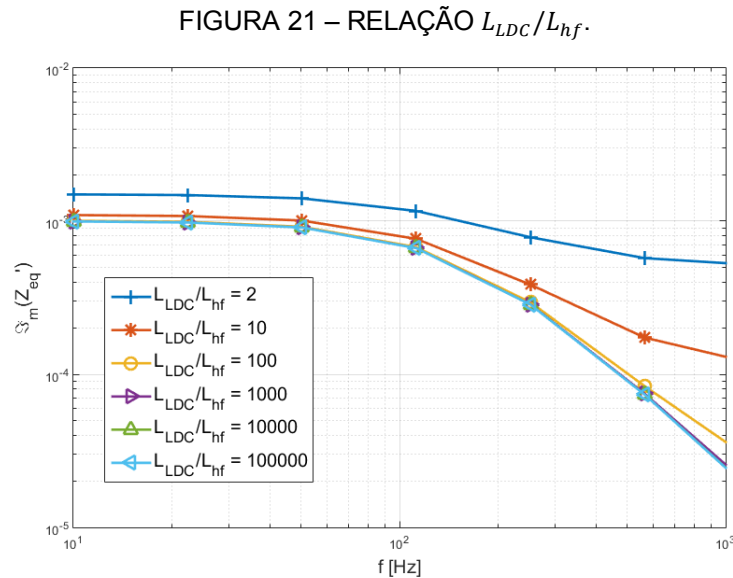
$$R_{loss} = 2\pi f' L_{LDC} \sqrt{\frac{L_{hf}}{L_{LDC} - L_{hf}}} \quad (83)$$

Onde f' representa frequência no ponto onde a medida de $\Im m\{Z'_{eq}\} = 2L_{hf}$.

4.2.1 Análise de erros para o modelo proposto para a indutância de dispersão

Em altas frequências, é suposto que o valor de L_{LDC} seja suficientemente maior que L_{hf} para que esse seja desprezível, e a equação (8) seja válida. Entretanto para situações em que a razão entre o valor medido em baixas frequências e em altas não seja alta, o modelo pode apresentar discrepâncias em relação as medidas.

A Figura 21 mostra o comportamento de $\Im\{Z'_{eq}\}$ para diversas relações entre L_{LDC} e L_{hf} . Para razões maiores que 100, $\Im\{Z'_{eq}\}$ apresentou pouca variação, enquanto para $L_{LDC}/L_{hf} = 2$ e $L_{LDC}/L_{hf} = 10$ apresentam uma divergência considerável em relação ao valor ideal.



FONTE: Autor, 2020.

Outro ponto importante a se destacar é fato do modelo ser baseado apenas na componente imaginária do circuito. A aplicação deste em um simulador de circuitos deve ser feito com cautela, uma vez que sua componente real não tem significado físico algum.

5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

O objetivo dessa seção é apresentar um estudo comparativo entre as equações algébricas apresentadas na seção 2, as metodologias de modelagem apresentadas na seção 3 e os modelos propostos na seção 4. Para essas análises serão utilizadas amostras de transformadores e indutores retirados de conversores chaveados. Os dados obtidos através dos modelos, serão comparados com as medidas das componentes reais e imaginárias das amostras.

As medições foram realizadas no laboratório LAMMI, na Universidade Federal do Paraná, utilizando o analisador de redes vetorial de modelo HP 3577A. O *Sample Holder* utilizado é composto por dois conectores SMA, um cabo blindado, e um suporte para a amostra. Para se atenuar os efeitos de interferência, os terminais de cada amostra foram cortados de forma a deixar a mesma o mais perto possível do suporte.

O HP 3577A possui um canal para inserção de sinais e um canal para a leitura, fazendo uma varredura de frequência que vai de 5 Hz a 200 MHz. Os dados de impedância que são mostrados no *display*, e calculados em termos da tensão lida e da calibração prévia realizada no equipamento.

Para as medições foram feitas duas calibrações: Em circuito aberto e curto circuito. A banda de frequência aplicada no teste foi de 5 Hz a 10 MHz. Essa faixa foi escolhida pelo fato de as amostras apresentarem suas ressonâncias nessa faixa de frequência.

5.1 MEDIDAS DAS AMOSTRAS

Antes de realizar a análise resultados, é preciso verificar a validade dos dados medidos, conforme descrito nas seções 3.2.1 e 3.2.2. Em outras palavras, é preciso verificar qual a faixa da medida da resistência não sofre a ação da ressonância e ainda se a metodologia utilizada para se medir a indutância de dispersão em baixas frequências é adequada.

5.1.1 Medidas da resistência das amostras

As amostras foram retiradas de um conversor já projetado, por isso, os valores das indutâncias nominais e da resistência em frequência nula (R_{DC}) foram aproximados utilizando-se as medidas.

O valor da indutância nominal foi calculado a partir da medida da componente imaginária dos enrolamentos em estudo. O valor da reatância medida em 1 kHz foi utilizado para calcular a indutância para todas as amostras. A resistência R_{DC} foi tomada como a primeira medida da componente real (em 5 Hz).

Para análises sobre os valores medidos, é necessário conhecer o valor da capacitância parasita do enrolamento para se poder estimar a frequência de ressonância nas bobinas. Como as capacitâncias parasitas não foram abordadas no presente trabalho, serão tratadas como um componente único estimado a partir da ressonância entre ela e a indutância nominal do enrolamento.

A Tabela 1 mostra parâmetros construtivos das amostras. Os diâmetros dos condutores foram medidos utilizando um paquímetro e aproximados com a tabela de fios AWG.

TABELA 1 – PARÂMETROS CONSTRUTIVOS DAS AMOSTRAS UTILIZADAS

IDENTIFICAÇÃO DA AMOSTRAS	TIPO	NÚCLEO	CONDUTOR
S1	INDUTOR	TUBO	#AWG17
S2	INDUTOR	TOROIDE	#AWG17
S3	INDUTOR DE MODO COMUM	C	#AWG22
S4	INDUTOR DE MODO COMUM	TOROIDE	#AWG20
S5	TRANSFORMADOR FLYBACK	EE	#AWG28

FONTE: Autor, 2020.

Como a medida da componente real da amostra S1 não apresentou nenhuma ressonância, não foi possível estimar o valor de sua capacitância parasita. Entretanto como o objetivo não é modelar esse fenômeno, e sim verificar em qual ponto ele ocorre, será assumido que os valores da componente real de S1 não sofre influência da ressonância entre os componentes reativos presentes.

A Tabela 2 mostra os valores da indutância nominal, R_{DC} e capacitância do enrolamento calculados para as amostras.

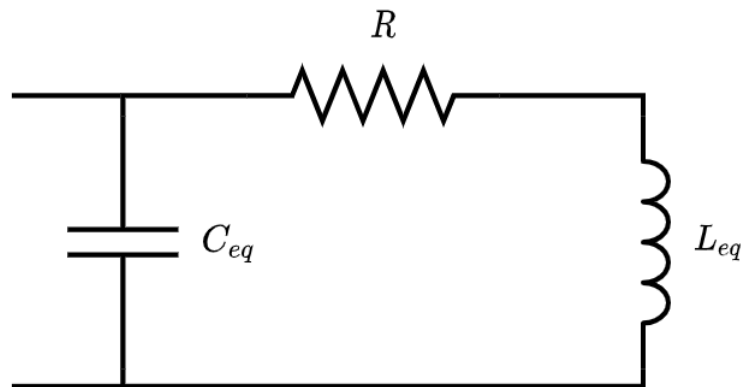
TABELA 2 – VALORES DE NOMINAIS DE RESISTÊNCIA, INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA PARASITA DAS AMOSTRAS

IDENTIFICAÇÃO DA AMOSTRAS	INDUTÂNCIA NOMINAL CALCULADA (@ 1 kHz)	R_{DC} (MEDIDA)	CAPACITÂNCIA PARASITA (MEDIDA)
S1	3,6 μH	5,2 $m\Omega$	-
S2	113 μH	38,7 $m\Omega$	8,9 pF @ 6,24 MHz
S3	5,6 mH	117 $m\Omega$	188 pF @ 490 kHz
S4	10 mH	105 $m\Omega$	81,51 pF @ 260 kHz
S5	19 μH	187 $m\Omega$	830 pF @ 1,22 MHz

FONTE: Autor, 2020.

As faixas onde as amostras podem ser modeladas pode ser estimada a partir do modelo elétrico do enrolamento proposto na Figura 22. Supondo que a variação da resistência ao longo do domínio da frequência não altera o valor da frequência de ressonância do circuito, pode-se fixar o valor de $R = R_{DC}$. Com isso, pode-se comparar as duas curvas e estimar o ponto onde não há presença da ressonância.

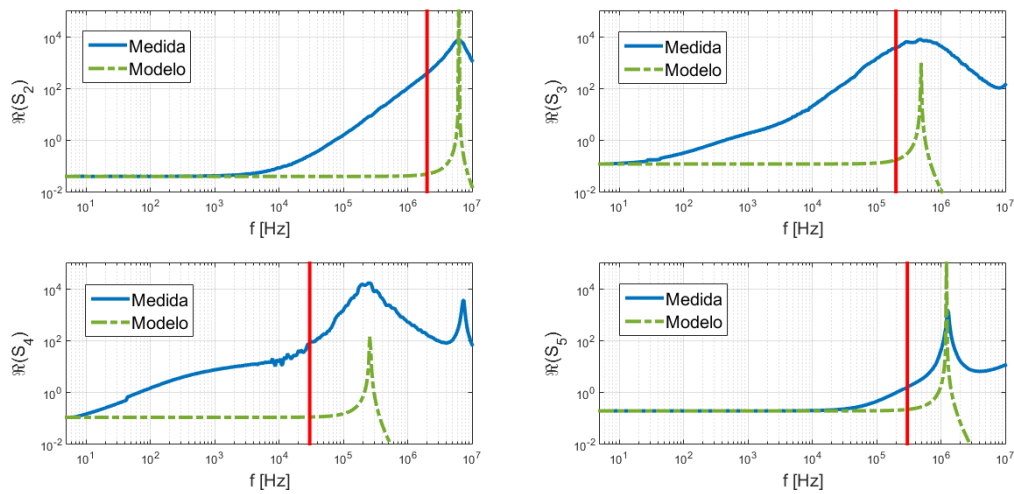
FIGURA 22 – CIRCUITO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UMA BOBINA.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 23 mostra o comportamento das componentes reais do circuito da Figura 22, em comparação a medida da componente real das amostras (S2 à S5). As linhas vermelhas demarcam a máxima frequência onde as amostras vão ser modeladas.

FIGURA 23 – FAIXAS DE FREQUÊNCIA PARA O ESTUDO DAS COMPONENTES REAIS DAS AMOSTRAS (MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DOS ENROLAMENTOS).



FONTE: Autor, 2020.

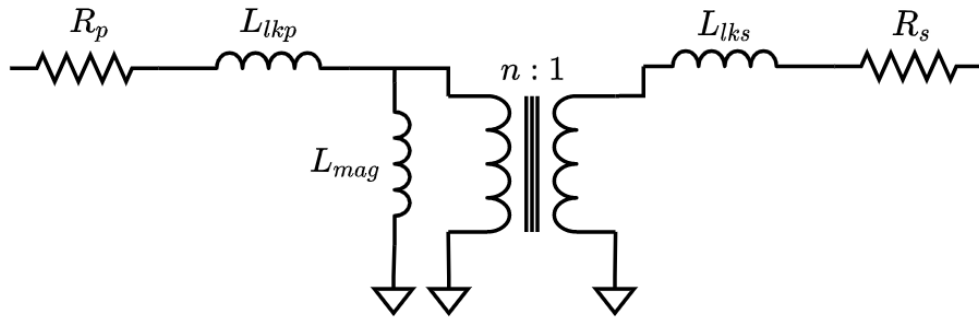
Vale a ressalva que o modelo elétrico utilizada para se estimar o ponto onde ocorre a ressonância (linha verde da Figura 23) toma os componentes como constantes em toda faixa de frequência. A metodologia proposta na seção 4, tem como objetivo fazê-los variáveis de modo a se adequarem as medidas (linha azul da Figura 23).

5.1.2 Medidas da indutância de dispersão das amostras

Como as amostras S1 e S2 são indutores de uso geral, isto é, não possuem enrolamento secundários, não se aplica o conceito de indutância de dispersão e será apenas modelada a variação da resistência com a frequência.

Para as amostras S3, S4 e S5, é preciso verificar se a técnica de curto-circuitar o enrolamento secundário não afetará a medida em baixas frequências. Para isso, pode-se analisar o circuito da Figura 24, que representa os circuitos elétricos dos enrolamentos primário e secundário do transformador.

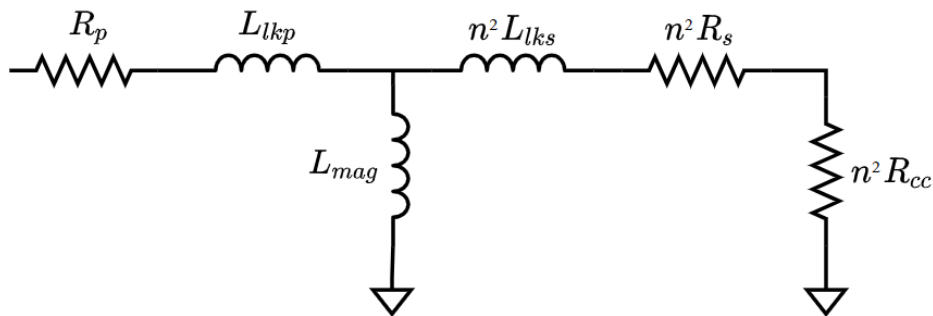
FIGURA 24 – CIRCUITO ELÉTRICO QUE REPRESENTA OS ENROLAMENTO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.



FONTE: Autor, 2020.

Por mais que um curto-circuito, idealmente tenha resistência nula, na prática pode-se representá-lo por um resistor R_{cc} , cujo valor nominal pode ser aproximado pela equação (18). Colocando o enrolamento secundário em curto-circuito e espelhando todos seus respectivos componentes para o enrolamento primário, tem-se o circuito equivalente apresentado na Figura 25.

FIGURA 25 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR COM OS ELEMENTOS DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO REFLETIDOS NO PRIMÁRIO.



FONTE: Autor, 2020.

A impedância vista pelo VNA no enrolamento primário pode ser escrita como:

$$Z = R_p + j\omega L_{lkp} + \{j\omega L_{mag} // [n^2 j\omega L_{lks} + n^2 (R_s + R_{cc})]\} \quad (84)$$

Manipulando-se a equação (84) e encontrando sua componente imaginária, pode-se notar que a medida dessa, não depende somente do valor desejado de L_{lkp} .

$$\Im\{Z\} = \{L_{lkp} + \frac{L_{mag}\{[n^2(R_s + R_{cc})]^2 + w^2 n^2 L_{lks}(L_{mag} + n^2 L_{lks})\}}{[n^2(R_s + R_{cc})]^2 + w^2 [L_{mag} + n^2 L_{lks}]^2}\} \quad (85)$$

Supondo $L_{lks}L_{mag} \ll 0$ o termo $w^2 n^2 L_{lks}(L_{mag} + n^2 L_{lks})$ torna-se nulo. Com isso, pode-se escrever a expressão (85) em função da razão entre o valor da resistência utilizada para se curto-circuitar o enrolamento secundário, e a indutância de magnetização ($n^2(R_s + R_{cc})/L_{mag}$).

$$\Im\{Z\} = \left\{ L_{lkp} + \frac{\frac{[n^2(R_s + R_{cc})]^2}{L_{mag}}}{\left[\frac{n^2(R_s + R_{cc})}{L_{mag}}\right]^2 + w^2 \left[1 + \frac{n^2 L_{lks}}{L_{mag}}\right]^2} \right\} \quad (86)$$

Tomando o limite da equação (86) quando a razão $n^2(R_s + R_{cc})/L_{mag}$ tender a zero e quando essa mesma razão tende a um, pode-se perceber a diferença na medida da componente imaginária.

$$\lim_{\frac{n^2(R_s + R_{cc})}{L_{mag}} \rightarrow 0} \Im\{Z\} = L_{lkp} \quad (87)$$

$$\lim_{\frac{n^2(R_s + R_{cc})}{L_{mag}} \rightarrow 1} \Im\{Z\} = L_{lkp} + \frac{n^2(R_s + R_{cc})}{1 + w^2 \left[1 + \frac{n^2 L_{lks}}{L_{mag}}\right]^2} \quad (88)$$

A expressão (87) mostra que para condições onde a indutância de magnetização for muito maior que a resistência utilizada para se fazer o curto-circuito no enrolamento secundário, a medida da componente imaginária dependerá somente de L_{lkp} , ou seja, a medida pode ser tomada como verdadeira. Já a expressão (88) mostra que para casos em que a indutância de magnetização e a resistência de curto-circuito possuem a mesma ordem de grandeza, o equipamento não consegue medir corretamente o valor da indutância de dispersão uma vez que há uma componente dependente da frequência.

Para valores de $w \gg 1$ em (88), pode-se notar que a segunda componente tende a ter seu valor próximo a zero. Ou seja, em média e altas frequências, a medida

tende a se tornar verdadeiro, ao passo que essa componente não tem mais um valor significativo.

Para as amostras S3 e S4, que uma possuem indutância superior a 1 mH , a técnica de curto-circuito é eficaz ao passo que os tocos de fios utilizados para se fazer o curto tem resistência de aproximadamente 800 $\mu\Omega$ (fio #AWG27 com 5mm de espessura). Ou seja, possuem uma relação entre indutância e resistência de 5 e 12 vezes respectivamente.

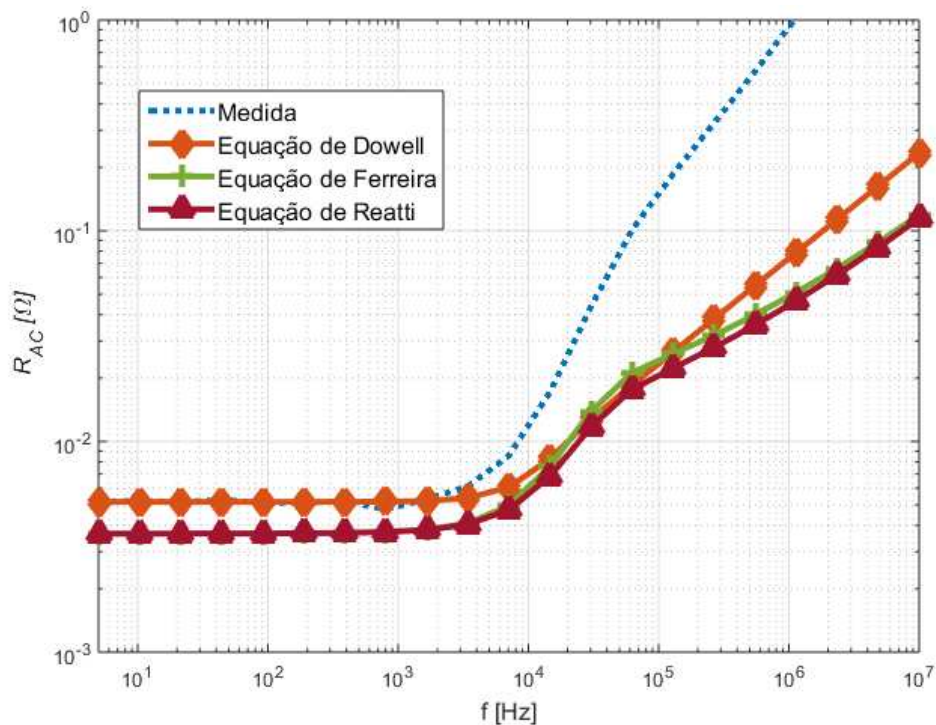
Já a amostra S5, que possui indutância de 19 μH , necessitaria de um resistor de curto circuito de valor muito baixo. Se tomarmos como referência as relações das outras amostras, seria necessário um resistor no máximo 3,8 $\mu\Omega$, o que seria extremamente complexo.

Com isso, a amostra S5, teve sua indutância de dispersão medida conforme o método proposto por Hayes *et al*, conforme descrito na seção 3.2.2.

5.2 RESULTADOS PARA EFEITOS PELICULAR E DE PROXIMIDADE

A Figura 26 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra 1 (S1) com as equações de Dowell, Ferreira e Reatti *et al.* Foi definido um coeficiente de porosidade (η_s) igual 0,85 uma vez que as espiras não utilizam todo o comprimento do núcleo e é foi possível notar que o indutor possui apenas uma camada ($m = 1$).

FIGURA 26 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.

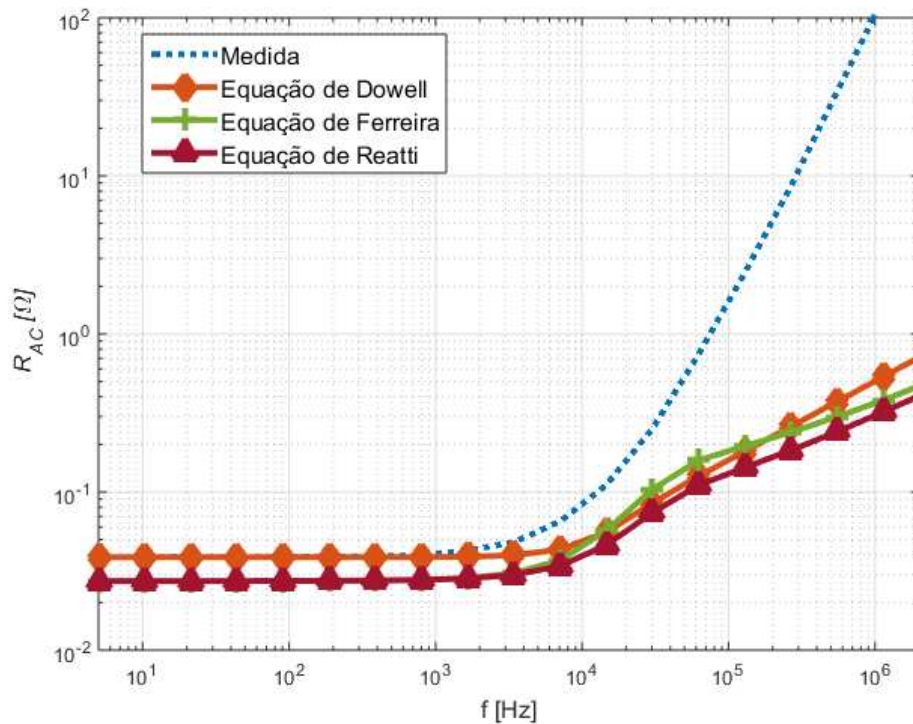


FONTE: Autor, 2020.

É possível observar que a equação proposta com Dowell consegue modelar de maneira satisfatória o comportamento da resistência do condutor em baixas frequências de até aproximadamente 2 kHz. Para frequências superiores, o modelo não consegue acompanhar a taxa de crescimento da resistência. As equações de Ferreira e Reatti, comportamento semelhante ao modelo de Dowell, porém com erros maiores em toda a faixa de frequência analisada.

A Figura 27 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra 2 (S2) com as equações de Dowell, Ferreira e Reatti *et al.* Foi definido um coeficiente de porosidade (η_s) igual 0,70 possuindo apenas uma camada ($m = 1$).

FIGURA 27 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.

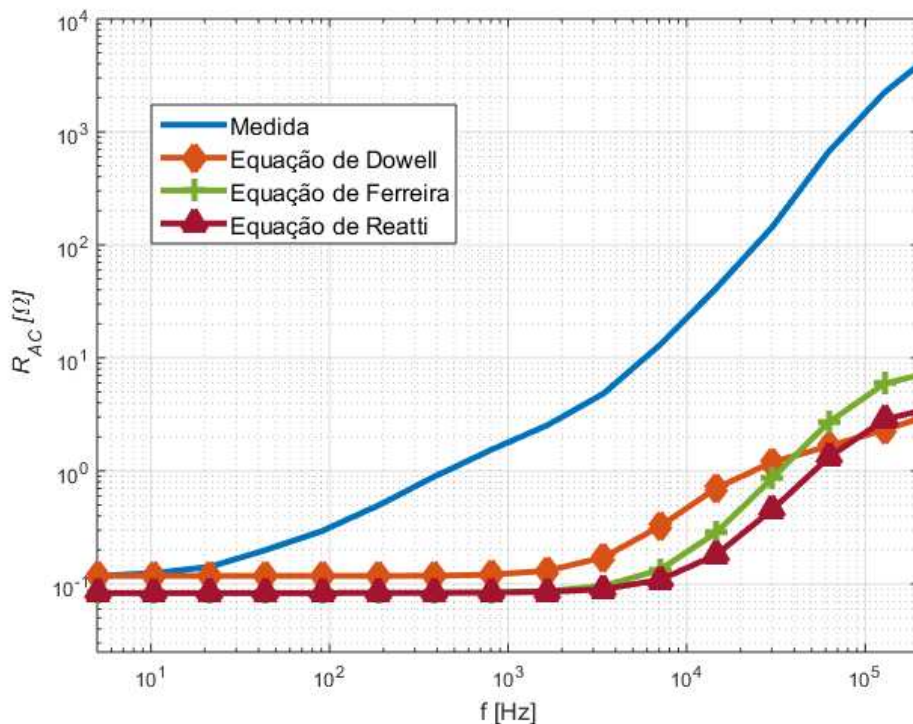


FONTE: Autor, 2020.

Novamente apenas a Equação de Dowell conseguiu modelar de maneira adequada o comportamento da resistência em baixas frequências enquanto as equações de Ferreira e de Reatti não conseguem modelar de a resistência de maneira adequada em toda a faixa analisada.

A Figura 28 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra 3 (S3) com as equações de Dowell, Ferreira e Reatti *et al.* Foi definido um coeficiente de porosidade (η_s) igual 1, uma vez que a espiras ocupam toda a janela do indutor, e o número de camadas $m = 5$ (esse valor foi estimado a partir do desmontagem do indutor).

FIGURA 28 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 3.

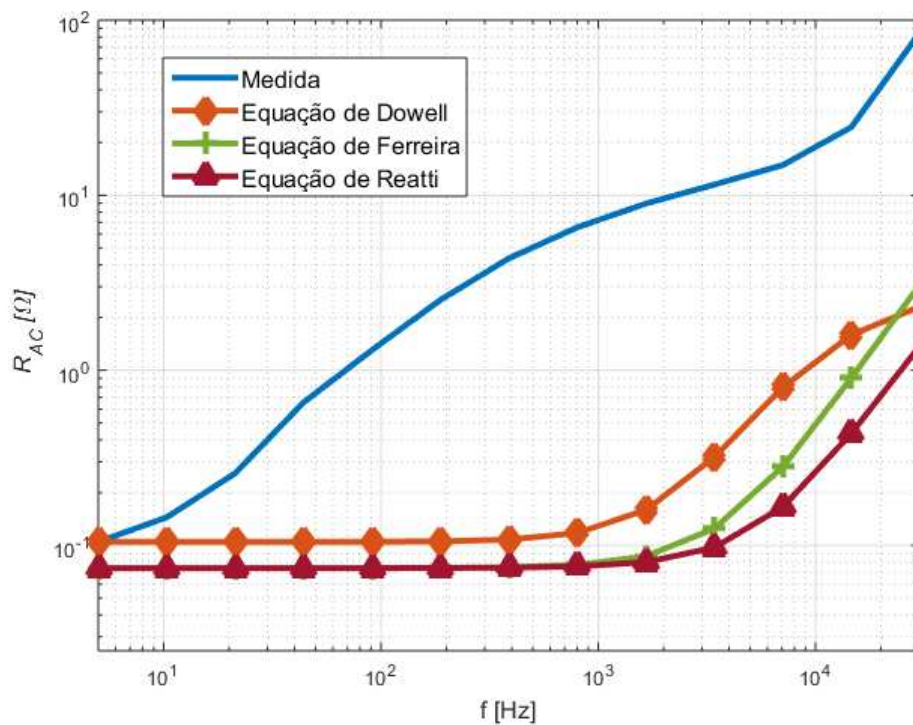


FONTE: Autor, 2020.

É possível notar que globalmente, nenhuma das equações consegue modelar de maneira satisfatória a resistência do enrolamento do indutor. Isso mostra que para estruturas onde há dois enrolamentos dividindo o mesmo meio magnético, mesmo que o fluxo magnético não fique confinado totalmente nesse, as equações algébricas não conseguem modelar de maneira satisfatória o comportamento do condutor no domínio da frequência.

A Figura 29 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra 4 (S4) com as equações de Dowell, Ferreira e Reatti *et al.* Foi definido um coeficiente de porosidade (η_s) igual 1 e o número de camadas $m = 2$ (esse valor foi estimado a partir do desmontagem do indutor) . O valor de R_{DC} foi tomado como o primeiro valor do vetor de medidas (5 Hz).

FIGURA 29 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 4.

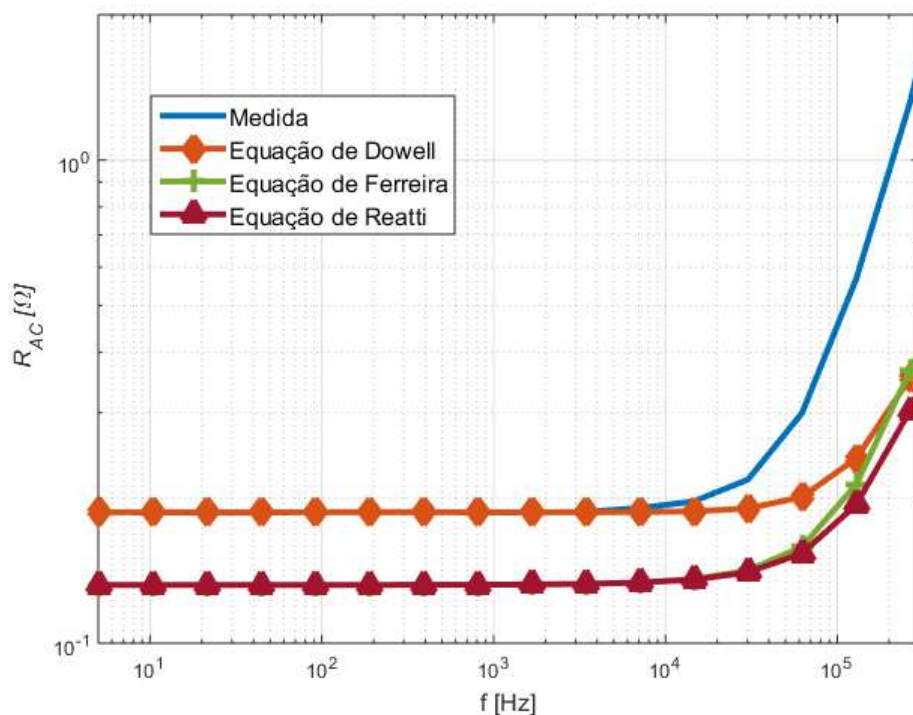


FONTE: Autor, 2020.

Nota-se que, com exceção da primeira medida em 5 Hz, nenhuma das equações se aproxima da medida da componente real do enrolamento.

A Figura 30 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra 5 (S5) com as equações de Dowell, Ferreira e Reatti *et al.* Foi definido um coeficiente de porosidade (η_s) igual 0,8, uma vez que a espiras ocupam toda a janela do indutor, e o número de camadas $m = 1$ (esse valor foi estimado a partir do desmontagem do transformador) .

FIGURA 30 – COMPARAÇÃO DAS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.

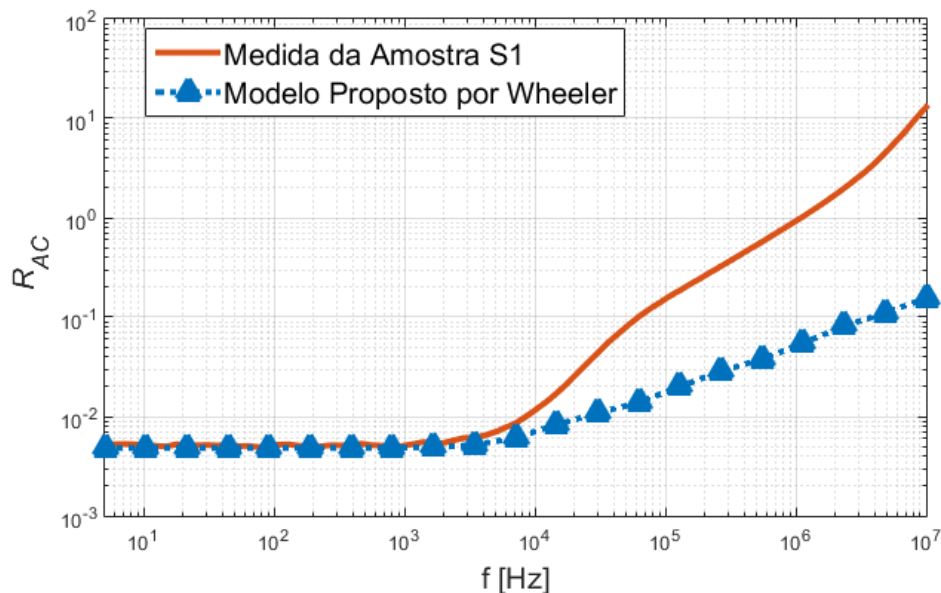


FONTE: Autor, 2020.

É possível notar que as equações conseguem emular de maneira adequada a taxa de inclinação a resistência, entretanto não conseguem prever de maneira correta o ponto na frequência onde os efeitos pelicular e de proximidade se torna relevante. Além disso, as equações de Ferreira e de Reatti apresentam um erro em relação à medida em baixas frequências.

O método de Wheeler *et al* foi aplicado as amostras S1, S2 e S5. Como esse método foi proposto apenas para modelar a indutância de dispersão em linhas de transmissão, onde não há a presença do efeito de proximidade, cenários onde há mais de uma camada de espiras tornam o modelo ineficaz. Logicamente que as amostras que foram modeladas também sofrem a influência do efeito de proximidade, uma vez que os condutores estão próximos, entretanto com menos intensidade que as amostras S3 e S4. A Figura 31 mostra a comparação entre a medida da componente real da amostra S1 e o modelo proposto por Wheeler *et al*.

FIGURA 31 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.

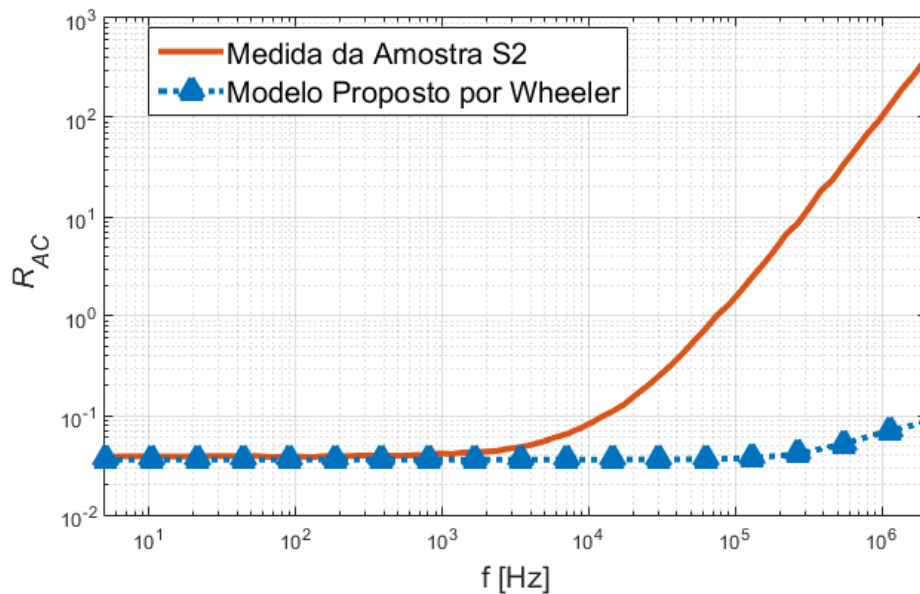


FONTE: Autor, 2020.

É possível notar que o modelo consegue aproximar o comportamento da resistência em baixas frequências, mas não acompanha a taxa de crescimento da resistência apresentando discrepâncias significativas a partir de 10 kHz.

A Figura 32 mostra a comparação entre o modelo de Wheeler e a medida da componente real da amostra S2.

FIGURA 32 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.

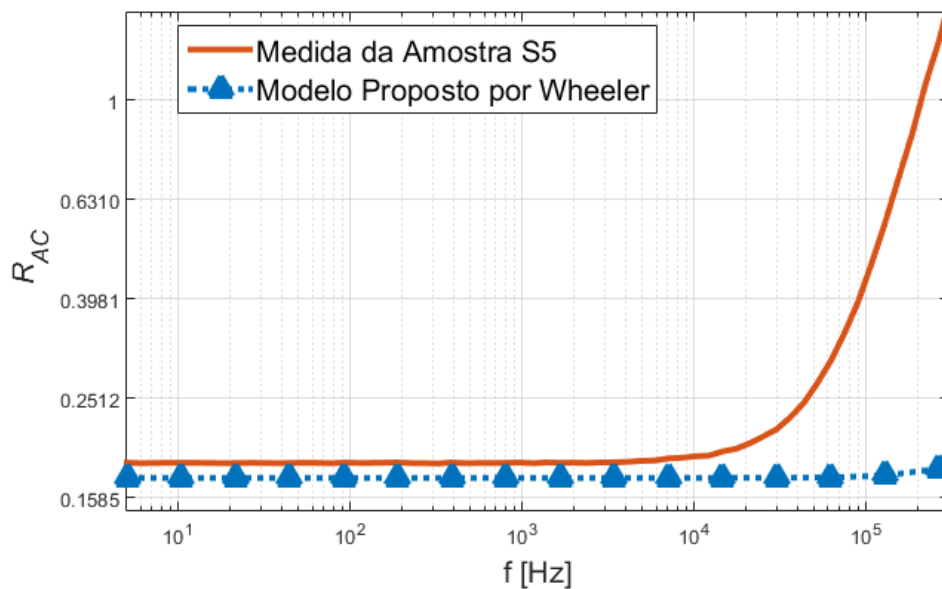


FONTE: Autor, 2020.

É possível notar que a metodologia não consegue modelar de maneira adequada a resistência do condutor em médias e altas frequências. A taxa de crescimento da medida se mostra muito superior a projetada pelo modelo. Isso pode ser explicado pelo fato dessa amostra ter muito mais espiras em seu enrolamento do que a amostra S1.

A Figura 33 mostra a comparação entre o modelo de Wheeler e a medida da componente real da amostra S5. O modelo de Wheeler se mostra ineficiente mais uma vez, ao passo que apresenta divergências significativas em relação a medida. Apesar de possuir um valor de resistência pequena em baixas frequências, sua taxa de crescimento é bastante alta. Isso pode ser explicado pelo fato de haver espiras vizinhas que, mesmo não sendo percorridos pela mesma corrente, interferem na resistência no enrolamento em estudo.

FIGURA 33 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WHEELER COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.

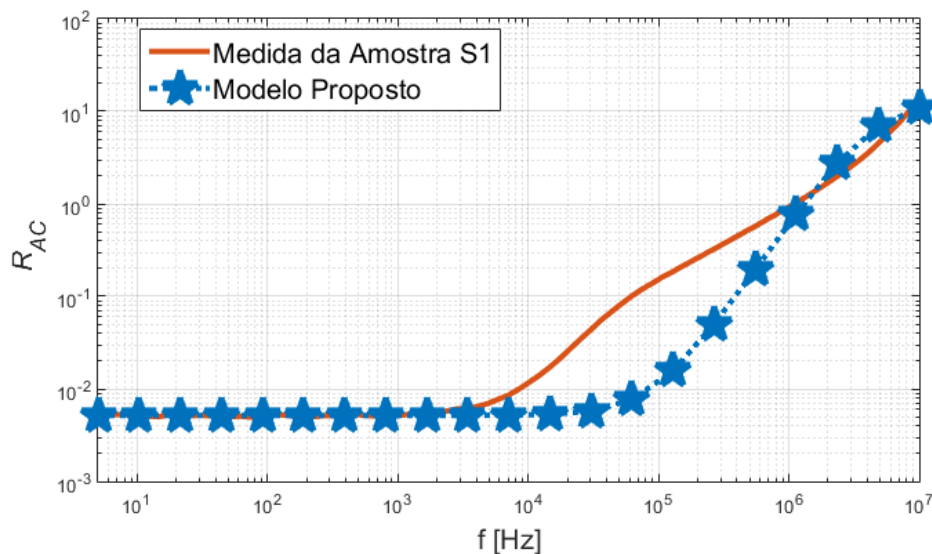


FONTE: Autor, 2020.

Por fim, todas as cinco amostras foram modeladas utilizando a metodologia proposta na seção 4.1. As faixas de frequência utilizadas para validar o modelo são as mesmas utilizadas nas análises do modelo de Wheeler e das equações algébricas.

A Figura 34 mostra a comparação entre o modelo proposto e a medida da componente real da amostra S1. O fator multiplicador ζ calculado foi de 2515 aproximadamente, pela razão entre as medidas nas frequências de 10 Mhz e 5 Hz respectivamente. A frequência de corte estimada foi de 1,8 kHz aproximadamente.

FIGURA 34 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 1.

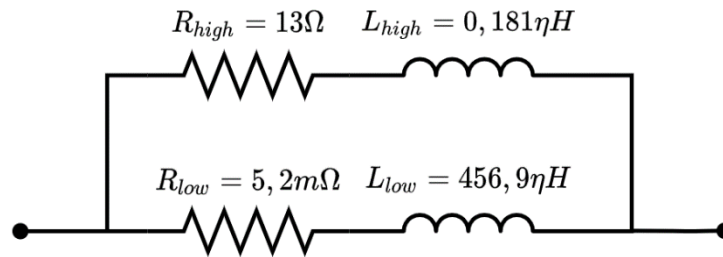


FONTE: Autor, 2020.

Pode-se notar que o modelo proposto consegue modelar de maneira adequada o comportamento da resistência do condutor em baixas e altas frequências. Entretanto, há divergências na faixa que vai de 3 kHz a 1 MHz aproximadamente. Isso pode ser explicado pelo fato da topologia de circuito proposta na seção 4.1 não conseguir emular totalmente o comportamento da resistência quando há forte influência do efeito de proximidade. De qualquer modo, o modelo proposto apresentou uma convergência as medidas maior que a equações algébricas e o modelo de Wheeler.

A Figura 35 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da resistência do condutor da amostra S1 em um simulador de circuitos elétricos.

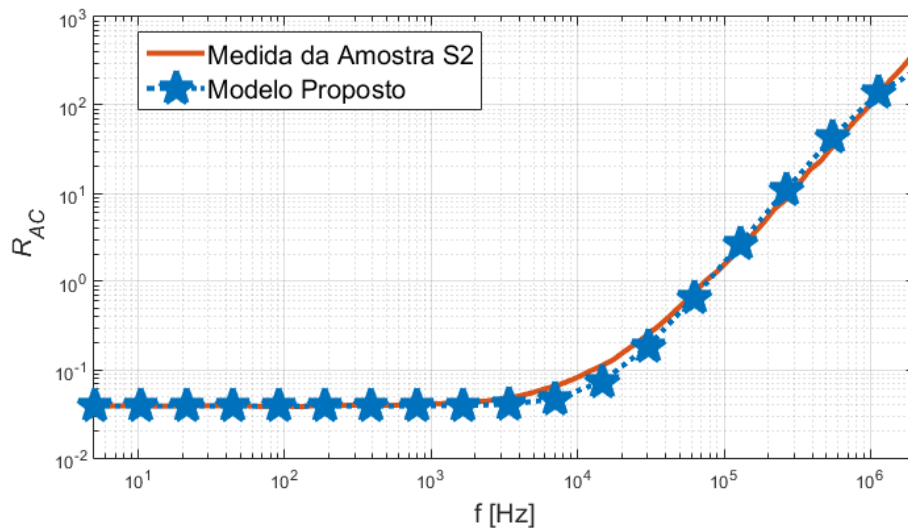
FIGURA 35 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S1.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 36 mostra a comparação entre o modelo proposto e a medida da componente real da amostra S2. O fator multiplicador ζ calculado foi de 10.775 através razão entre as medidas nas frequências de 2 MHz e 5 Hz respectivamente. A frequência de corte calculada foi de 150 Hz aproximadamente.

FIGURA 36 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 2.

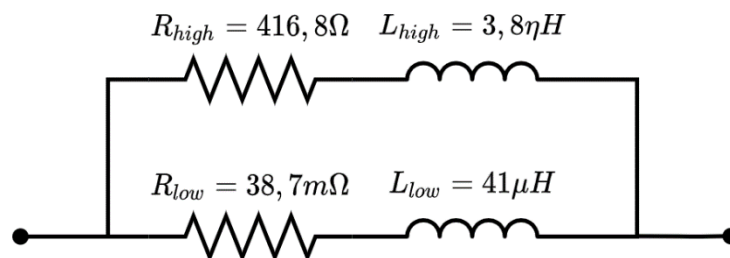


FONTE: Autor, 2020.

Observa-se que o modelo proposto consegue atingir uma alta taxa de convergência em relação as medidas em praticamente toda a faixa modelada. Isso pode ser explicado pelo fato da amostra S2 apresentar um relativo espaçamento entre as espiras, fez com que o efeito de proximidade não fosse tão atuante sobre a resistência.

A Figura 37 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da resistência do condutor da amostra S2 em um simulador de circuitos elétricos.

FIGURA 37 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S2.

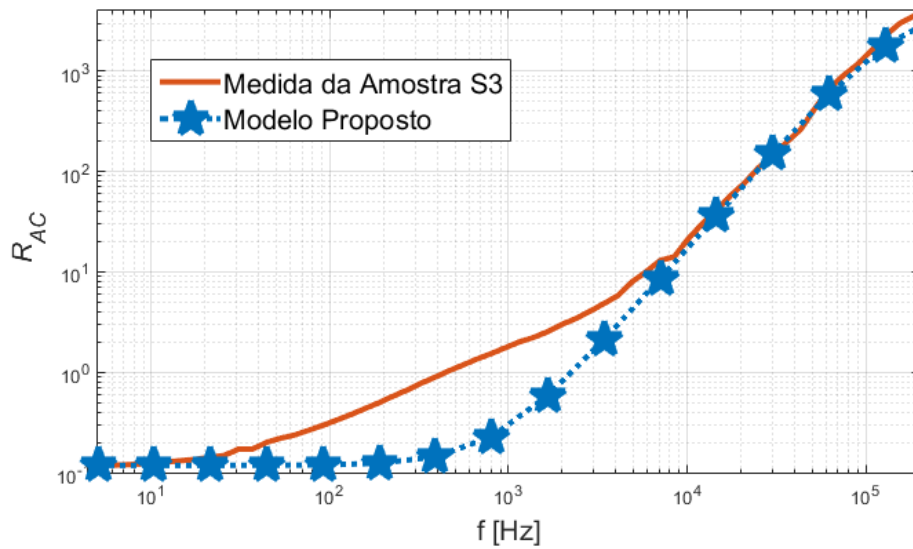


FONTE: Autor, 2020.

A Figura 38 mostra a comparação entre o modelo proposto e a medida da componente real da amostra S3. O fator multiplicador ζ calculado foi de 43.279 através razão entre as medidas nas frequências de 200 kHz e 5 Hz respectivamente. A frequência de corte calculada foi de 4 Hz aproximadamente.

Como ocorrido na resposta do modelo para amostra S1, também há uma faixa de frequência onde houve divergências entre o modelo da amostra S4 e as medidas de sua componente real.

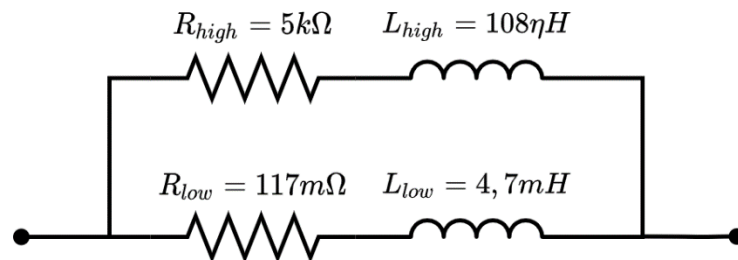
FIGURA 38 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 3.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 39 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da resistência do condutor da amostra S3 em um simulador de circuitos elétricos.

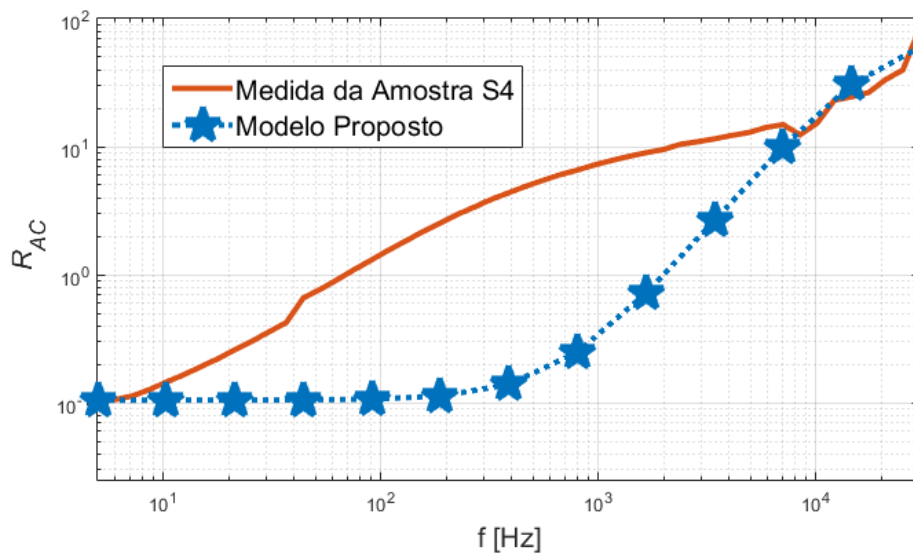
FIGURA 39 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S3.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 40 mostra a comparação entre o modelo proposto e a medida da componente real da amostra S4. O fator multiplicador ζ calculado foi de 811,38 através razão entre as medidas nas frequências de 30 kHz e 5 Hz respectivamente. A frequência de corte calculada foi de 24 Hz aproximadamente.

FIGURA 40 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 4.

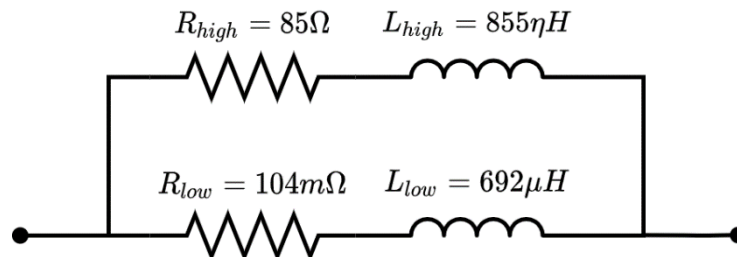


FONTE: Autor, 2020.

Observando a Figura 40 é possível notar que o modelo proposto apresenta divergências em praticamente toda faixa modelada. Uma possível explicação está no fato que o condutor da amostra em estudo, está sendo fortemente influenciado pelo efeito de proximidade. É provável que a topologia proposta na seção 4.1 tenha que ser revista para cobrir esse tipo de estrutura, onde há uma alta densidade de condutores próximos.

A Figura 41 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da resistência do condutor da amostra S4 em um simulador de circuitos elétricos.

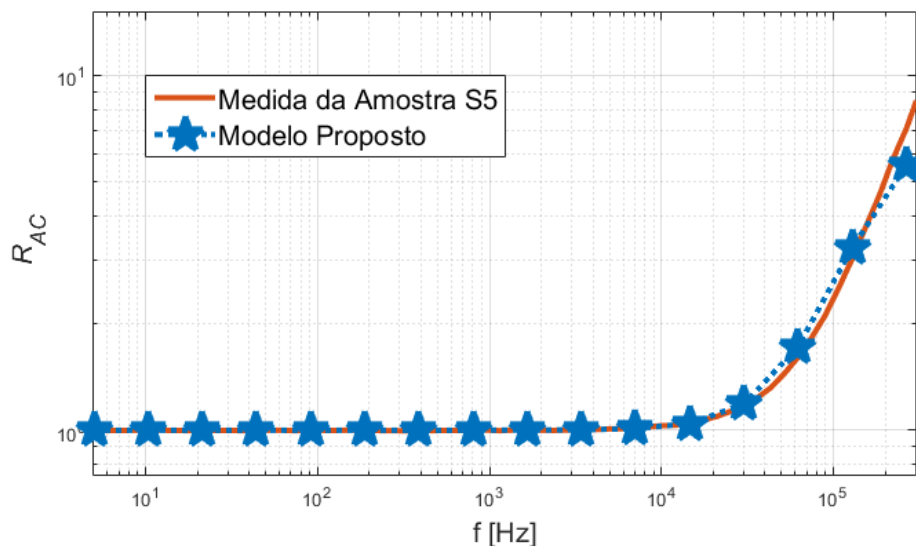
FIGURA 41 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S4.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 42 mostra a comparação entre o modelo proposto e a medida da componente real da amostra S5. O fator multiplicador ζ calculado foi de 8,52 através razão entre as medidas nas frequências de 300 kHz e 5 Hz respectivamente. A frequência de corte calculada foi de 20 kHz aproximadamente.

FIGURA 42 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR COM AS MEDIDAS DA COMPONENTE REAL DA AMOSTRA 5.

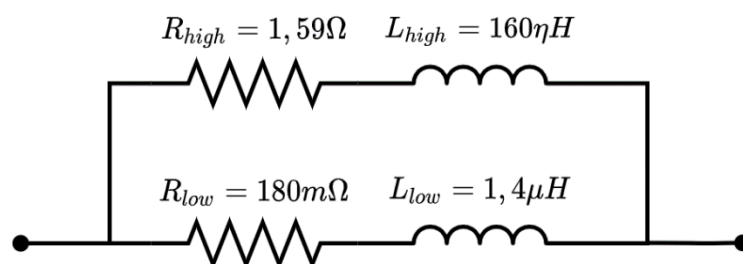


FONTE: Autor, 2020.

É possível notar que o modelo teve leves divergências em altas frequências, o que já se era esperado (conforme descrito na seção 4.1.1). Entretanto, comparando-se com as outras técnicas apresentadas, teve uma resposta mais satisfatória.

A Figura 43 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da resistência do condutor da amostra S4 em um simulador de circuitos elétricos.

FIGURA 43 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A RESISTÊNCIA DO CONDUTOR DA AMOSTRA S5.



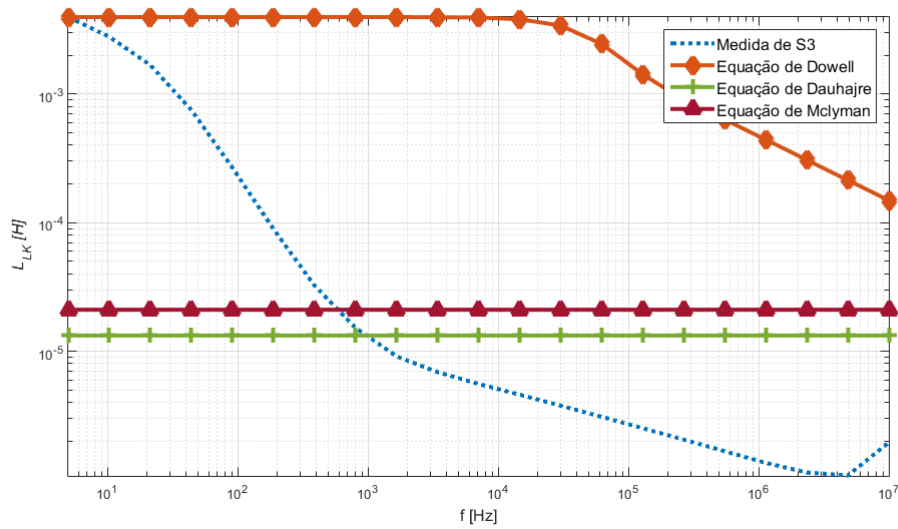
FONTE: Autor, 2020.

5.3 RESULTADOS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

A Figura 44 mostra a comparação entre os resultados obtidos aplicando as equações algébricas descritas na seção 2.5.3, e a medida da indutância de dispersão da amostra S3. Como na amostra S3, as bobinas não estão sobrepostas, para a aplicação das equações a distância entre elas foi tomada como nula ($k_w = 0$).

É possível notar que nenhuma das equações consegue emular de maneira coesa o comportamento da indutância de dispersão. A equação Dowell não consegue prever com coerência, o ponto do domínio da frequência onde o valor da indutância de dispersão começa a cair.

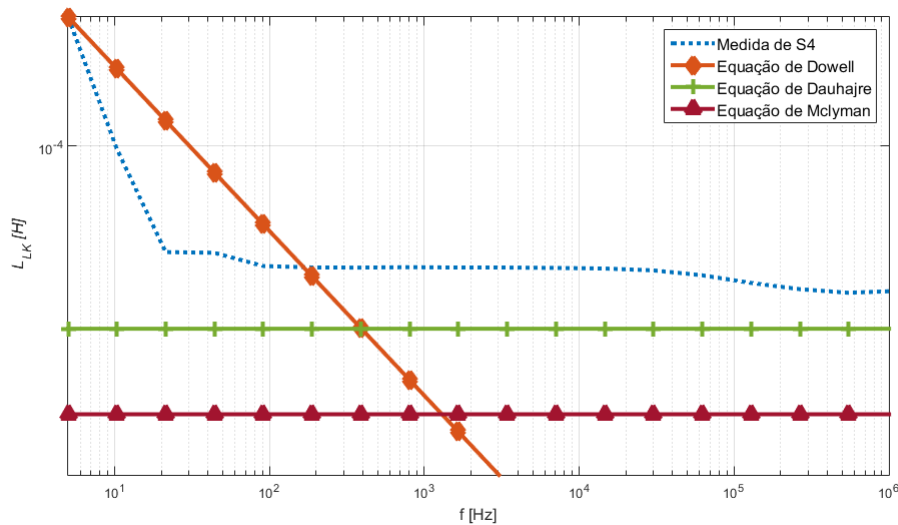
FIGURA 44 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 45 mostra a comparação entre os resultados obtidos aplicando-se as equações algébricas e a medida da indutância de dispersão da amostra S4. Aqui vale o comentário de que os parâmetros geométricos para as equações de Dauhajre e Mclyman levam em conta que o núcleo magnético presente é da forma EE. Entretanto, a amostra S4 usa um núcleo toroidal. Com isso, alguns desse parâmetros tiveram que ser aproximados para a aplicação na fórmula.

FIGURA 45 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.



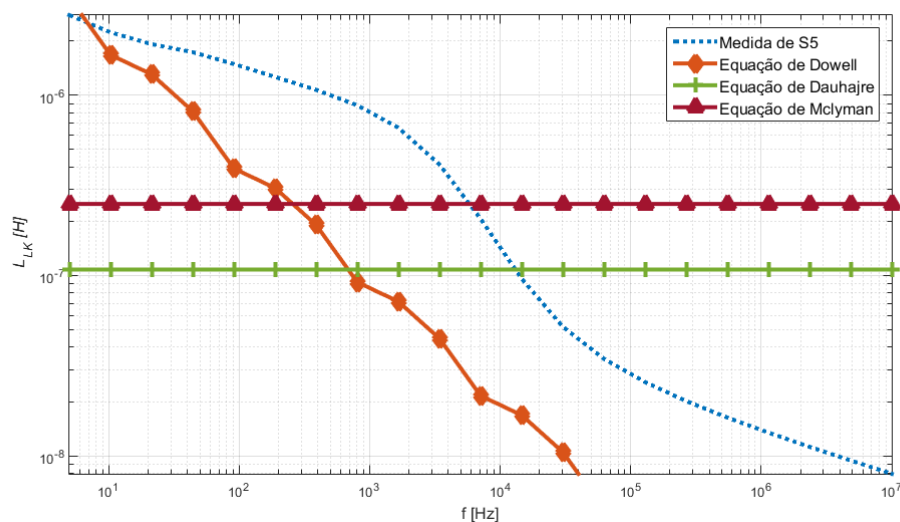
FONTE: Autor, 2020.

É possível observar na Figura 44 que somente a equação proposta por Dauhajre se aproximada da medida da indutância de dispersão em altas frequências. Como a equação proposta por Dowell pressupõe que a indutância de dispersão decai infinitamente ao longo do domínio da frequência, por mais que essa tenha uma leve convergência em baixas frequências acabou apresentando uma maior divergência de mais geral.

A Figura 46 apresenta a comparação entre os resultados obtidos aplicando-se as equações algébricas e a medida da indutância de dispersão da amostra S5. A distância entre as camadas (k_w) foi tomada como a espessura da fita isoladora utilizada para isolar os enrolamentos primários e secundários.

É possível observar que mais uma vez nenhuma das equações algébricas de mostrou eficiente para modelar o comportamento da indutância de dispersão no domínio da frequência.

FIGURA 46 – COMPARAÇÃO ENTRE AS EQUAÇÕES ALGÉBRICAS E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.



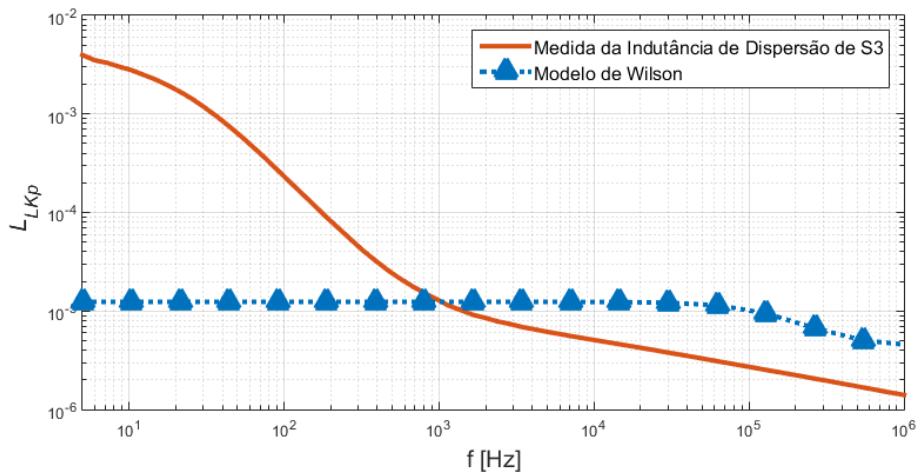
FONTE: Autor, 2020.

Vale lembrar que para o equacionamento da indutância de dispersão, todos os autores tomaram certas condições com ideais. Isto é, espiras justapostas, permeabilidade infinita etc. Na prática, nem sempre as espiras estão uniformemente organizadas dentro da janela do carretel, a densidade de espiras em cada camada

não é uniforme e a permeabilidade do núcleo não é infinita. Ou seja, as discrepâncias observadas para as três amostras já eram esperadas.

A Figura 47 mostra a comparação entre a metodologia proposta por Wilson *et al* e a medida da indutância de dispersão da amostra S3. A frequência de corte, utilizada para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente, foi aproximada em 172 kHz (onde o efeito pelicular é metade do raio do condutor). As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 1 kHz e 1 MHz respectivamente.

FIGURA 47 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON *et al* E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.

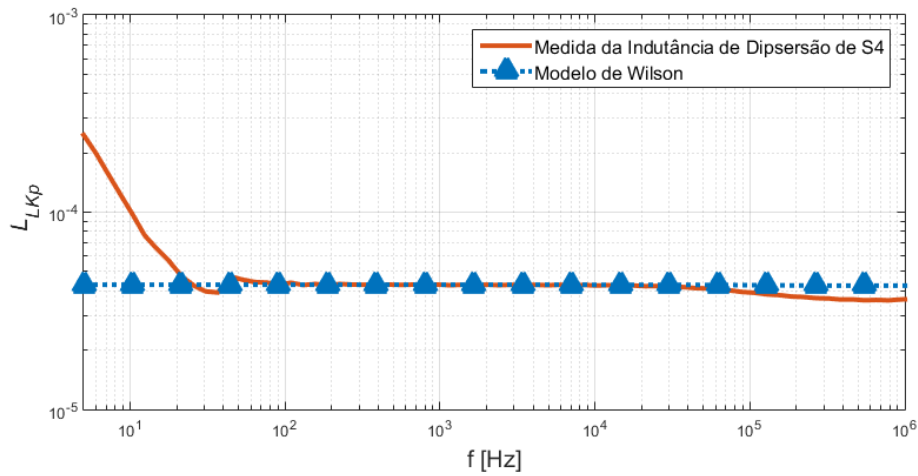


FONTE: Autor, 2020.

Nota-se que o modelo de Wilson diverge fortemente em baixas frequências, mas apresenta uma boa resposta para frequências maiores que 1 kHz. Além disso, é possível notar que a estratégia de calcular os componentes do circuito equivalente utilizando o efeito pelicular como parâmetro não obteve êxito. O valor da indutância de dispersão começa a cair em frequências na casa de dezenas de hertz, enquanto a frequência calculada está na casa de centenas de quilohertz.

A Figura 48 mostra a comparação entre a metodologia proposta por Wilson e a medida da indutância de dispersão da amostra S4. A frequência de corte, utilizada para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente, foi aproximada em 100 kHz (onde o efeito pelicular é metade do raio do condutor). As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 1 kHz e 1 MHz respectivamente.

FIGURA 48 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON *et al* E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.



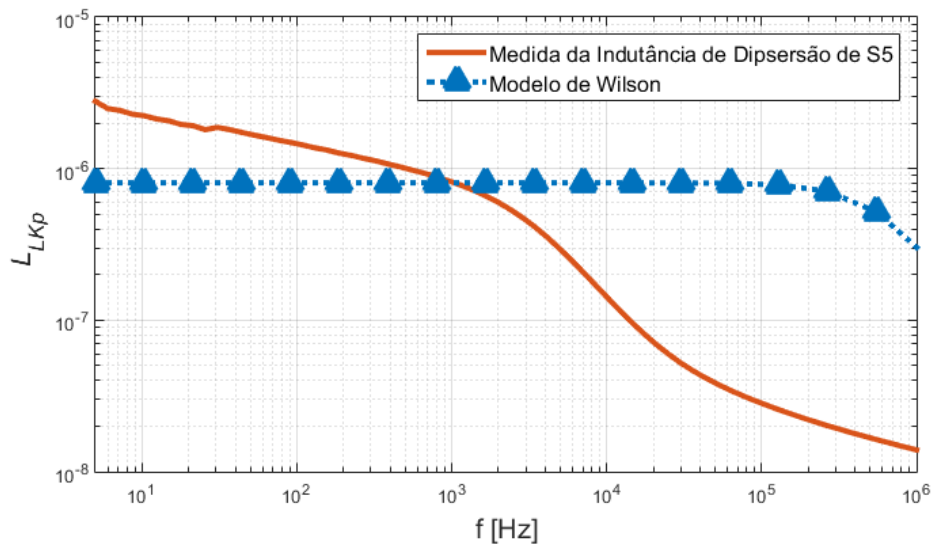
FONTE: Autor, 2020.

Observando a Figura 48, nota-se que o modelo de Wilson conseguiu emular de maneira correta o comportamento da indutância de dispersão em praticamente toda faixa de frequência.

A Figura 49 mostra a comparação entre a metodologia proposta por Wilson e a medida da indutância de dispersão da amostra S5. A frequência de corte, utilizada para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente, foi aproximada em 680 kHz (onde o efeito pelicular é metade do raio do condutor). As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 1 kHz e 1 MHz respectivamente.

Nota-se que o modelo de Wilson apresenta uma leve convergência em baixas frequências, entretanto não acompanha o decrescimento da indutância de dispersão em altas frequências.

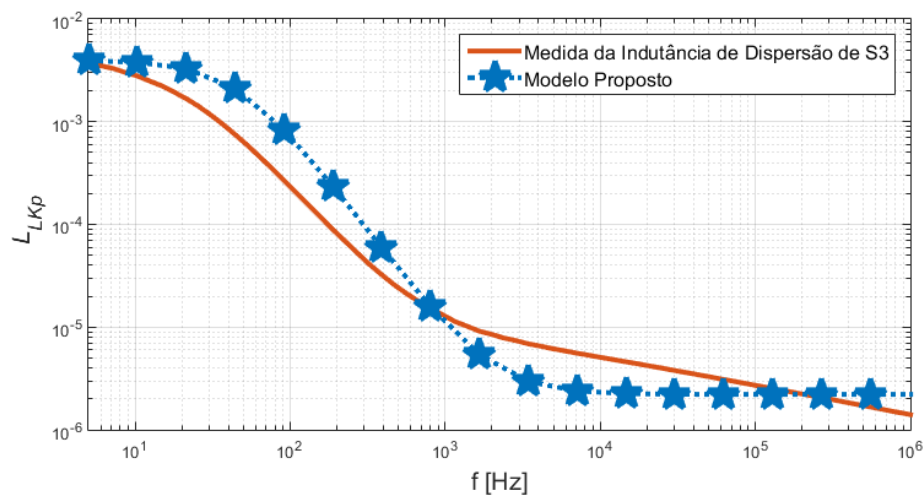
FIGURA 49 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO POR WILSON *et al* E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 50 mostra a comparação entre o modelo da amostra S3, construído através da metodologia proposta para se calcular a frequência de corte no modelo de Wilson, seção 4.2, e a medida da indutância de dispersão da mesma amostra. O valor de R_{loss} foi calculado em $8,72 \Omega$ na frequência f' de 2 kHz (equação 83). As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 5 Hz e 1 MHz respectivamente.

FIGURA 50 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 3.

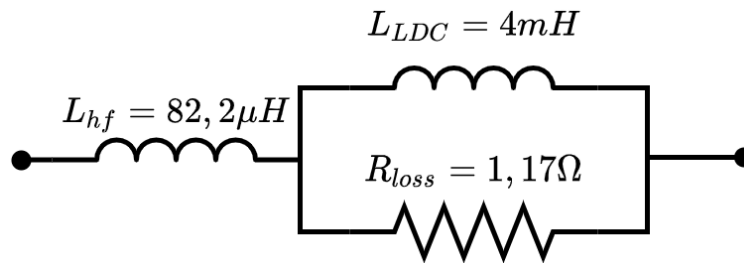


FONTE: Autor, 2020.

Observando a Figura 50, é possível notar que o modelo de Wilson com a frequência de corte calculada pelo método proposto, obteve uma boa taxa de convergência em relação aos métodos algébricos apresentados e ao modelo de Wilson.

A Figura 51 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da indutância de dispersão da amostra S3 em um simulador de circuitos elétricos.

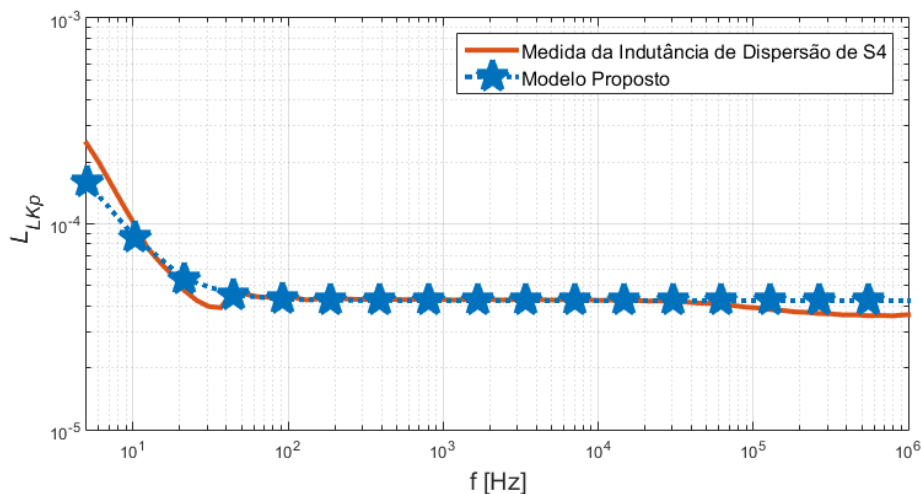
FIGURA 51 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S3.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 52 mostra a comparação entre o modelo da amostra S4, construído através da metodologia proposta na seção 4.2, e a medida da indutância de dispersão da mesma amostra.

FIGURA 52 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 4.



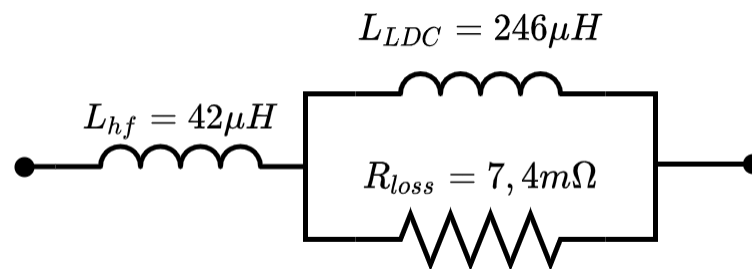
FONTE: Autor, 2020.

O valor de R_{loss} foi calculado em $7,4\text{ m}\Omega$ na frequência f' de $11,52\text{ Hz}$. As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 5 Hz e 200 kHz respectivamente. Esse segundo valor foi escolhido pelo fato da indutância de dispersão se mostrar constante nessa faixa.

Assim como para a primeira amostra, a metodologia proposta obteve performance superior as demais metodologias. A taxa de decaimento do modelo em baixas frequências conseguiu acompanhar a medida, diferentemente do observado no modelo de Wilson observado na Figura (47).

A Figura 53 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da indutância de dispersão da amostra S4 em um simulador de circuitos elétricos.

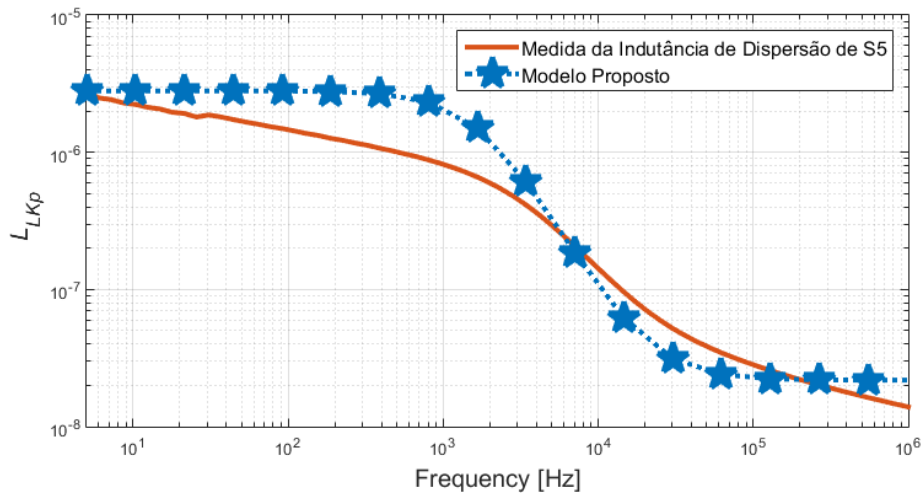
FIGURA 53 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S4.



FONTE: Autor, 2020.

A Figura 54 mostra a comparação entre o modelo da amostra S5, construído através metodologia proposta na seção 4.2, e a medida da indutância de dispersão da mesma amostra. O valor de R_{loss} foi calculado em $31\text{ m}\Omega$ na frequência f' de 20 kHz . As indutâncias L_{LDC} e L_{hf} foram medidas em 5 Hz e 1 MHz respectivamente.

FIGURA 54 – COMPARAÇÃO ENTRE O MODELO PROPOSTO PELO AUTOR E A MEDIDA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DA AMOSTRA 5.

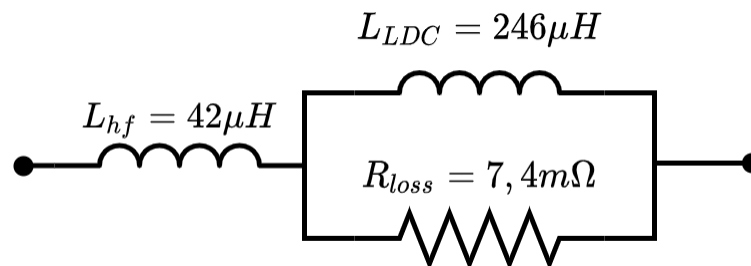


FONTE: Autor, 2020.

Para essa amostra o modelo proposto apresentou alguma leve discrepâncias em toda faixa de frequência, mantendo uma melhor performance em relação as demais metodologias abordadas no presente trabalho.

A Figura 55 mostra o circuito equivalente modelado para representar o comportamento da indutância de dispersão da amostra S4 em um simulador de circuitos elétricos.

FIGURA 55 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE PARA REPRESENTAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO NA AMOSTRA S5.



FONTE: Autor, 2020.

5.4 RESULTADOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Como forma de validar a metodologia proposta na seção 4, um transformador real foi modelado, aplicado a um modelo elétrico de um conversor chaveado, e analisado no domínio do tempo em um simulador de circuitos elétricos. O conversor chaveado conta com uma topologia Flyback quase-ressonante, e foi desenvolvido para operar com tensão de saída constante de $13,5\text{ V}$ em uma potência de até 70 W .

O transformador presente no circuito, foi projetado para ter uma indutância do enrolamento primário de aproximadamente $550\ \mu\text{H}$, com relação de espiras de $n = 9:1$. O controlador de chaveamento do conversor é *FSCQ0765RT* da fabricante Fairchild. Ele conta com um MOSFET e circuito de *feedback* internos, podendo operar em tensões de até 650 V com corrente de condução dreno-fonte de até 7 A . O diodo *schottky* de saída é o MBR10100.

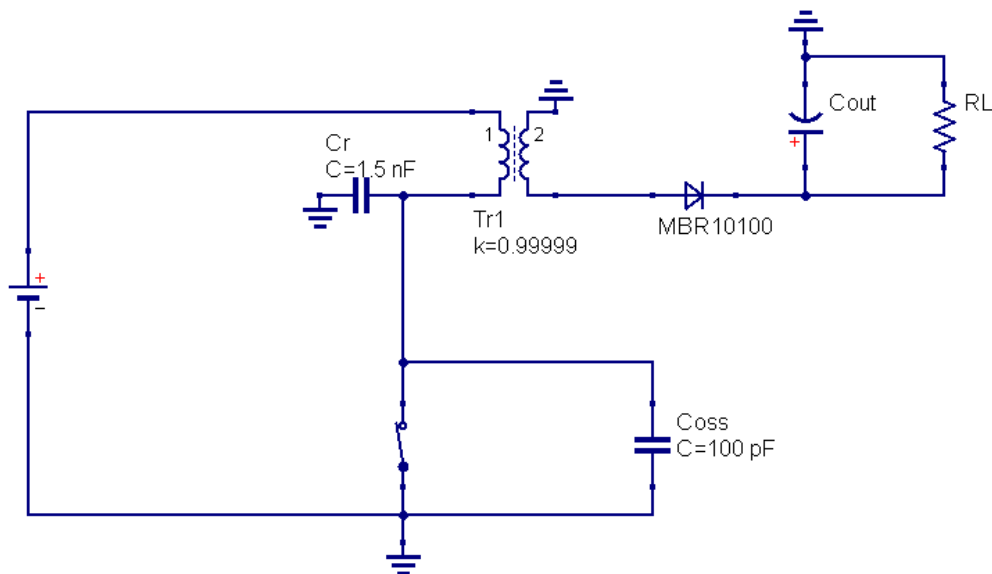
Para efetuar a modelagem do transformador, mediu-se no domínio da frequência as componentes real e imaginária do enrolamento primário com o enrolamento secundário em aberto. As medidas foram realizadas em uma faixa de frequência de 5 Hz até 10 MHz . A indutância de dispersão do enrolamento primário foi medida nessa mesma faixa utilizando a técnica de curto-circuitar o enrolamento secundário.

Para a simulação no domínio do tempo, o fator primordial no modelo elétrico de um conversor é a indutância de dispersão. Isso se justifica uma vez que a mesma altera de forma significativa a tensão máxima presente no elemento de chaveamento (terminal dreno do MOSFET), sendo este o principal motivo da destruição da chave durante os testes de desenvolvimento (McLyman, 2004). Por isso, utilizando um osciloscópio, a tensão no terminal dreno do MOSFET em série com a bobina foi medida a fim de se extrair sua curva no tempo, e compará-la com os resultados do modelo proposto. As medidas no tempo foram realizadas para cargas resistivas na saída de $11,2\ \Omega$ e $4,7\ \Omega$, que representam 16 W e 39 W respectivamente.

A Figura 56 mostra o modelo elétrico do conversor *Flyback* quase-ressonante com um transformador ideal sem perdas. O modelo foi criado utilizando o software *QUCS*. A fonte DC na entrada do circuito, representa a tensão retificada e filtrada na entrada do conversor, o capacitor descrito por C_r representa o capacitor utilizado para a ressonância juntamente com a indutância do enrolamento do primário do transformador, C_{oss} é a capacitância dreno-fonte do MOSFET, a chave S_2 é utilizada

para representar os estados de condução e aberto do MOSTET (o valor da resistência dreno-fonte foi retirada do datasheet do componente), T_{r1} representa o transformador (sem perdas), o diodo de saída MBR10100, C_{out} representa a capacitância na saída do conversor e por fim R_L é o resistor utilizado como carga nas medidas.

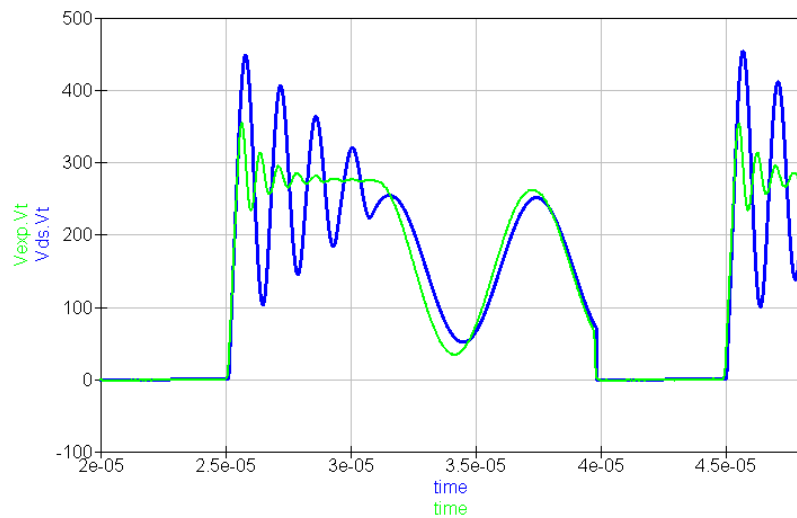
FIGURA 56 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESSONANTE SEM PERDAS.



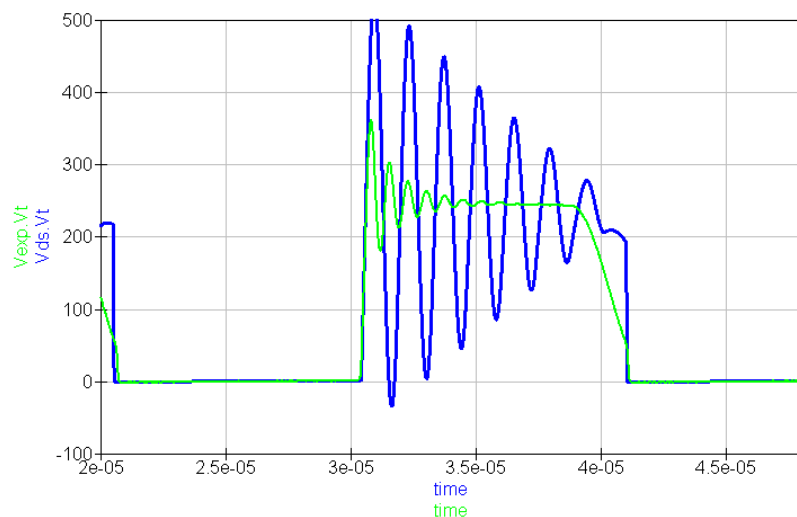
FONTE: Autor, 2020.

A Figura 57 mostra a comparação entre o modelo sem perdas descrito na Figura 56 (linha azul), com as medidas da tensão dreno-fonte do MOSFET do conversor com o controlador FSCQ0765RT (linha verde) para as duas cargas de teste. É possível notar que o modelo sem perdas (fator de acoplamento unitário) não consegue modelar corretamente a ressonância observada na medida. Obviamente, essa divergência já era esperada, já que o modelo do transformador utilizado não leva em conta as perdas no condutor e perdas pela indutância de dispersão.

FIGURA 57 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) SEGUNDO O MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESSONANTE SEM PERDAS (VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).



(a) Medida com carga de $11,2 \Omega$

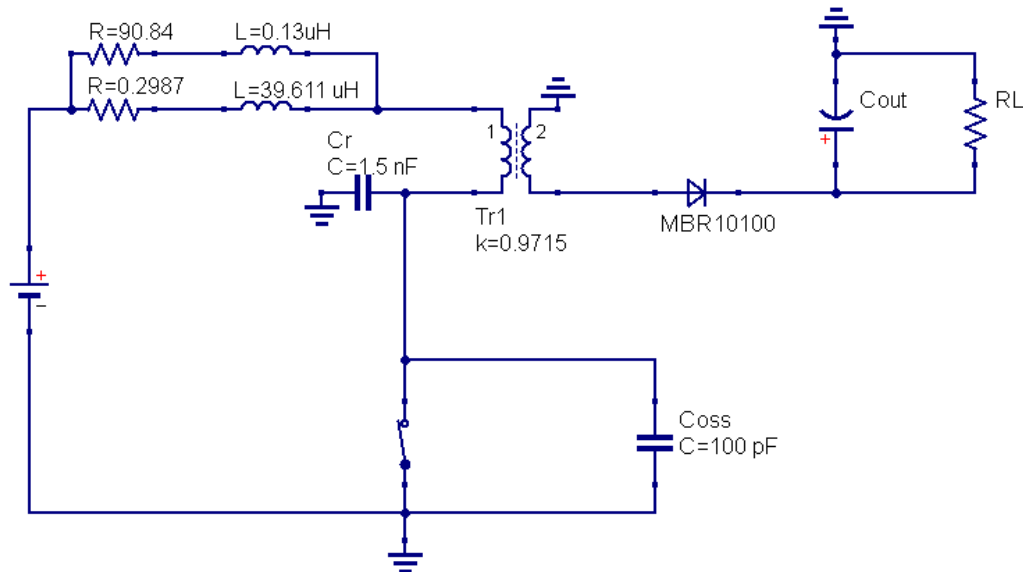


(b) Medida com carga de $4,7 \Omega$

FONTE: Autor, 2020.

Inicialmente as perdas do transformador foram modeladas a partir das medidas da componente real de impedância do enrolamento primário, conforme descrito na seção 4.1. A Figura 58 mostra o modelo elétrico do conversor contendo o modelo de perdas do condutor. O fator ζ calculado foi de 304, com frequência de corte de $1,2 \text{ kHz}$ aproximadamente.

FIGURA 58 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESSONANTE COM PERDAS BASEADAS NA COMPONENTE REAL DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.



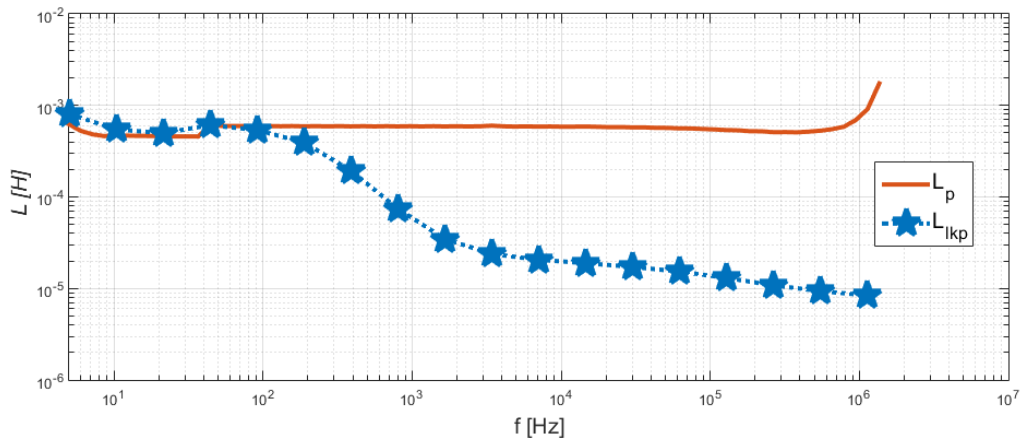
FONTE: Autor, 2020.

Para utilizar o modelo de transformador do próprio QUCS (modelo de indutores acoplados), o fator de acoplamento entre os enrolamentos, k , foi calculado em função da indutância do enrolamento primário e da indutância de dispersão do mesmo, conforme a Equação (89), para que a ação da indutância de dispersão do enrolamento fosse descrita pelo próprio transformador, não necessitando de elementos externos. Com isso, somente a adição do modelo de perdas do condutor seria necessário para se realizar-se a simulação.

$$k = 1 - \frac{L_{lkp}}{L_p} \quad (89)$$

Após realizadas as medidas no VNA, notou-se que o valor da indutância de dispersão sofria variações em altas frequências, com isso, o valor do fator de acoplamento também mudaria. A Figura 59 mostra o valor da medida da indutância do enrolamento primário e sua respectiva indutância de dispersão no domínio da frequência. Optou-se então, por inicialmente calcular o valor de k na frequência fundamental de chaveamento do conversor, isto é, 45 kHz. O valor encontrado foi de 0,9715.

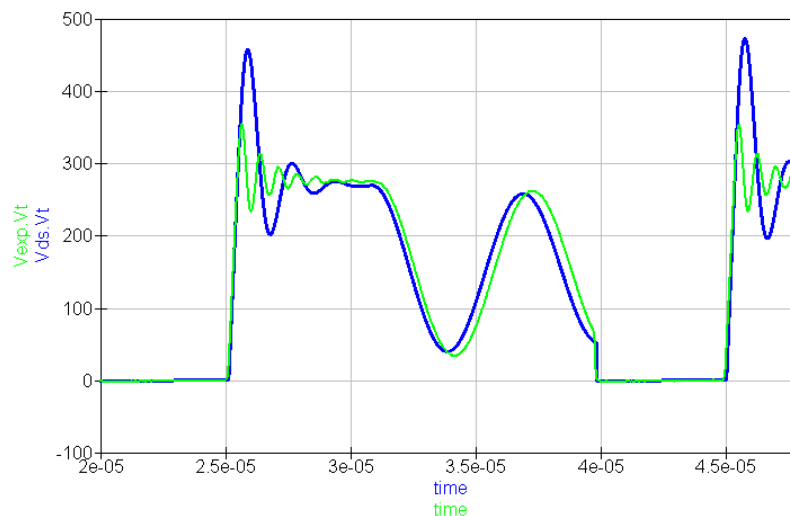
FIGURA 59 – MEDIDA DA INDUTÂNCIA DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO E DE SUA RESPECTIVA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO.



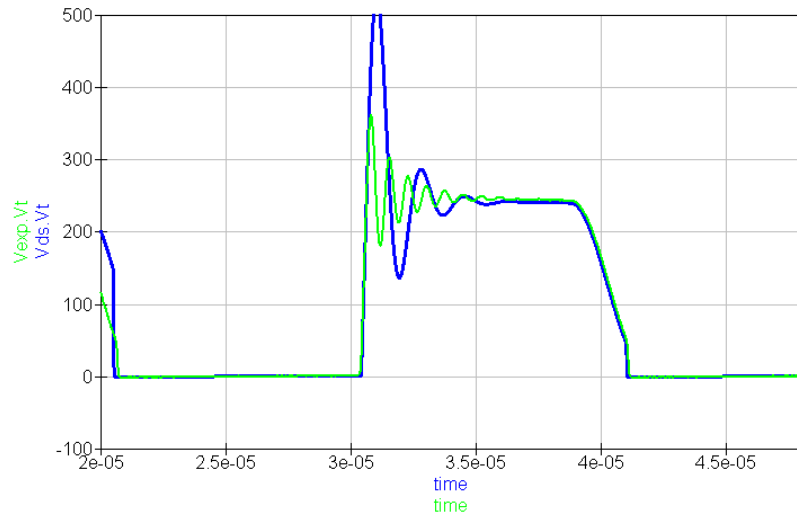
FONTE: Autor, 2020.

A Figura 60 mostra a resposta ao modelo proposto na Figura 58 para cada uma das cargas testadas. É possível observar que o modelo proposto (linha azul) se aproxima mais da curva experimental (linha verde) se comparado à Figura 59, porém não modela corretamente a sobretensão e a frequência de ressonância que ocorrem logo após o desligamento da chave, fatores que são fortemente dependentes da indutância de dispersão.

FIGURA 60 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) PARA O MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR FLYBACK QUASE-RESONANTE COM PERDAS E FATOR $k = 0.9715$ (VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).



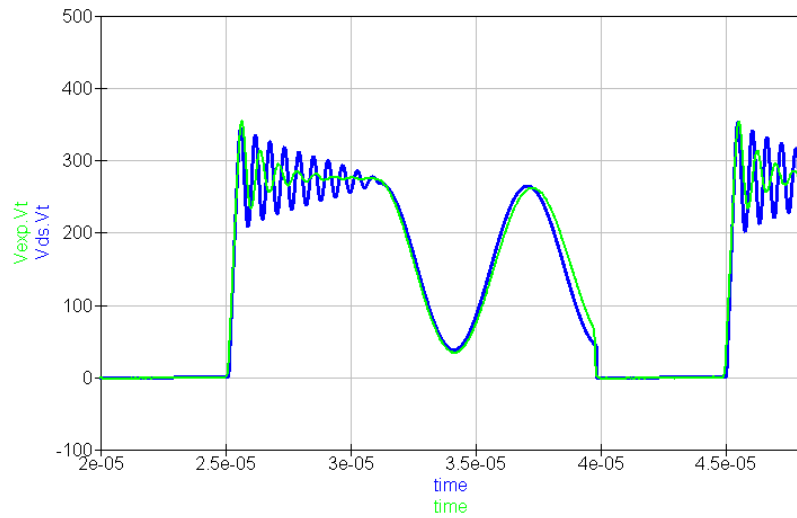
(a) Medida com carga de 11,2 Ω

(b) Medida com carga de $4,7 \Omega$

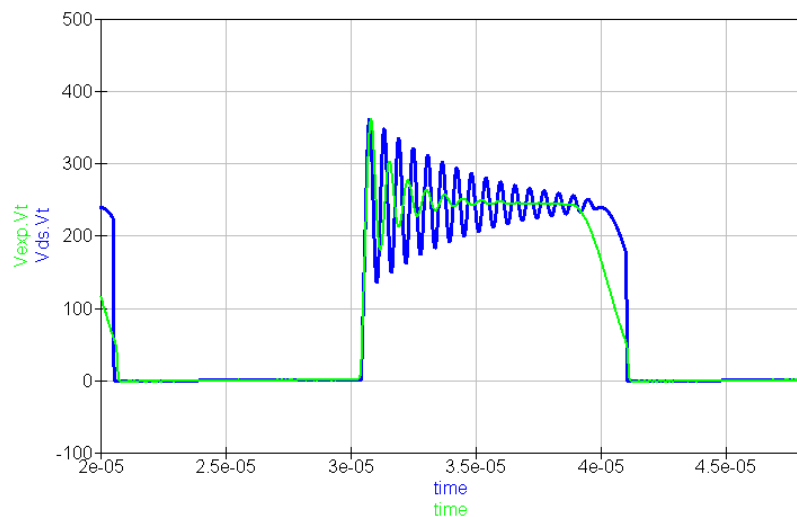
Uma hipótese levantada parte do fato de o fator de acoplamento k variar com a frequência. Como o valor da tensão de pico e a própria indutância de dispersão dependem de k , recalculou-se seu valor na frequência a primeira oscilação da medida (linha verde), aproximadamente $1,4 \text{ MHz}$. O novo valor calculado pela Equação (89) foi de 0.9951.

A Figura 61 mostra a resposta do modelo como o novo valor de k calculado. É possível observar que o ajuste no valor do fator de acoplamento conseguiu adequar a sobretensão e a frequência de ressonância que ocorrem logo após o desligamento da chave, indicando que a indutância de dispersão está adequadamente modelada. Entretanto, o decaimento (atenuação) da oscilação logo após o chaveamento ainda está divergente, indicando que as perdas reais nesta situação são maiores do que o modelo prevê. Isto leva a crer que é necessário levar em consideração as perdas dependentes da frequência relativas à indutância de dispersão, tendo em vista que o modelo de transformador do QUCS não possibilita a inclusão destas perdas.

FIGURA 61 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) DO MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR FLYBACK QUASE-RESSONANTE COM PERDAS E FATOR $k = 0.9951$ VERDE: MEDIDA EXPERIMENTAL, AZUL: SIMULAÇÃO).



(a) Medida com carga de $11,2 \Omega$

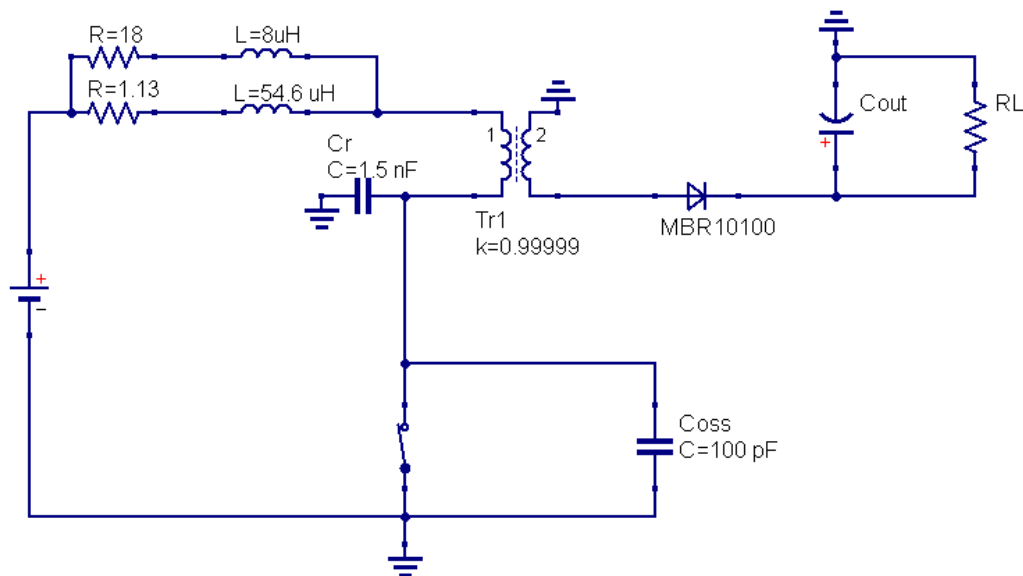


(b) Medida com carga de $4,7 \Omega$

Para tentar adequar a oscilação do modelo a medida, propôs-se uma abordagem alternativa. Utilizando as medidas da componente real e imaginária da indutância de dispersão, modelou-se esses valores segundo a metodologia proposta na seção 4.1 para que o modelo de perdas se adeque a indutância de dispersão e não mais as perdas no condutor. Essa premissa é baseada no fato de tensões instantâneas no tempo, em circuito adjacentes ao enrolamento do transformador, terem seus valores diretamente dependentes da indutância de dispersão.

As medidas das componentes real e imaginária da indutância de dispersão foram modeladas segundo a metodologia proposta da seção 4.1. A faixa de frequência modelada foi de 1 kHz até 1 MHz. Essa faixa foi escolhida pela fato da indutância de dispersão apresentar pouca variação partir do início dessa faixa (conforme observado na Figura 59). A Figura 62 mostra o circuito elétrico da fonte contendo o modelo baseado nas medidas das componentes real e imaginária da medida da indutância de dispersão.

FIGURA 62 – MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESONANTE COM PERDAS BASEADAS NA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.

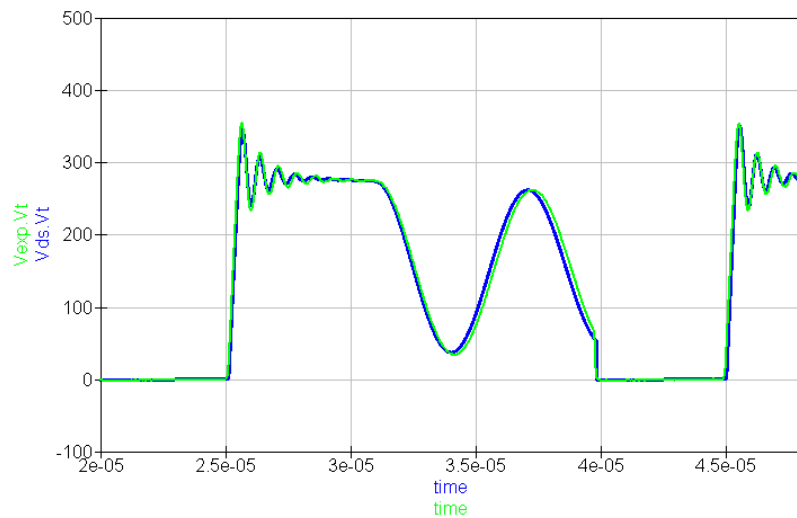


FONTE: Autor, 2020.

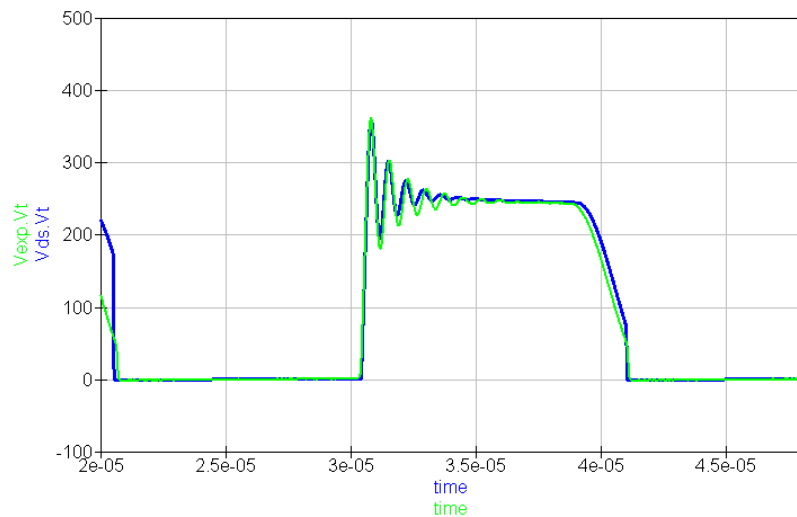
Observando a Figura 62, nota-se que o fator de acoplamento foi alterado para o seu valor máximo. Essa premissa é válida pois a indutância de dispersão, bem como suas perdas, foi totalmente modelada pelo circuito RL externo ao transformador.

A Figura 63 mostra a resposta do modelo recalculado baseado na indutância de dispersão e suas perdas. Esta nova abordagem consegue representar com fidelidade os valores de sobretensão, frequência de ressonância e amortecimento que ocorrem após o desligamento da chave. Observa-se com estes resultados que a modelagem adequada da indutância de dispersão e suas perdas, que são variáveis com a frequência, é crucial para que se possa representar com fidelidade o comportamento da tensão de Dreno do MOSFET após o seu chaveamento.

FIGURA 63 – TENSÃO SOBRE O MOSFET (S2) DO MODELO ELÉTRICO DO CONVERSOR FLYBACK QUASE-RESONANTE COM PERDAS BASEADO NAS MEDIDAS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO



(a) Medida com carga de $11,2 \Omega$



(b) Medida com carga de $4,7 \Omega$

5.5 DISCUSSÃO DE RESULTADOS

Analisando os resultados obtidos do modelo proposto, pode-se dizer que o mesmo atende de maneira satisfatória as premissas descritas no presente estudo. Os circuitos equivalentes conseguem emular o comportamento de efeitos parasitas em praticamente o toda a faixa de frequência que antecede a ressonância.

Para a resistência, apesar da metodologia proposta apresentar discrepâncias entre a resposta do circuito equivalente e as medidas em alguns casos, obtiveram-se

respostas mais coesas do que as metodologias apresentadas nas seções 2 e 3. De fato, a forte influência do efeito de proximidade em algumas geometrias, faz com que o circuito equivalente proposto na seção 4.1 não consiga se adequar ao crescimento da frequência em baixas e médias frequências.

A metodologia apresentada para modelar a indutância de dispersão, que foi baseada no circuito proposto por Wilson *et al* consegue acompanhar de maneira satisfatória a taxa de decrescimento da indutância de dispersão até o ponto na frequência onde a mesma se torna praticamente constante.

Pode-se notar que as equações de impedância dos circuitos propostos para modelar a resistência e a indutância de dispersão no domínio da frequência possuem componentes reais e imaginárias. Entretanto, no circuito proposto para modelar a resistência, somente a componente real da equação é de interesse. Enquanto no modelo da indutância, somente a componente imaginária. Com isso, a montagem desses dois circuitos equivalentes juntos em um simulador de circuitos elétricos, pode apresentar grandes divergências em relação a medidas, uma vez que a soma das componentes de interesse de cada modelo, pode ser afetada pelas componentes de não interesse.

A limitação do modelo, citado acima, não acarreta nenhuma perda em relação a proposta inicial do trabalho, uma vez que a resistência do condutor e a indutância de dispersão, não tem nenhuma relação de causalidade entre si. Pode-se então, fazer simulações no domínio do tempo e frequência, analisando os modelos propostos de maneira isolada.

Para análises no domínio do tempo, foi necessário uma nova abordagem na utilização da metodologia descrito na seção 4.1 para conseguir adequar as repostas obtidas pelo modelo com as medidas realizadas em laboratório. É possível notar que a estrutura de circuito proposta para o modelo (dois ramos de circuito RL série) consegue modelar de maneira satisfatória o comportamento da bobina no tempo.

6 CONCLUSÃO

O estudo e predição de elementos parasitas em transformadores se mostram essenciais, uma vez que as características primárias (resistência e indutância de dispersão) sofrem alterações e apresentam comportamento não linear em altas frequências. Apesar de muitas vezes serem negligenciados, esses efeitos afetam diretamente o rendimento do circuito onde o transformador ou indutor está inserido.

Neste trabalho, foi mostrado, através de medições, que a resistência do condutor das bobinas de um transformador, pode ter seu valor acrescido na ordem de até dez mil vezes em frequências na faixa de algumas dezenas mega-hertz. Ou seja, a potência dissipada no condutor, não pode ser estimada somente com as equações convencionais considerando a resistência total como a resistência CC. Ainda, outro exemplo que se pode comentar, está centrado na forma com que a indutância de dispersão é mensurada normalmente. Isto é, colocando-se o enrolamento oposto em curto-circuito e utilizando, em muitas vezes, equipamentos não adequados as medidas (como um multímetro por exemplo). Isso se faz verdadeiro, ao passo que como foi mostrado, através de medidas, que a indutância de dispersão também não é constante em toda faixa de frequência.

Vários autores propuseram equações para se prever o comportamento dos parâmetros de impedância de transformadores no domínio da frequência. Essas equações foram mostradas e comparadas com medidas realizadas em amostras com os parâmetros primários conhecidos. Os resultados obtidos são válidos apenas em faixas de frequências limitadas, mas no cenário global, apresentam muitas divergências em relação às medidas.

Metodologias para se estimar a resistência e a indutância de dispersão através de medições também foram abordadas, assim como as limitações de algumas técnicas comumente utilizadas. Entender essas limitações é essencial para poder interpretar de forma coerente os resultados obtidos.

Outra forma encontrada na literatura de se modelar efeitos parasitas, é utilizando *FEM*. Esse é um método, que atualmente é muito difundido e utilizado, mas requer um custo computacional altíssimo. Em contrapartida, pode-se utilizar simuladores de circuitos elétricos para se chegar a um modelo que, dentro de suas limitações, consegue apresentar boas respostas.

Modelos que combinam circuito equivalentes e medidas, apresentam uma boa opção, uma vez que medidas de impedância são relativamente simples de se fazer, e simuladores de circuitos elétricos ou até mesmo matemáticos, são amplamente encontrados. Foi demonstrado, através de sua aplicação, que algumas metodologias apresentam algumas limitações e deficiências no que tange os cálculos dos componentes passivos, porém sua ideia central foram utilizadas como vantagem na proposta de um novo modelo.

Para o modelo da resistência, o circuito equivalente do modelo proposto foi baseado no circuito apresentado por Wheeler *et al* (1998) e foi modificado em termos da frequência onde os efeitos pelicular e de proximidade tornaram-se relevantes, assim como o de acréscimo em função da frequência. A proposta utiliza também valores medidos, levando em conta as técnicas e limitações mostradas no presente trabalho. Sua resposta foi satisfatória, ao passo que apresenta uma melhor convergência em relação as demais metodologias encontradas na literatura.

Para a indutância de dispersão, o modelo proposto por Wilson *et al* (2012) foi modificado em termos dos cálculos dos parâmetros que compõem o circuito equivalente. Foi mostrado que essa proposta responde de melhor maneira ao comportamento tanto em baixas como em altas frequências.

De um modo geral, o modelo proposto atende as propostas descritas inicialmente, uma vez que contempla uma grande faixa de frequência (próxima a ressonância), não é custoso computacionalmente, uma vez que a simulação no *software* matemático *MATLAB*, leva apenas alguns segundos para ser concluída e ainda leva em conta todos os efeitos dispersivos mais significativos presentes nos condutores e bobinas de um transformador.

Algumas mudanças na abordagem do modelo tiveram que ser feitas para adequar as resposta obtida no domínio do tempo com medidas em laboratório. Essas mudanças de abordagem não prejudicam a proposta como um todo, uma vez que a metodologia proposta não foi alterada. Apenas mudou-se os dados de entrada para a construção do modelo elétrico.

Como perspectivas futuras sugere-se o desenvolvimento uma nova topologia para o circuito equivalente que representa a resistência nos condutores de forma a sanar os erros encontrados durante a apresentação dos resultados.

REFERÊNCIAS

- BARBI, IVO. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, 2000, 3ª Ed.
- LIZ, M.B. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes de alimentação chaveadas**, Florianópolis, 2003.
- PAUL, C.R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**, New Jersey, Wiley-Interscience, 2006, 2º Ed.
- MCLYMAN, Colonel Wm T. **Transformer and inductor design handbook**, California, CRC press, 2004, 3º Ed.
- TRASK, Chris. **“Wideband Transformer Models: Measurement and Calculation of Reactive Elements”**, 2008.
- CHEN, Lin-Feng et al. **Microwave electronics: measurement and materials characterization**, John Wiley & Sons, 2004.
- HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. **Fundamentos de Física, vol. 3: eletromagnetismo**, Rio de Janeiro, Editora LTC, 2009.
- TIPLER, Paul A.; MOSCA, G. **Física para Cientistas e Engenheiros, volume 2: Eletricidade e Magnetismo, Óptica**, Rio de Janeiro, Editora LTC, 2009, 6º Ed.
- SADIKU, Matthew N.; O ALEXANDER, Charles K. **Fundamentos de circuitos elétricos**, Porto Alegre, Editora AMGH, 2013, 5ª Ed.
- CHIPMAN, Robert A. **Theory and Problems of Transmission Lines**, New York, McGRAW, 1968.
- COLLIN, Robert E. **Foundations for Microwave Engineering**, Cleveland, John Wiley & Sons, 1992, 2º Ed.
- IYER, Kartik. **Transformer winding losses with round conductors and foil windings for duty-cycle regulated square waveform followed by winding design and comparison for sinusoidal excitation**. Diss. University of Minnesota, 2013.
- DOWELL, P. L. **"Effects of eddy currents in transformer windings"** in Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, 1966.
- FERREIRA, J. **"Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components"** in Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record., 21st Annual IEEE, 1990.
- REATTI, A. and KAZIMIERCZUK, M. **"Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors"**, IEEE Trans. Magnetics, vol. 38, pp. 1512-1518, 2002.

DAUHAIJRE, Abraham; MIDDLEBROOK, R. D. “**Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits**” in 1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, pp. 213-226, 1986.

PEREIRA, Albert et al. “**Comparison Between Numerical and Analytical Methods of AC Resistance Evaluation for Medium-Frequency Transformers: Validation on a Prototype and Thermal Impact Analysis**” in Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, v. 40, n. 2, pp. 101-109, 2017.

WILSON, Peter R.; WILCOCK, Reuben. “**Frequency dependent model of leakage inductance for magnetic components**” in Advanced Electromagnetics, v. 1, n. 4, pp. 99-106, 2012.

MOGOROVIC, Marko; DUJIC, Drazen. “**Medium frequency transformer leakage inductance modeling and experimental verification**” in 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 419-424, 2017.

JAVIDI, Farideh; NYMAND, Morten. “**A New Method for Measuring Winding AC Resistance of High-Efficiency Power Inductors**” in IEEE Transactions on Power Electronics, v. 33, n. 12, p. 10736-10747, 2018.

HAYES, John G. et al. “**Comparison of test methods for characterization of high-leakage two-winding transformers**” in IEEE Transactions on Industry Applications, v. 45, n. 5, p. 1729-1741, 2009.

SEN, Bidyut K.; WHEELER, Richard L. “**Skin effects models for transmission line structures using generic SPICE circuit simulators**” in IEEE 7th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging (Cat. No. 98TH8370), pp. 128-131, 1998.

WILSON, Peter R.; WILCOCK, Reuben. “**Frequency dependent model of leakage inductance for magnetic components**” in Advanced Electromagnetics, v. 1, n. 4, pp. 99-106, 2012.

HUTTON, David V.; WU, Jianhua. **Fundamentals of finite element analysis**. New York: McGraw-hill, 2004.

NIKISHKOV, G. P. **Introduction to the finite element method**. University of Aizu, p. 1-70, 2004.