

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

THOMAZ MILTON NAVARRO VERASTEGUI

MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM CIRCUITOS INTEGRADOS
UTILIZANDO TECNOLOGIA CMOS NA FAIXA DE 1 A 10 GHZ

CURITIBA

2023

THOMAZ MILTON NAVARRO VERASTEGUI

MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM CIRCUITOS INTEGRADOS
UTILIZANDO TECNOLOGIA CMOS NA FAIXA DE 1 A 10 GHZ

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Bernardo Leite.

CURITIBA

2023

DADOS INTERNACIONAIS DE CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO (CIP)
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SISTEMA DE BIBLIOTECAS – BIBLIOTECA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

Verastegui, Thomaz Milton Navarro

Modelagem de transformadores em circuitos integrados utilizando tecnologia CMOS na faixa de 1 a 10 GHz / Thomaz Milton Navarro Verastegui. – Curitiba, 2023.

1 recurso on-line : PDF.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Bernardo Rego Barros de Almeida Leite

1. Transformadores elétricos – Modelagem. 2. Radiofrequência. 3. Método dos elementos finitos. 4. Otimização de transformadores integrados. I. Universidade Federal do Paraná. II. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Leite, Bernardo Rego Barros de Almeida. IV. Título.

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894



TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da tese de Doutorado de **THOMAZ MILTON NAVARRO VERASTEGUI** intitulada: **Modelagem de transformadores em circuitos integrados utilizando tecnologia CMOS na faixa de 1 a 10 GHz**, sob orientação do Prof. Dr. BERNARDO REGO BARROS DE ALMEIDA LEITE, 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 doutor 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, 15 de Maio de 2023.

Assinatura Eletrônica

16/05/2023 14:42:22.0

BERNARDO REGO BARROS DE ALMEIDA LEITE
Presidente da Banca Examinadora

Assinatura Eletrônica

16/05/2023 14:22:43.0

LUCAS COMPASSI SEVERO
Avaliador Externo (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA)

Assinatura Eletrônica

16/05/2023 19:45:37.0

JUAN CAMILO CASTELLANOS RODRIGUEZ
Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO
PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

16/05/2023 23:51:18.0

EDUARDO GONÇALVES DE LIMA
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

AGRADECIMENTOS

Ao professor Bernardo Rego Barros de Almeida Leite, pela competente orientação, paciência e presteza nas respostas das dúvidas e no atendimento.

Ao professor Wilson Arnaldo Artuzi Junior pela ajuda durante o processo de simulação e pelo suporte no início do trabalho.

Ao colega Rodrigo Godinho Silva pela boa vontade em ajudar no começo do trabalho e por colaborar com a conclusão e validação dos resultados.

A minha esposa Tania Beatriz e aos meus filhos Debora, Ana Luiza e Diego pela paciência e apoio durante ao tempo que estive envolvido nesta jornada.

RESUMO

Este trabalho define um modelo elétrico, com parâmetros concentrados, equivalente a transformadores coplanares em circuitos integrados na tecnologia CMOS com plano de blindagem, para a faixa de 1 a 10 GHz. Este modelo é obtido a partir de otimização e a partir das características físicas deste transformador. O modelo elétrico equivalente é comparado com o transformador simulado com o método de elementos finitos (FEM) considerando as suas indutâncias, resistências e o acoplamento entre enrolamentos. O resultado de associação série somativa e subtrativa, além de seu comportamento em um oscilador controlado por tensão também são comparados com o transformador simulado. Adicionalmente um método para o cálculo do acoplamento magnético, baseado em áreas equivalentes é proposto. O erro máximo (dos parâmetros S) entre o modelo elétrico equivalente e o transformador simulado ficaram menores que 6 % para os circuitos otimizados e 8 % para os circuitos calculados, tornando seu uso possível em projeto de circuitos de radiofrequência nesta faixa de frequência e para esta tecnologia.

Palavras-chave: Modelagem de transformadores integrados em RF. Modelo elétrico equivalente. Otimização de transformadores integrados. ADS. Cálculo de parâmetros concentrados.

ABSTRACT

The main goal of this work is to define an electrical model, with lumped parameters, equivalent to coplanar transformers to be used in CMOS integrated circuits, to operate between 1 GHz and 10 GHz, using a shield plane. This model is obtained from optimization and from the physical characteristics of this transformer. The equivalent electrical model is compared with the transformer simulated using the finite element considering its inductances, resistances and coupling between windings. The result of summative and subtractive series association, in addition to its behavior in a voltage-controlled oscillator are also compared with the simulated transformer. Additionally, a method for calculating the magnetic coupling based on equivalent areas is proposed. The maximum error (S parameters) between the equivalent electrical model and the simulated transformer was less than 6% for the optimized circuits and 8% for the calculated circuits, making its use possible in the design of radiofrequency circuits in this frequency range and for this technology.

Keywords: Modeling of integrated RF transformers. Electrical model. Compact model. Integrated transformers optimization. ADS. Calculation of lumped elements.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – LINHAS DE CAMPO MAGNÉTICO ENTRE DUAS ESPIRAS, O FLUXO PRODUZIDO PELA ESPIRA 1 (I_1) E QUE APARECE NA ESPIRA 2 É Φ_{21} .	30
FIGURA 2 - TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE MATERIAL FERROMAGNÉTICO, MOSTRANDO AS TENSÕES E CORRENTES NO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO.	31
FIGURA 3 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DE UM TRANSFORMADOR IDEAL.	32
FIGURA 4 – TRANSFORMADOR LINEARIZADO, CONSTRUÍDO A PARTIR DE UM TRANSFORMADOR IDEAL.	33
FIGURA 5 – TRANSFORMADOR REPRESENTADO POR DUAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS (L_1 E L_2) E A INDUTÂNCIA MÚTUA (M).	34
FIGURA 6 – EMPILHAMENTO PARA 5 NÍVEIS DE METAL, PARA A TECNOLOGIA CMOS DE 130 NM (AS CAMADAS NÃO ESTÃO EM ESCALA – AZUL DIELÉTRICO, AMARELO CONDUTORES).	35
FIGURA 7 – INDUTORES CONSTRUÍDOS NO CIRCUITO INTEGRADO COM DIFERENTES FORMATOS E VARIÁVEIS DE GEOMETRIA, A) QUADRADO, B) HEXAGONAL, C) OCTOGONAL E D) CIRCULAR.	36
FIGURA 8 – DESENHO DE UM INDUTOR CIRCULAR SOBRE O SUBSTRATO, MOSTRANDO A CAPACITÂNCIA DISTRIBUÍDA ENTRE A TRILHA E O SUBSTRATO E A CAPACITÂNCIA ENTRE OS TERMINAIS.37	
FIGURA 9 – MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UM INDUTOR INTEGRADO, UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS (MOHAN ET AL., 1999).	38
FIGURA 10 – MODELO MAIS SIMPLIFICADO DO INDUTOR INTEGRADO (A) E O MODELO MAIS COMPLETO MODIFICADO, INCLUINDO RESISTÊNCIA SÉRIE DO SUBSTRATO (B).	38
FIGURA 11 – MODELO EQUIVALENTE DE UM INDUTOR EM ESPIRAL (PLANAR) CONSIDERANDO A CARACTERÍSTICA DISTRIBUÍDA DOS ELEMENTOS (NIKNEJAD ET AL., 1997).	39
FIGURA 12 – TRANSFORMADOR PLANAR QUADRADO COM INDUTORES NA MESMA CAMADA, MOSTRANDO OS TERMINAIS DE ACESSO AOS INDUTORES 1 E 2.	40
FIGURA 13 – TRANSFORMADOR PLANAR (COM INDUTORES NA MESMA CAMADA) COM ACOPLAMENTO DOS INDUTORES LADO A LADO P (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2)	40
FIGURA 14 - TRANSFORMADOR PLANAR (COM INDUTORES NA MESMA CAMADA) COM ACOPLAMENTO DOS INDUTORES A PARTIR DE PONTOS DIFERENTES (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2).	41
FIGURA 15 – TRANSFORMADOR BIFILAR PLANAR (A) E BIFILAR SIMÉTRICO (B).	41
FIGURA 16 - TRANSFORMADOR EMPILHADO (COM INDUTORES EM CAMADAS ADJACENTES) COM ACOPLAMENTO LADO A LADO (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2).	42
FIGURA 17 – CONSTRUÇÕES DE TRANSFORMADORES EM CIS, A) COM A ESPIRAS NA MESMA CAMADA (TAPPED), B) NA MESMA CAMADA, PORÉM INTERCALADAS, EMPILHADAS UM ENROLAMENTO SOBRE O OUTRO (EM CAMADAS DIFERENTES) C) AS TRILHAS SE SOBREPÕE, D) COM DESLOCAMENTO LATERAL E E) DESLOCAMENTO NA DIAGONAL.	42

FIGURA 18 – ESQUEMA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM DOIS ESTÁGIOS ACOPLADOS POR TRANSFORMADOR.	46
FIGURA 19 – ESBOÇO DA REALIZAÇÃO DOS TRANSFORMADORES PLANARES (A) T1 (DE ENTRADA) E (B) T2 (INTERMEDIÁRIO).	46
FIGURA 20 – TRANSFORMADOR DE SAÍDA T3 (A), MOSTRANDO A DERIVAÇÃO CENTRAL E UMA FOTO DO CIRCUITO FINAL (B).	47
FIGURA 21 – ARRANJO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM DOIS ESTÁGIOS CONECTADOS POR TRANSFORMADORES.	47
FIGURA 22 – TRANSFORMADOR TR1, CASAMENTO DE ENTRADA.	48
FIGURA 23 - ARRANJO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COMPLETO, COM OS TRÊS TRANSFORMADORES TR1, TR2 E TR3, (LUONG ET AL., 2017)	48
FIGURA 24 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO DA FUNÇÃO DE UM TRANSFORMADOR COMBINADOR DE POTÊNCIA.	49
FIGURA 25 – FIGURA ILUSTRANDO COMO É A TÉCNICA CONVENCIONAL DOHERTY.	49
FIGURA 26 – TÉCNICA PARA CONTORNAR O USO DE LINHAS DE QUARTO DE ONDA COM TRANSFORMADORES COMBINADORES DE POTÊNCIA, (K. KIM ET AL., 2016).	50
FIGURA 27 – ARRANJO DO TRANSFORMADOR COMBINADOR A) ARRANJO CONVENCIONAL, B) PROPOSTO POR (K. KIM ET AL., 2016) E C) DETALHE COM ESQUEMÁTICO.	50
FIGURA 28 – ESQUEMÁTICO DO AMPLIFICADOR COM O RESULTADO FINAL DO CIRCUITO INTEGRADO DE (K. KIM ET AL., 2016), EVIDENCIANDO O TRANSFORMADOR COMBINADOR .	51
FIGURA 29 – ARRANJO DO TRANSFORMADOR COMBINADOR EM PARALELO (SOMA DE CORRENTE), A) FORMA PADRÃO, B) NO TRABALHO DE (TSAI & WANG, 2017).	51
FIGURA 30 – ESQUEMÁTICO E CIRCUITO FINAL DO TRABALHO DE, MOSTRANDO TANTO O AMPLIFICADOR COMBINADOR EM PARALELO QUANTO O TRANSFORMADOR CASADOR DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.	52
FIGURA 31 – ESQUEMA ELÉTRICO DO LNA DE 2 GHZ, COM INDUTORES ACOPLADOS (TRANSFORMADOR) PARA CASAR E AJUSTAR RUÍDO.	53
FIGURA 32 – FOTO DO LNA FINALIZADO, IMPLEMENTADO NA TECNOLOGIA CMOS DE 28 NM DE (KOSTACK ET AL., 2016) TRANSFORMADOR FORMADO POR LG E LS A DIREITA, LD NO LADO ESQUERDO.	53
FIGURA 33 – ESQUEMA ELÉTRICO DO LNA DE 0,5 V DE ALIMENTAÇÃO COM REALIMENTAÇÃO ENTRA CARGA L_L E UM INDUTOR INTERNO L_I NA FONTE (<i>SOURCE</i>).	54
FIGURA 34 – NO LADO ESQUERDO DA FIGURA A REPRESENTAÇÃO DA SOBREPOSIÇÃO DAS ESPIRAS (L_I E L_L) DE FORMA A REDUZIR O ACOPLAMENTO, A DIREITA A FOTO FINAL DO LNA PROPOSTO POR (KIHARA ET AL., 2008).	54
FIGURA 35 – ESQUEMA ELÉTRICO DE UM TRANSCEIVER (RECEPCTOR E TRANSMISSOR DE 2,45 GHZ, PARA APLICAÇÕES WLAN, MOSTRANDO OS <i>BALUNS</i> DO LNA E DO PA, SEGUNDO (GAN & WONG, 2006)	55

FIGURA 36 – TRANSFORMADORES PARA A MESMA APLICAÇÃO A) COM TRILHAS MAIS LARGAS, B) COM TRILHAS FINAS EM PARALELO, PARA MAXIMIZAR O ACOPLAMENTO SEGUNDO (GAN & WONG, 2006)	56
FIGURA 37 – TRANSFORMADORES DE ENTRADA B) E DE SAÍDA A) FAZENDO A FUNÇÃO DE <i>BALUNS</i> OS DOIS TRANSFORMADORES APRESENTAM TRILHAS EM PARALELO PARA AUMENTAR O ACOPLAMENTO (GAN & WONG, 2006).	56
FIGURA 38 – FOTO DO CIRCUITO FINAL, MOSTRANDO O LNA E O PA, COM OS RESPECTIVOS <i>BALUNS</i>	57
FIGURA 39 – OSCILADOR DE MÚLTIPLAS FASES, TOPOLOGIA E OSCILADOR BÁSICO VCO.	58
FIGURA 40 – ARRANJO DO OSCILADOR DE MÚLTIPLAS FASES, COM OS OSCILADORES E O RESPECTIVO ACOPLAMENTO MAGNÉTICO.	58
FIGURA 41 – ESBOÇO DE UM TRANSFORMADOR (A), ARRANJO DOS QUATRO TRANSFORMADORES (B) E FOTO DO CIRCUITO COMPLETO (C).	59
FIGURA 42 – MODELO EQUIVALENTE DE UM TRANSFORMADOR INTEGRADO, MODELADO A PARTIR DE (A) E COM CIRCUITO EQUIVALENTE COMO EM (B).	63
FIGURA 43 – MODELO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR REPRESENTADO POR INDUTORES ACOPLADOS (MPS – MÚTUA INDUTÂNCIA ENTRE PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO).	63
FIGURA 44 – MODELO ELÉTRICO DE TRANSFORMADOR COM ABORDAGEM CLÁSSICA - TRANSFORMADOR IDEAL E OS ELEMENTOS PARASITAS	64
FIGURA 45 – REPRESENTAÇÃO DO PLANO DE TERRA SOBRE O SUBSTRATO (PGS) - A) ATERRADO E B) FLUTUANTE.	66
FIGURA 46 – REPRESENTAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO MÓDULO DA DENSIDADE DE CORRENTE EM UM CONDUTOR PLANO MUITO PROFUNDO,	67
FIGURA 47 – DISTRIBUIÇÃO DE CORRENTE EM UMA TRILHA (SEÇÃO TRANSVERSAL RETANGULAR), MOSTRANDO O EFEITO PELICULAR	68
FIGURA 48 – EFEITO PELICULAR EM TRILHAS CONDUTORAS (A), EFEITO DE PROXIMIDADE (CORRENTE INDUZIDA – <i>EDDY CURRENT</i>) (B) E MODELAGEM UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS	68
FIGURA 49 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE MODELADOS UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS ARRANJO EM ESCADA DUPLA	69
FIGURA 50 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE MODELADOS UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS ATRAVÉS DE ACOPLAMENTO (LM)	70
FIGURA 51 – LINHAS DE TRANSMISSÃO ACOPLADAS (TLT) NA FUNÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DE IMPEDÂNCIAS GENÉRICA A) E IMPLEMENTADA USANDO UM TRECHO DE LINHA EM ABERTO (<i>STUB</i>) B).	71
FIGURA 52 – ARRANJO CASADOR ENTRE DUAS IMPEDÂNCIA DE TERMINAÇÃO SIMPLES (DESBALANCEADAS) PROPOSTO POR (RUTHROFF, 1959B) (A), APLICADO A UMA ESTRUTURA DE LINHAS DE FITA (MICRO-STRIP) (B).	72

FIGURA 53 – TRANSFORMADOR COMO UMA ESTRUTURA DE DUAS PORTAS, PARA A SIMULAÇÃO E OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS.	74
FIGURA 54 – TRANSFORMADOR DESENHADO NO ADS PARA A SIMULAÇÃO DE 4 PORTAS.	75
FIGURA 55 – MODELO π , OBTIDO A PARTIR DAS 4 PORTAS DE UMA INDUTÂNCIA OU UM ENROLAMENTO DE UMA TRANSFORMADOR.	76
FIGURA 56 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 μM , COM GUARDA, A) ESPAÇO COMPUTACIONAL FEM AUTOMÁTICO, COMO 3,125 MM DE ESPAÇO LATERAL 5 MM DE ESPAÇO VERTICAL. (, B) DEFINIDO COMO 2XW (0,4 MM) DE ESPAÇO LATERAL E 1,5XW (0,3 MM) DE ESPAÇO VERTICAL.	78
FIGURA 57 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 μM , COM GUARDA.	78
FIGURA 58 – TRÊS TIPOS DE DISTRIBUIÇÃO DA DENSIDADE DE CORRENTE EM CONDUTORES COM VOLUME, UTILIZADAS NO MÉTODO DOS MOMENTOS DO ADS.	79
FIGURA 59 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA A) DS = 0,02 E B) DS = 0,005 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 μM , COM GUARDA.	80
FIGURA 60 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, A) PARA 2 μM , NA BORDA E 1 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, B) ASPECTO DOS ELEMENTOS FINITOS NO DIELÉTRICO E NOS CONDUTORES, CORTE – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 μM , COM GUARDA.	81
FIGURA 61 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, A) PARA 1 μM , NA BORDA E 1 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, COM DETALHE DA MALHA, B) PARA 0,2 μM , NA BORDA E 0,2 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, COM DETALHE DA MALHA – INDUTOR QUADRADO DE 100 X 100 μM , SEM GUARDA.	82
FIGURA 62 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S PARA MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA 1 μM , NA BORDA E 1 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (VERMELHO), PARA 0,2 μM , NA BORDA E 0,2 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (AZUL) – INDUTOR QUADRADO DE 100 X 100 μM , SEM GUARDA.	83
FIGURA 63 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS RS E LS PARA MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA 1 μM , NA BORDA E 1 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (RYA E LYA) E PARA 0,2 μM , NA BORDA E 0,2 μM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (RYA1 E LYA1) – INDUTOR QUADRADO DE 100 X 100 μM , SEM GUARDA.	84
FIGURA 64 – TRANSFORMADOR A (ENROLAMENTOS PARALELOS).	85
FIGURA 65 – TRANSFORMADOR B (ENROLAMENTOS UM DENTRO DO OUTRO).	86
FIGURA 66 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR A, VALORES DE CADA ENROLAMENTO, PRIMÁRIO - S11, S22, S12 E S21, SECUNDÁRIO - S33, S44, S34 E S43 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	87
FIGURA 67 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR A, VALORES ENTRE ENROLAMENTOS, S13, S31, S14, S41, S23, S32, S24 E S42 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	88

FIGURA 68 – RESISTÊNCIA SÉRIE, INDUTÂNCIA SÉRIE E ADMITÂNCIA PARALELA DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR A, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	89
FIGURA 69 – INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO L_{PRIM} , DO SECUNDÁRIO L_{SEC} , FATOR DE ACOPLAMENTO K, FATOR DE QUALIDADE DO PRIMÁRIO (Q_{PRIM}) E SECUNDÁRIO (Q_{SEC}) DO TRANSFORMADOR A, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	90
FIGURA 70 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO COM ADS.	91
FIGURA 71 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO COM ADS.	91
FIGURA 72 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR B, VALORES DE CADA ENROLAMENTO, PRIMÁRIO - S11, S22, S12 E S21, SECUNDÁRIO - S33, S44, S34 E S43 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	92
FIGURA 73 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR B, VALORES ENTRE ENROLAMENTOS, S13, S31, S14, S41, S23, S32, S24 E S42 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	93
FIGURA 74 – RESISTÊNCIA SÉRIE, INDUTÂNCIA SÉRIE E ADMITÂNCIA PARALELA DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR B, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	93
FIGURA 75 – INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO L_{PRIM} , DO SECUNDÁRIO L_{SEC} , FATOR DE ACOPLAMENTO K, FATOR DE QUALIDADE DO PRIMÁRIO (Q_{PRIM}) E SECUNDÁRIO (Q_{SEC}) DO TRANSFORMADOR B, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.	94
FIGURA 76 – REPRESENTAÇÃO DOS ELEMENTOS ENTRE A PORTA 1 E A REFERÊNCIA, A) CONSIDERANDO SUBSTRATO, B) SEM SUBSTRATO E CONSIDERANDO A GUARDA.	95
FIGURA 77 – A) DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS QUE SERÃO OTIMIZADOS, B) DEFINIÇÃO DOS OBJETIVOS, C) LIMITE PARA A CONVERGÊNCIA DA OTIMIZAÇÃO.	99
FIGURA 78 – FLUXOGRAMA DE OTIMIZAÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR.	100
FIGURA 79 – REPRESENTAÇÃO DA COX, TOX, CGUA E DN NA TECNOLOGIA ESCOLHIDA PARA OS TRANSFORMADORES.	101
FIGURA 80 – REPRESENTAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS QUE COMPÕE A CAPACITÂNCIA DE GUARDA PARA O TRANSFORMADOR A.	103
FIGURA 81 – DISTÂNCIA MÉDIA PARA DETERMINAR A CAPACITÂNCIA APROXIMADA PARA SEGMENTOS INCLINADOS.	104
FIGURA 82 – LOCALIZAÇÃO DA CAPACITÂNCIA CS, NA CAMADA AM, REPRESENTAÇÃO DESTA CAPACITÂNCIA PARA O TRANSFORMADOR DE DUAS ESPIRAS.	105
FIGURA 83 – REPRESENTAÇÃO DA CAPACITÂNCIA ENTRE TRILHAS DE ENTRADA (CC) PARA PRIMEIRO ENROLAMENTO DO TRANSFORMADOR A.	105
FIGURA 84 – REPRESENTAÇÃO DA CAPACITÂNCIA ENTRE ENROLAMENTOS, EVIDENCIANDO ACOPLAMENTO CAPACITIVO ENTRE PORTAS 2 E 4 (C24) DO TRANSFORMADOR A.	108

FIGURA 85 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE CONSTANTES, COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.	111
FIGURA 86 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S DO CIRCUITO MODELADO DO TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS.	112
FIGURA 87 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS.	113
FIGURA 88 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	114
FIGURA 89 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S ENTRE OS ENROLAMENTOS (S13, S14, S23 E S24) DO CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	114
FIGURA 90 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	115
FIGURA 91 – ESBOÇO PARA O CÁLCULO DO ERRO DE GRANDEZAS COMPLEXAS, NA FIGURA O ERRO É O MÓDULO DA DIFERENÇA DOS VALORES.	117
FIGURA 92 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM RP E LP, COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE TOTAIS AS PORTAS) E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.	121
FIGURA 93 – RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE DO CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM RP E LP (MODEL) EM COMPARAÇÃO COM O TRANSFORMADOR A SIMULADO (EM) APÓS A OTIMIZAÇÃO.	123
FIGURA 94 – PARÂMETROS S DE ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTOS (S13, S14, S23 E S24), PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM RP E LP (MODEL) EM COMPARAÇÃO COM O TRANSFORMADOR A SIMULADO (EM) APÓS A OTIMIZAÇÃO.	124
FIGURA 95 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA COM RPX E LPX, COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE TODAS AS PORTAS) E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.	125
FIGURA 96 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA COM 4 X (RPX E LPX), COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE AS PORTAS) E INDUTIVO APÓS A OTIMIZAÇÃO.	127

FIGURA 97 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM PARALELO COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO, ADAPTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO POR (CAO ET AL., 2003).	128
FIGURA 98 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO RP E LP ACOPLADO MAGNETICAMENTE ADAPTADO DE (CAO ET AL., 2003), CIRCUITO DA FIGURA 97, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	129
FIGURA 99 – CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA DUPLA, ADAPTAÇÃO DO CIRCUITO POR (SATHYASREE ET AL., 2019).	130
FIGURA 100 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO RP E LP ADAPTADO DE (SATHYASREE ET AL., 2019), CIRCUITO DA FIGURA 99, FIGURA 97 COM OS VALORES DE ERRO, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	130
FIGURA 101 – REPRESENTAÇÃO DOS CIRCUITOS QUE SERÃO OTIMIZADOS (DUPLO π) A PARTIR DOS ARRANJOS SÉRIE JÁ UTILIZADOS.	132
FIGURA 102 - CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π SIMPLES, CONFORME PROPOSTO POR (CAO ET AL., 2003).	133
FIGURA 103 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	134
FIGURA 104 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24), DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	134
FIGURA 105 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO), DO TRANSFORMADOR A, PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	135
FIGURA 106 - CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , COM RS E LS EM ESCADA DUPLA.	136
FIGURA 107 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	137
FIGURA 108 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	137

- FIGURA 109 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 138
- FIGURA 110 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RS + LS + RP || LP (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 140
- FIGURA 111 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RS + LS + RP || LP (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 140
- FIGURA 112 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RS + LS + RP || LP (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 141
- FIGURA 113 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 142
- FIGURA 114 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 142
- FIGURA 115 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 143
- FIGURA 116 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 144
- FIGURA 117 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO. 144
- FIGURA 118 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO)

PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.	145
FIGURA 119 – CIRCUITOS EQUIVALENTE π SIMPLES, COM SOMENTE COX + ROX NO RAMO PARALELO, MOSTRANDO A POSIÇÃO DOS RAMOS SÉRIE E PARALELO.	146
FIGURA 120 – RESULTADOS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM SOMENTE COX + ROX NO RAMO PARALELO, DO TRANSFORMADOR A, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	147
FIGURA 121 – RESULTADOS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM SOMENTE COX + ROX NO RAMO PARALELO, DO TRANSFORMADOR B, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	147
FIGURA 122 – LINHA DE FITA DE LARGURA W, SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE D' (TOX) DO PLANO DE TERRA.	149
FIGURA 123 – GEOMETRIA DAS TRILHAS, DE LARGURA W(W), ESPESSURA T, SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE H (TOX) E ESPAÇADAS POR UMA DISTÂNCIA S, A) TRILHA ISOLADA, B) DUAS TRILHAS COPLANARES, C) TRÊS TRILHAS COPLANARES, D) PLANO COM ÁREA W.L	151
FIGURA 124 – GEOMETRIA DAS TRILHAS, DE LARGURA W(W), ESPESSURA T(TAM), SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE H (TOX) E ESPAÇADAS POR UMA DISTÂNCIA S(S), CAF É A CAPACITÂNCIA ENTRE A TRILHA E O PLANO DE TERRA, CCOUPLE A CAPACITÂNCIA ENTRE AS TRILHAS.	152
FIGURA 125 – MODO PAR (A) E ÍMPAR (B) PARA LINHAS DE FITA (MICRO-STRIP) FORMANDO UM PAR DIFERENCIAL, CAM AS RESPECTIVAS LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO E MAGNÉTICO.	154
FIGURA 126 – DIMENSÕES DE UMA PAR DIFERENCIAL, PARA A DETERMINAÇÃO DA IMPEDÂNCIA PAR.	154
FIGURA 127 – LINHA DE FITA DENTRO DO DIELÉTRICO COM AR ACIMA, ESQUEMA PARA CORREÇÃO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA.	155
FIGURA 128 – MÉTODO DAS IMAGENS PARA DETERMINAR A CAPACITÂNCIA DEVIDO A UMA PLACA CIRCULAR CARREGADA.	156
FIGURA 129 – LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO MOSTRANDO O ESPRAIAMENTO (FRINGING) DAS LINHAS DO CAMPO ELÉTRICO E AS DIMENSÕES PARA O CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA.	157
FIGURA 130 – ARRANJO PARA A EQUAÇÃO QUE PREVÊ A CAPACITÂNCIA DE FRANJAS.	158
FIGURA 131 – CAMADAS ABAIXO DA TRILHA DE TERMINAL, MOSTRANDO A COMPOSIÇÃO DA CAPACITÂNCIA DOS TERMINAIS PARA CADA PORTA (TRANSFORMADOR A, PORTAS 1 E 2)	159
FIGURA 132 – ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR A SEPARADOS PARA (A) ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO), (B) ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), PARA ANÁLISE ISOLADA.	161
FIGURA 133 – RESULTADOS DE COX E ROX DO TRANSFORMADOR A PARA ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO) E ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), ANÁLISE ISOLADA.	162
FIGURA 134 – RESULTADOS DE COX E ROX DO TRANSFORMADOR B PARA ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO) E ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), ANÁLISE ISOLADA.	162
FIGURA 135 – CARACTERÍSTICA DISTRIBUÍDA DA CAPACITÂNCIA ENTRE ESPIRAS DO MESMO ENROLAMENTO, SEGUNDO LEONG (2003) EM (A) E RAZAVI (2011) EM (B).	165

FIGURA 136 – LEI DE BIOT-SAVART PARA DETERMINAR B A PARTIR DE I.	167
FIGURA 137 – ARRANJO PARA O CÁLCULO DO CAMPO MAGNÉTICO (A) -EXTERNO E (B) -INTERNO EM P DE UMA ESPIRA CIRCULAR A PARTIR DE I.DL.	167
FIGURA 138 –VALORES DO CAMPO MAGNÉTICO DEVIDO A UMA CORRENTE DE 1 A EM UMA ESPIRA CIRCULAR DE 40 MM DE RAIO E 2 MM DE DIÂMETRO DO FIO, UTILIZANDO AS EQUAÇÕES (5.24) E (5.25) COM O MATLAB.	168
FIGURA 139 –VALORES DO CAMPO MAGNÉTICO DEVIDO A UMA CORRENTE DE 1 A EM UMA ESPIRA CIRCULAR DE 40 MM DE RAIO E 2 MM DE DIÂMETRO DO FIO, SIMULAÇÃO COM O SW MAXWELL DA ANSYS.	168
FIGURA 140 –ARRANJO PARA O CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA ENTRE OS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, LEVANDO EM CONTA O ESPAÇAMENTO ENTRE ELEMENTOS DE TRILHA, PARA O USO DA EQUAÇÃO (5.31).	171
FIGURA 141 –DISTRIBUIÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS ENTRE OS ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR B, (A) – TRILHAS COPLANARES, (B) TRILHAS QUASE QUE SOBREPOSTAS.	172
FIGURA 142 – RAMO SÉRIE DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE, PARA A DETERMINAÇÃO ANALÍTICA DOS VALORES.	174
FIGURA 143 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	176
FIGURA 144 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	177
FIGURA 145 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	178
FIGURA 146 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	179
FIGURA 147 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	179
FIGURA 148 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS	

PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.	180
FIGURA 149 – RESULTADOS DAS INDUTÂNCIAS SÉRIE DO TRANSFORMADOR A, OBTIDAS PARA ENROLAMENTOS ISOLADOS, LS_1 É A INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO E LS_2 DO SECUNDÁRIO.	181
FIGURA 150 – ARRANJO PROPOSTO POR KRAUTER; MEHROTRA (1998) PARA CORRIGIR LS EM FUNÇÃO DA PROXIMIDADE DE PLANO DE TERRA E DE GUARDA DE ATERRAMENTO.	182
FIGURA 151 – COMPORTAMENTO DA INDUTÂNCIA EM FUNÇÃO DE GUARDA DE ATERRAMENTO (MS NA FIGURA), PLANO DE TERRA (PGS NA FIGURA). REGIÃO EM VERMELHO MOSTRA O COMPORTAMENTO DA INDUTÂNCIA NO TRABALHO DE ZHANG; LIAO (2012).	182
FIGURA 152 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	184
FIGURA 153 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	184
FIGURA 154 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	185
FIGURA 155 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	186
FIGURA 156 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	186
FIGURA 157 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.	187
FIGURA 158 – ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA E SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRADO NA FIGURA.	189
FIGURA 159 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.	190

FIGURA 160 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.	190
FIGURA 161 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.	191
FIGURA 162 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.	191
FIGURA 163 – COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO K, OBTIDO ATRAVÉS DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA (A) E SUBTRATIVA (B) DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.	192
FIGURA 164 – COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO K, OBTIDO ATRAVÉS DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA ($_A$) E SUBTRATIVA ($_S$) DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.	192
FIGURA 165 – INDUTÂNCIAS E FATOR DE QUALIDADE (Q) DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO EM RELAÇÃO A TERRA (PORTA 1 E PORTA 3, COM PORTAS 2 E 4 EM ABERTO NC) DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.	193
FIGURA 166 – INDUTÂNCIAS E FATOR DE QUALIDADE (Q) DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO EM RELAÇÃO A TERRA (PORTA 1 E PORTA 3, COM PORTAS 2 E 4 EM ABERTO NC) DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.	193
FIGURA 167 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1, 2, 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS A PARTIR DO MODELO ELÉTRICO OTIMIZADO - OPT.	194
FIGURA 168 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1, 2, 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS A PARTIR DO MODELO ELÉTRICO CALCULADO - CAL.	194
FIGURA 169 – TRANSFORMADOR A, COM ALGUMAS DIMENSÕES (A) E COM UM ESBOÇO DO <i>STACK-UP</i> DA TECNOLOGIA CMOS DE 130 NM (B).	195
FIGURA 170 – OSCILADOR COM TANQUE RESSONANTE LC E CIRCUITO ATIVO QUE CAUSA RESISTÊNCIA NEGATIVA (CONDUTÂNCIA GM) (TIEBOUT, 2006).	196
FIGURA 171 – TOPOLOGIAS DE VCOS COM TANQUE RESSONANTE LC: A) N-MOS FONTE DE CORRENTE PARA A TERRA; B) FONTE DE CORRENTE NA FONTE; C) P-MOS FONTE DE CORRENTE PARA	

- A TERRA; D) FONTE DE CORRENTE NA FONTE; E) C-MOS SEM FONTE DE CORRENTE (TIEBOUT, 2006). 196
- FIGURA 172 – A) CIRCUITO COMPLETO DO VCO; B) TRANSFORMADOR MAIS O CONJUNTO DE CHAVES O TORNAM AJUSTÁVEL, ACOPLAMENTO POSITIVO; C) COM ACOPLAMENTO NEGATIVO E D) ESTADO DAS CHAVES E A DESIGNAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS OBTIDAS (SILVA, 2021). 197
- FIGURA 173 – A) VALORES CALCULADOS DAS INDUTÂNCIAS DO TRANSFORMADOR COMO INDUTOR AJUSTÁVEL; B) VALORES DAS INDUTÂNCIAS DO TRANSFORMADOR A, COM O OUTRO ENROLAMENTO EM ABERTO (SEM ACOPLAMENTO) MAIS O FATOR DE ACOPLAMENTO, SIMULADO COM BASE NOS PARÂMETROS Z. 198
- FIGURA 174 – CIRCUITO COMPLETO (LAYOUT) (A); VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (B). (SILVA, 2021). 198
- FIGURA 175 – COMPARAÇÃO NA INDUTÂNCIA (A) E FATOR DE QUALIDADE (B) UTILIZANDO O TRANSFORMADOR MODELADO ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA (EMS) E DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE (MODEL). 199

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – NOMENCLATURA DAS FAIXAS DE FREQUÊNCIA SEGUNDO A ANATEL (ANATEL, 2023).....	43
TABELA 2 – DADOS FÍSICOS DOS TRANSFORMADORES CITADOS COMO EXEMPLOS PARA DIVERSAS FUNÇÕES.....	59
TABELA 3 – PARÂMETROS FÍSICOS DOS TRANSFORMADORES MODELADOS.	86
TABELA 5 – RESULTADOS DOS CÁLCULOS DOS VALORES INICIAIS PARA OTIMIZAÇÃO, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO.	106
TABELA 6 – VALORES DOS RAMOS PARALELOS: INICIAIS; APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA, E APÓS A OTIMIZAÇÃO COM GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.....	118
TABELA 7 – VALORES DOS RAMOS SÉRIE: INICIAIS; APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA E APÓS OTIMIZAÇÃO COM GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.....	119
TABELA 8 – VALORES DO RAMO PARALELO INICIAIS, APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA, E GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85. ...	119
TABELA 9 – VALORES DOS ERROS MÉDIOS TOTAIS, PARA OS PARÂMETROS S E PARA OS PARÂMETROS OTIMIZADOS (YP, RS, LS, CC), PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.	120
TABELA 10 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE O RAMO SÉRIE, INICIAIS E APÓS A OTIMIZAÇÃO, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 92.	124
TABELA 11 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DA ESCADA APÓS A OTIMIZAÇÃO LIVRE, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 93.....	126
TABELA 12 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DO ARRANJO SÉRIE, ADAPTADO DE (CAO ET AL., 2003), CIRCUITO DA FIGURA 97, APÓS A OTIMIZAÇÃO.....	128
TABELA 13 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DO ARRANJO SÉRIE, ADAPTADO DE (SATHYASREE ET AL., 2019), CIRCUITO DA FIGURA 99, APÓS A OTIMIZAÇÃO.	131
TABELA 14 – TABELA COMPARANDO OS VALORES DE ERROS DOS PARÂMETROS S E DOS ELEMENTOS OTIMIZADOS (EP_TOTAL - ADMITÂNCIAS PARALELAS, RS E LS), COM VALORES MÉDIOS DE ERROS POR GRUPO – ES_ACP (ERRO DOS PARÂMETROS S DE ACOPLAMENTO, S13, S14, S23 E S24), ES_PROP (ERRO DOS PARÂMETROS S EM CADA ENROLAMENTO).....	138
TABELA 15 – VALORES CALCULADOS DE COX A PARTIR DE DIVERSAS REFERÊNCIAS, COMPARADAS AOS VALORES OBTIDOS APÓS A OTIMIZAÇÃO.....	163

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	24
1.1	MOTIVAÇÃO.....	24
1.2	OBJETIVOS	25
1.2.1	Objetivo geral.....	25
1.2.2	Objetivos específicos	25
1.3	METODOLOGIA	26
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE	27
2	TRANSFORMADORES, APLICAÇÕES E EXEMPLOS EM CIRCUITOS INTEGRADOS	29
2.1	TRANSFORMADORES	29
2.1.1	Funcionamento básico de transformadores.....	29
2.1.2	Transformadores em circuitos integrados	33
2.1.3	Topologias de transformadores integrados	39
2.2	PRINCIPAIS APLICAÇÕES PARA TRANSFORMADORES INTEGRADOS DE 1 A 10 GHZ	42
2.3	EXEMPLOS DE CIRCUITOS QUE UTILIZAM TRANSFORMADORES INTEGRADOS DE 1 A 10 GHZ	44
2.3.1	Transformador atuando como casador de impedâncias.	45
2.3.2	Amplificadores de potência com transformador atuando como combinador de potência.	48
2.3.3	Transformador atuando como elemento acoplador para efetuar realimentação.	52
2.3.4	Transformador atuando para acoplar sinais diferenciais a circuitos não diferenciais (terminação simples) e vice-versa (baluns).	55
2.3.5	Transformador atuando elemento do circuito ressonante de um VCO.	57
2.3.6	Tabela resumo dos transformadores de 1 GHz a 10 GHz.....	59
3	CARACTERÍSTICAS DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS ...	61
3.1	INTRODUÇÃO	61
3.2	MODELOS ELÉTRICOS EQUIVALENTES DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS ..	61
3.2.1	Parâmetros concentrados.....	62

3.2.2	Efeitos das perdas	64
3.2.2.1	Perdas no substrato	64
3.2.2.2	Perdas nos condutores	66
3.2.2.3	Perdas no dielétrico	70
3.2.3	Parâmetros distribuídos.....	70
3.3	SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA	72
3.3.1	Técnicas de simulação	72
3.3.2	Parâmetros a partir da simulação	73
4	DEFINIÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE.....	77
4.1	SIMULAÇÃO DE UM INDUTOR	78
4.2	DEFINIÇÃO DOS TRANSFORMADORES QUE SERÃO MODELADOS	84
4.3	SIMULAÇÃO DOS TRANSFORMADORES PROPOSTOS.....	87
4.3.1	Simulação do transformador A	87
4.3.2	Simulação do transformador B	92
4.4	VALIDAÇÃO DOS MODELOS ESCOLHIDOS – OTIMIZAÇÃO	94
4.4.1	Otimização no ADS	96
4.4.2	Definição dos valores iniciais para a otimização.	100
4.4.2.1	Valores iniciais paralelo – devido ao dielétrico e a guarda do transformador A	101
4.4.2.2	Cálculo do valor inicial da capacitância entre espiras (Cs e Cc)	104
4.4.2.3	Valor inicial para o fator de acoplamento.	106
4.4.2.4	Valores iniciais da resistência e indutância série.	108
4.4.3	Otimização do transformador A.....	110
4.4.3.1	Circuito equivalente π simples com Rs e Ls fixos.....	110
4.4.3.2	Avaliação dos erros entre circuito equivalente e modelo simulado.....	116
4.4.3.3	Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls associados a $R_p \parallel L_p$	121
4.4.3.4	Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls em escada simples.	125
4.4.3.5	Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls com acoplamento.	127
4.4.3.6	Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls em escada dupla.	129
4.4.3.7	Circuito equivalente duplo π simples, com Rs e Ls com acoplamento.	132
4.4.3.8	Circuito equivalente duplo π , com Rs e Ls em escada dupla.	135
4.4.4	Otimização do transformador B.....	139

4.4.4.1	Circuito equivalente π simples, com R_s e $L_s + R_p \parallel L_p$	140
4.4.4.2	Circuito equivalente duplo π , com R_s e L_s com acoplamento.....	141
4.4.4.3	Circuito equivalente duplo π , com R_s e L_s em escada dupla.	143
5	EQUAÇÕES PARA DETERMINAR OS ELEMENTOS DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE	146
5.1	ELEMENTOS DEVIDO AO DIELÉTRICO (ELEMENTOS EM PARALELO)	148
5.1.1	Cálculo das capacitâncias do dielétrico	149
5.1.2	Cálculo das capacitâncias dos terminais dos enrolamentos	159
5.1.3	Simulação dos enrolamentos dos transformadores isolados	160
5.1.4	Tabela resumo com os dados de capacitância do dielétrico.....	162
5.1.5	Cálculo dos resistores devido as perdas no plano de terra.....	163
5.1.6	Cálculos das capacitâncias e resistências de guarda	164
5.2	CAPACITORES ENTRE ESPIRAS (C_s);.....	165
5.3	CAPACITORES NAS ENTRADAS (PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO) (C_c)	166
5.4	ELEMENTOS DE ACOPLAMENTO ENTRE OS ENROLAMENTOS;.....	166
5.4.1	Fator de acoplamento entre enrolamentos	166
5.4.2	Capacitores entre enrolamentos	169
5.5	ELEMENTOS SÉRIE – R_s E L_s	172
5.6	COMPARAÇÃO ENTRE OTIMIZAÇÃO E VALORES CALCULADOS, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE;	176
5.7	ROTEIRO DE CÁLCULO PARA TRANSFORMADOR COPLANAR	187
6	VALIDAÇÃO DOS MODELOS PROPOSTOS	189
6.1	ASSOCIAÇÃO SÉRIE DE TRANSFORMADOR MODELADO E SIMULADO.	189
6.2	VALORES DA INDUTÂNCIA POR PORTA, BASEADO EM $Y(1,1)$ E RESPECTIVA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA, PARA TRANSFORMADOR MODELADO E SIMULADO.	192
6.3	O VCO – INCLUINDO O TRANSFORMADOR MODELADO.	195
7	CONCLUSÕES	200
7.1	TRABALHOS FUTUROS	201
	REFERÊNCIAS	202

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

A tecnologia tem avançado a uma taxa surpreendente ao longo das últimas décadas. Em particular, a eletrônica tem sido uma das áreas mais impactadas por essas mudanças. Os circuitos integrados (CIs) têm se tornado cada vez menores e mais poderosos, permitindo a criação de dispositivos eletrônicos mais sofisticados e eficientes.

Apesar desses avanços, ainda há desafios a serem superados na criação de dispositivos eletrônicos cada vez menores e mais eficientes. Um desses desafios é o projeto de indutores e transformadores integrados de boa qualidade.

Transformadores são componentes importantes em muitos circuitos eletrônicos, especialmente quando se trata de aplicações em altas frequências ou radiofrequências (RF), onde estes componentes podem ser integrados sem uma ocupação exagerada de área (BURGHARTZ ET AL., 1996).

A integração de um transformador tem o potencial de reduzir o tamanho e o custo dos dispositivos eletrônicos, além de melhorar sua eficiência e desempenho. No entanto, a criação de um modelo equivalente de transformador integrado é fundamental para que isso seja possível.

Esse modelo é importante porque permite que os projetistas simulem o comportamento do transformador em um circuito antes de construí-lo fisicamente. Isso economiza tempo e dinheiro, pois permite que sejam avaliadas diferentes opções de circuito e seja escolhida a mais eficiente antes de começar a produzir o dispositivo eletrônico.

Em um processo de desenvolvimento de circuitos em radiofrequência tradicional, sem o uso de um circuito equivalente, onde se pretende incluir o transformador neste circuito integrado, este componente é tratado quase como um desenvolvimento a parte, pois devido a suas características físicas, ele precisa ser caracterizado por simulações eletromagnéticas. O que torna o projeto mais complexo, necessitando de um desenvolvedor especializado e de ferramentas específicas de simulação eletromagnética (WANG; MANDAL, 2016).

O propósito deste trabalho é definir um circuito elétrico equivalente ao transformador, tornando possível a simulação elétrica do circuito sem a necessidade de ferramentas de simulação eletromagnética, que são caras e exigem conhecimento específico, evitando a simulação eletromagnética durante o processo de definição do circuito.

De forma mais específica, este trabalho propõe a definição de um circuito elétrico equivalente, obtido a partir das características físicas do transformador para a faixa de 1 a 10 GHz, em circuitos na tecnologia CMOS.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é modelar transformadores integrados, a partir de seu desenho físico e do seu comportamento elétrico de forma a definir um circuito equivalente construído com parâmetros concentrados passivos (resistores, capacitores e indutores) que possa ser incluído em um ambiente de desenvolvimento de circuitos em rádiofrequência (RF) e em simuladores elétricos de circuitos.

1.2.1 Objetivo geral

Obter um circuito elétrico equivalente com elementos concentrados que seja simples e fácil de calcular. Este circuito deve ser calculado a partir das características construtivas do transformador integrado, tais como materiais, desenho (geometria) e dimensões. Este modelo deverá descrever o comportamento do transformador integrado para a faixa de 1 a 10 GHz.

1.2.2 Objetivos específicos

A fim de atender o objetivo geral, alguns objetivos específicos precisam ser completados, tais como:

1. Definição dos parâmetros de simulação eletromagnética. O transformador que será modelado não será construído, de forma que os parâmetros de comparação não serão medidos em transformadores físicos, mas sim em transformadores simulados eletromagneticamente. E o objetivo é definir os parâmetros de simulação que mais fielmente descrevam o objeto de estudo, no caso os transformadores;
2. Definir qual circuito elétrico equivalente é o mais adequado para descrever o transformador integrado, levando em consideração o erro e a simplicidade na solução;
3. Calcular os elementos que compõem o circuito equivalente, utilizando equações de fácil uso, e que descrevam os fenômenos envolvidos;

4. Comparar os resultados obtidos do circuito elétrico equivalente (MOD) com o transformador simulado eletromagneticamente (EM), tanto comparando os erros entre os parâmetros S, e em relação aos elementos série e paralelo, quanto com relação ao funcionamento em associação série e em uma aplicação de uso.

1.3 METODOLOGIA

Para isso foi necessário definir os tipos de transformadores que serão modelados. O alvo são os transformadores para a tecnologia CMOS de 130 nm, para a faixa de 1 a 10 GHz.

Apesar do trabalho ter sido desenvolvida para a tecnologia CMOS de 130 nm, ele não se limita a esta tecnologia pois os elementos são determinados com base na característica física do transformador, logo para outras tecnologias incluindo SOI (*Silicon on Insulator*), também poderia ser utilizada a mesma abordagem, limitada as mesmas condições aqui expostas. Um trabalho que utiliza SOI com base na característica física é o descrito em Jeyaraman et al. (2020).

Uma vez definidos estes transformadores, é necessário definir um modelo equivalente para estes dispositivos, transformando cada transformador em um bloco de 4 ou mais portas (caso de transformadores com derivação) de forma que este bloco possa ser incluído em um circuito de simulação elétrica como o Spice ou QUCS (*Quite Universal Circuit Simulator*) e em um ambiente de projeto de circuito integrado, como o Virtuoso da Cadence.

Definido o bloco equivalente, este será confrontado com o transformador real, de forma que os resultados da simulação possam ser comparados com os resultados do bloco que apresenta o circuito equivalente. Esta comparação é feita com um programa de simulação, neste trabalho o programa usado foi o ADS (*Advanced Design System*) da Keysight. Nele é possível fazer a simulação elétrica de circuitos, além da simulação eletromagnética de estruturas físicas, através de cálculo de campos elétricos e magnéticos utilizando métodos numéricos como elementos finitos (FEM) ou método dos momentos (MOM). Estes métodos serão descritos no capítulo 3.

Uma vez validado o bloco, através de simulações, este foi utilizado em um circuito, no caso, um oscilador controlado por tensão (VCO). O comportamento do VCO com o modelo elétrico proposto no lugar do transformador foi comparado aos resultados obtidos com o VCO utilizando o transformador obtido da simulação eletromagnética, de forma a comparar os resultados da simulação elétrica, da ferramenta de simulação, com o resultado do circuito físico

do transformador (obtido por simulação FEM), validando o modelo proposto para o transformador.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O presente trabalho está dividido da seguinte forma:

- Capítulo 02 – Transformadores, aplicações e exemplos em circuitos integrados;
- Capítulo 03 – Características de transformadores integrados
- Capítulo 04 – Definição do modelo elétrico equivalente
- Capítulo 05 – Cálculo dos elementos do modelo equivalente
- Capítulo 06 – Validação do modelo equivalente proposto
- Capítulo 07 – Conclusões e trabalhos futuros

No capítulo 02, assuntos como princípio de funcionamento de transformadores, fundamentos de transformadores integrados e aplicações de transformadores integrados são revistos.

Para que o processo de modelagem possa ser validado, serão avaliados diversos transformadores que são utilizados em circuitos integrados na faixa de 1 a 10 GHz. Com base nestes transformadores serão definidos os valores de área, largura da trilha, espaçamento, relação de espiras e número de espiras para o qual serão simulados e modelados os transformadores.

No capítulo 3 os modelos utilizados por outros trabalhos semelhantes são estudados e as principais características dos transformadores são vistas, além de uma descrição das principais técnicas de simulação.

No capítulo 4 o modelo elétrico equivalente do transformador é definido com base na simulação dos transformadores que foram escolhidos. A simulação é feita com base nas dimensões físicas e características. Para isso, a tecnologia do circuito integrado tem um papel bastante relevante, pois é na tecnologia que estão definidas as camadas de dielétrico e de condutores que definirão a confecção do transformador.

A simulação eletromagnética que define o padrão de comparação para a obtenção do modelo elétrico equivalente. A escolha do circuito equivalente mais adequado é feita utilizando ferramenta de otimização e este processo também é descrito neste capítulo.

No capítulo 5 a definição da formulação analítica para o cálculo dos elementos do circuito equivalente definido no capítulo 4 é feita, assim como o processo de escolha das equações mais adequadas para a modelagem.

Esta modelagem consiste em extrair um circuito equivalente para o transformador, de forma que este circuito equivalente possa ser inserido em uma plataforma de projeto de CIs (circuitos integrados). Facilitando o desenvolvimento de circuitos de RF que utilizem transformadores, pois eles poderão ser analisados como elementos de circuitos diretamente.

No capítulo 6 o modelo equivalente é confrontado com o transformador simulado eletromagneticamente em associação série e em uma aplicação.

No capítulo 7 estão as conclusões e sugestão de trabalhos futuros.

2 TRANSFORMADORES, APLICAÇÕES E EXEMPLOS EM CIRCUITOS INTEGRADOS

2.1 TRANSFORMADORES

2.1.1 Funcionamento básico de transformadores

Em circuitos passivos como transformadores, a fundamentação teórica vem diretamente dos conceitos básicos de eletricidade e do magnetismo, ou seja, das definições de tensão elétrica (V) e de corrente elétrica (I) que são consequência dos campos elétricos (\vec{E}) e magnéticos (\vec{H}). As interações destes campos e a forma como eles atuam em meios materiais são descritas pelas equações de Maxwell.

Transformadores são circuitos acoplados magneticamente que operam com base na lei de Faraday da indução eletromagnética (uma das quatro equações de Maxwell).

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$e(t) = \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.2)$$

onde \vec{E} é o vetor campo elétrico, \vec{B} é o vetor densidade de fluxo magnético, $e(t)$ é a tensão induzida e ϕ o fluxo magnético.

A equação (2.1) apresenta a equação de Faraday na forma diferencial e a equação (2.2) na forma integral, considerando somente uma espira de fio (caminho fechado C). Para N caminhos fechados (espiras) teremos, como na equação (2.3),

$$e(t) = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.3)$$

Corrente elétrica circulando por um condutor gera campo magnético, como mostra a equação de Ampere (uma das quatro equações de Maxwell) mostrada na equação (2.4),

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S (\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{S} = I \quad (2.4)$$

onde \vec{H} é o vetor campo magnético \vec{J} é o vetor densidade de corrente, \vec{D} é o vetor densidade de fluxo elétrico e I a corrente elétrica enlaçada pelo contorno C.

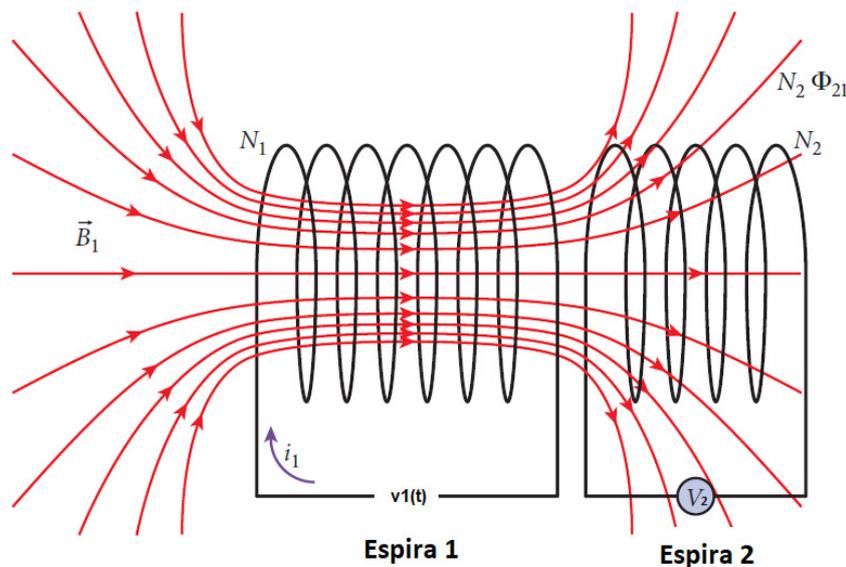
A relação entre o vetor campo magnético (\vec{H}) e o vetor densidade de fluxo magnético (B) é a permeabilidade magnética do meio (μ) e de forma resumida define a capacidade de o material se polarizar magneticamente. É com base na permeabilidade magnética que os

materiais são classificados magneticamente como paramagnéticos, diamagnéticos e ferromagnéticos. Os dois primeiros apresentam a permeabilidade magnética próxima a do vácuo ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) porém o terceiro apresenta uma permeabilidade muito maior do que a do vácuo, e por isso são muito utilizados em circuitos magnéticos (RAMO ET AL., 1981) e (FITZGERALD ET AL., 2014).

A equação (2.4) define que se em um circuito elétrico existe uma corrente alternada, esta corrente gera um fluxo magnético (ϕ devido a $\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$) que pode ser acoplado a outro circuito magnético, induzindo neste segundo circuito uma tensão (RAMO ET AL., 1981).

Este arranjo pode ser visto na FIGURA 1, onde os circuitos são substituídos por duas espiras. Somente o fluxo magnético que atravessa a segunda espira (Φ_{21}) gera uma tensão induzida neste circuito, a relação entre o fluxo gerado pela primeira espira e o fluxo que aparece na segunda espira é denominado fator de acoplamento “k” que no máximo é igual a 1.

FIGURA 1 – LINHAS DE CAMPO MAGNÉTICO ENTRE DUAS ESPIRAS, O FLUXO PRODUZIDO PELA ESPIRA 1 (I_1) E QUE APARECE NA ESPIRA 2 É Φ_{21} .



FONTE: Modificada de Bauer; Westfall (2011)

Outra forma de representar este acoplamento é através do conceito de indutância. A indutância é a relação entre o fluxo magnético em uma espira pela corrente que causa este fluxo magnético. Esta corrente pode ser a que passa por esta espira (indutância própria) ou a corrente em uma espira ou circuito vizinho (indutância mútua), como nas equações (2.5) e (2.6) respectivamente.

$$L1 = L11 = N1 \frac{\Phi11}{I1} \quad (2.5)$$

$$M = L21 = N2 \frac{\Phi21}{I1} \quad (2.6)$$

Muitas vezes é comum utilizar a indutância mútua como fator de acoplamento no lugar do coeficiente de acoplamento (k), a relação entre estes é mostrada na equação (2.7);

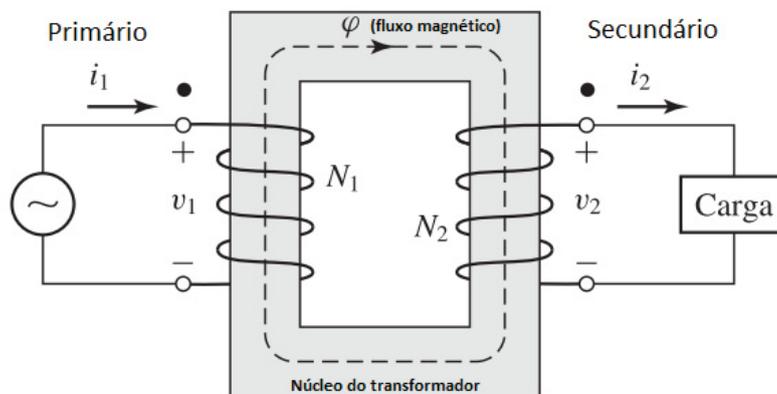
Onde a indutância mútua pode ser expressa pelas indutâncias próprias e pelo coeficiente de acoplamento, como na equação (2.7)

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (2.7)$$

Em transformadores usualmente utilizados para abaixar ou elevar a tensão (fontes de alimentação ou distribuição de energia) o acoplamento é maximizado com o uso de núcleos de material ferromagnético (μ muito maior do que o do vácuo).

O uso de materiais ferromagnéticos otimiza o acoplamento, reduzindo as dimensões e a quantidade de espiras do transformador, no entanto este material causa efeitos colaterais indesejados, com não linearidade da relação entre B e H e conseqüentemente a geração de harmônicos, além de causar perdas por correntes parasitas induzidas. A FIGURA 2 mostra um transformador com núcleo de material ferromagnético

FIGURA 2 - TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE MATERIAL FERROMAGNÉTICO, MOSTRANDO AS TENSÕES E CORRENTES NO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO.



FONTE: Modificada de Fitzgerald et al. (2014)

Em altas frequências, especialmente na faixa de aplicação deste trabalho, os transformadores terão um acoplamento não tão próximo da unidade (onde todo o fluxo da espira 1 é acoplado na espira 2), pois materiais ferromagnéticos normalmente não são utilizados em transformadores integrados, devido à complexidade de implementação (ZHUANG ET AL., 2002) e (KORENIVSKI, 2000).

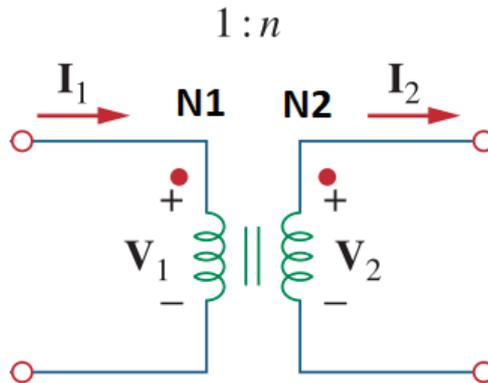
Como já foi dito, o funcionamento do transformador se baseia na equação de indução de Faraday, e a maioria dos modelos de transformador se baseia no transformador ideal.

No transformador ideal, todo o fluxo gerado pela primeira espira da FIGURA 2, é acoplado à segunda espira, os indutores gerados pelas espiras são tão grandes que são

considerados de indutância infinita e os condutores apresentam resistência nula, desta forma não existe corrente sem carga e o acoplamento é unitário (ALEXANDER e SADIKU, 2013).

Neste transformador, a relação entre a tensão na entrada e a tensão na saída é somente função do número de espiras de cada enrolamento.

FIGURA 3 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DE UM TRANSFORMADOR IDEAL.

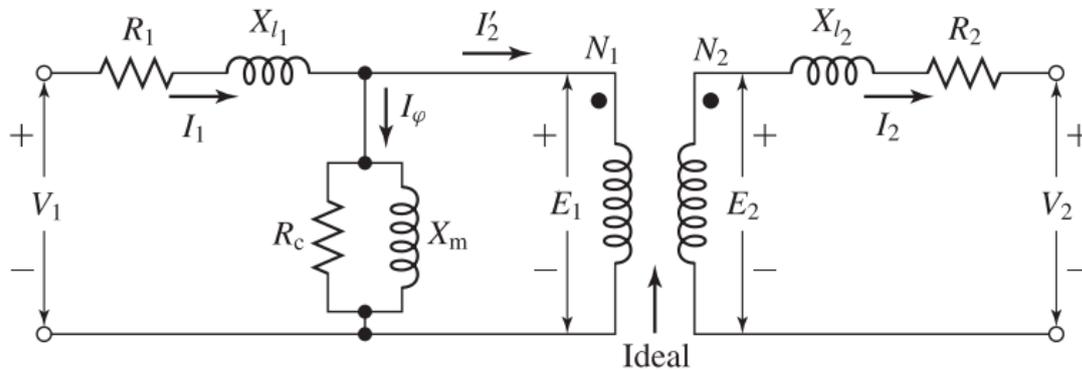


FONTE: Modificada de Alexander; Sadiku (2013)

$$\frac{N1}{N2} = \frac{V1}{V2} = \frac{I2}{I1} \quad (2.8)$$

Normalmente quando um transformador real é modelado, ele é baseado no transformador ideal, conforme FIGURA 4. Externamente a este transformador ideal são colocados componentes que tornam o modelo ideal mais próximo do real, desta forma as resistências dos condutores são acrescentadas em série com cada enrolamento ($R1$ e $R2$). As indutâncias devido ao fluxo que efetivamente não é acoplado entre as espiras também é acrescentada em série com os enrolamentos ($L1$ e $L2$, na FIGURA 4 as reatâncias $X11$ e $X12$). A indutância devido ao fluxo que é acoplado também é considerada, é a indutância de magnetização (Lm , na FIGURA 4 a reatância Xm) e uma resistência em paralelo com esta indutância. Esta resistência em paralelo (Rc), representa as perdas no núcleo do transformador que se devem a corrente induzida no núcleo e as perdas devido ao ciclo de histerese (o modelo normalmente é linearizado, ou seja, desconsidera a não linearidade do núcleo ferromagnético) (FITZGERALD ET AL., 2014).

FIGURA 4 – TRANSFORMADOR LINEARIZADO, CONSTRUÍDO A PARTIR DE UM TRANSFORMADOR IDEAL.



FONTE: Modificada de Fitzgerald et al. (2014)

2.1.2 Transformadores em circuitos integrados

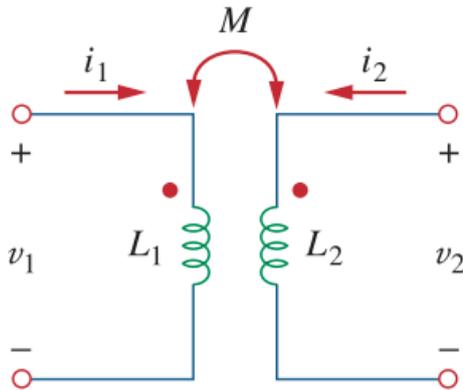
Em circuitos integrados normalmente não são utilizados acoplamentos ferromagnéticos de forma semelhante a um núcleo como na FIGURA 2, entretanto filmes de material ferromagnético foram utilizados em trabalhos como em Zhuang et al., (2002) onde são construídos indutores a base de um filme de 500 nm, de $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ para operar até 7,5 GHz.

A liga $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ é também denominada de Permalloy e é normalmente utilizada em aplicações de memórias magnéticas (DEVONPORT ET AL., 2018).

O uso mais frequente de transformadores em circuitos integrados é sem um material ferromagnético. A desvantagem pelo não uso destes materiais está na dispersão do fluxo reduzindo os valores da indutância e aumentando a área do componente Korenivski, (2000), porém isto é compensado pela redução de custos no processo de fabricação e na linearidade da relação entre fluxo e corrente.

Os transformadores em circuitos integrados são representados de forma mais frequente por indutores acoplados magneticamente, como na FIGURA 5, do que a partir de um transformador ideal e seus componentes parasitas Niknejad; Meyer (1997), porém o modelo do transformador ideal e dos componentes parasitas relacionados com a tecnologia envolvida também é utilizado como em Long (2000).

FIGURA 5 – TRANSFORMADOR REPRESENTADO POR DUAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS (L_1 E L_2) E A INDUTÂNCIA MÚTUA (M).



FONTE: Alexander; Sadiku (2013)

Quando temos o transformador como indutâncias acopladas, a relação entre tensão e corrente fica como na equação (2.9)

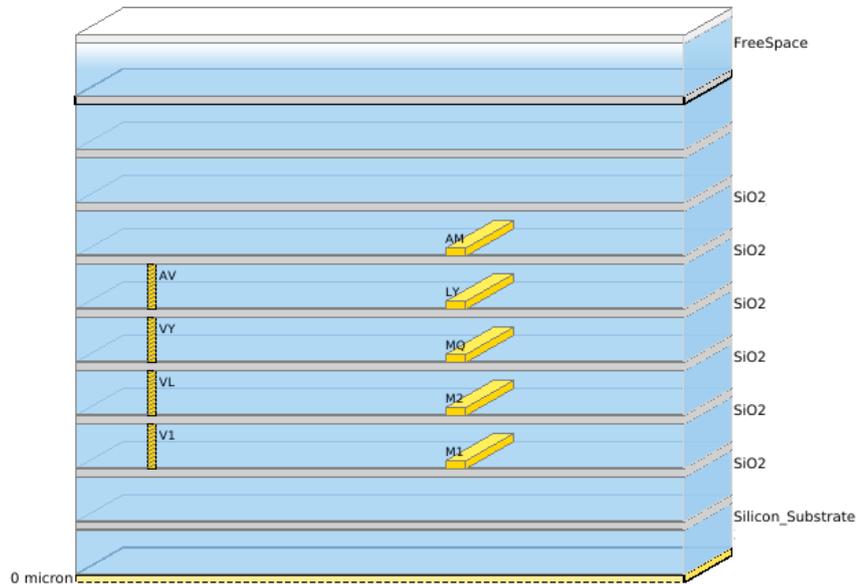
$$\begin{aligned} v_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Se for considerado dependência harmônica no tempo (notação fasorial) a equação (2.9) fica com em (2.10).

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 &= j\omega M \dot{I}_1 + j\omega L_2 \dot{I}_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Devido à construção do transformador integrado no próprio componente, ele tem as suas características fortemente dependentes da tecnologia, ou seja, do empilhamento das camadas condutoras e de dielétrico sobre o substrato do componente integrado. Na Figura 6 temos um exemplo do empilhamento de cinco níveis de metais, da tecnologia CMOS de 130 nm, esta tecnologia também pode ser utilizada com até sete níveis de metais, que é a utilizada neste trabalho.

FIGURA 6 – EMPILHAMENTO PARA 5 NÍVEIS DE METAL, PARA A TECNOLOGIA CMOS DE 130 NM (AS CAMADAS NÃO ESTÃO EM ESCALA – AZUL DIELÉTRICO, AMARELO CONDUTORES).



FONTE: O autor (2023)

Nesta Figura 6 estão representados os espaçamentos das camadas de material dielétrico, nesta figura existem 5 camadas de metais, o substrato e a base onde está marcado 0 micron. Normalmente a base é aterrada, logo do ponto de vista capacitivo, quanto mais distante o enrolamento estiver desta base, menor será o acoplamento capacitivo. Como é desejável também que os condutores dos enrolamentos apresentem baixa resistência, camadas mais espessas são preferíveis. Com base nestes dados é bastante razoável que os transformadores sejam desenhados nas camadas mais externas do empilhamento (mais distantes do substrato), minimizando as capacitâncias e minimizando as perdas resistivas. Efetivamente a camada mais indicada para indutores e transformadores integrados é a camada AM (nesta tecnologia).

Considerando o projeto de indutores e transformadores nas camadas mais externas, mesmo assim os componentes parasitas têm seu efeito bastante pronunciado devido a faixa de frequência deste trabalho.

A base de um transformador é um indutor, que em circuitos integrados é representado como na Figura 7 Mohan et al., (1999), podendo ter as mais diversas formas, as mais usuais sendo quadrada, hexagonal, octogonal e circular. As dimensões físicas relevantes (além do empilhamento) também estão representadas na Figura 7, e são: diâmetro externo (dout); diâmetro interno (din); largura da trilha condutora (w) e espaçamento entre as trilhas (s).

Com base na geometria, mais duas variáveis auxiliares são desejáveis o diâmetro médio (d_{avg}) e a relação de preenchimento (ρ). O diâmetro médio é $(d_{out} + d_{in})/2$ e a relação de preenchimento é $(d_{out} - d_{in})/(d_{out} + d_{in})$.

Com base nestes dados geométricos é possível calcular o valor da indutância CC (denominado de Corrente Contínua – CC) que é o valor medido em baixas frequências de um indutor integrado, com uma razoável precisão (Mohan et al., 1999), utilizando a expressão proposta por Wheeler (1928) com pequenas modificações proposta por Mohan et al. (1999), como abaixo:

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (2.11)$$

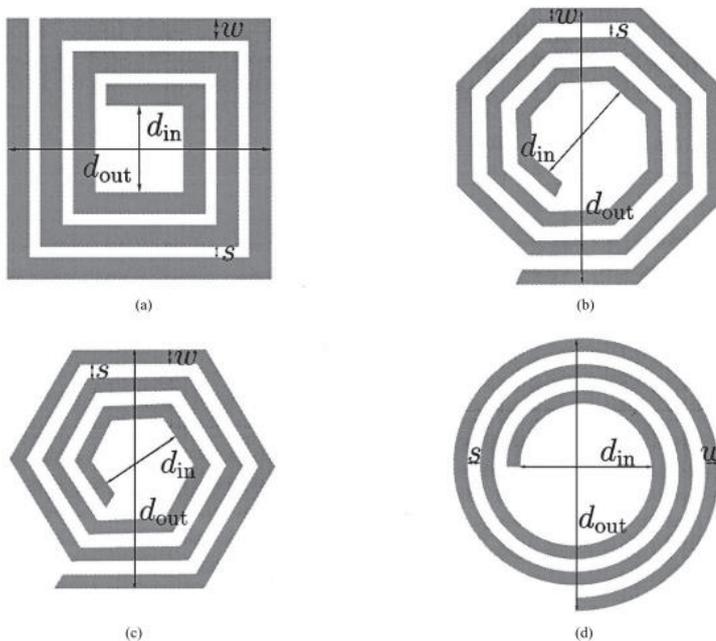
Na expressão (2.11) aparecem ainda duas constantes K1 e K2.

K1 é 2,34 para geometria retangular, 2,33 para hexagonal e 2,25 para octogonal

K2 é 2,75 para geometria retangular, 3,82 para hexagonal e 3,55 para octogonal

Nesta expressão (2.11) aparece ainda n, que é o número de voltas, que nem sempre é um inteiro, como aparece em d) na Figura 7.

FIGURA 7 – INDUTORES CONSTRUÍDOS NO CIRCUITO INTEGRADO COM DIFERENTES FORMATOS E VARIÁVEIS DE GEOMETRIA, A) QUADRADO, B) HEXAGONAL, C) OCTOGONAL E D) CIRCULAR.



FONTE: Mohan et al. (1999)

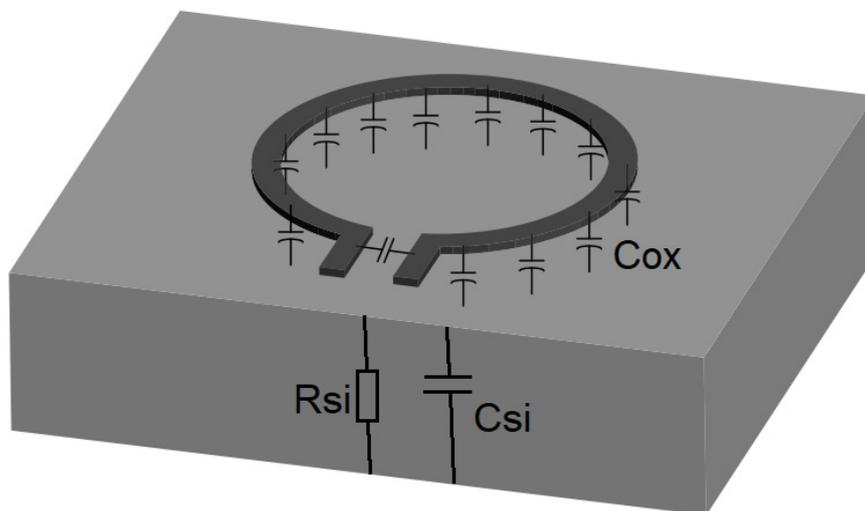
Uma vez definido o valor da impedância CC, é necessário determinar os elementos parasitas que aparecem no indutor integrado.

Estes elementos parasitas se devem as interações entre as espiras do indutor e a tecnologia, mostrada na Figura 6. Como por exemplo a capacitância entre as trilhas e a base do substrato, como na Figura 8, (onde está a referência – GND), que se deve aos dielétricos entre o substrato e a trilha (basicamente as camadas de dielétricos, não representadas na Figura 8), C_{ox} , a capacitância do substrato C_{si} e como o substrato tem condutividade maior que zero, aparece uma resistência em paralelo, R_{si} .

A indutância CC pode ser obtida por L_{mw} , e esta indutância que é uma indutância série, apresenta perda ôhmica nas trilhas. A perda da indutância série está representada por uma resistência R_s , esta resistência R_s além da condutividade do material onde a trilha é definida, deve considerar também o efeito pelicular, que faz com que a densidade de corrente esteja predominantemente na superfície de baixo das trilhas (RAMO ET AL., 1981) (NIKNEJAD, 2007).

Como as trilhas estão dispostas de forma quase paralela (de forma mais explícita na geometria quadrada), temos uma capacitância série também, C_s .

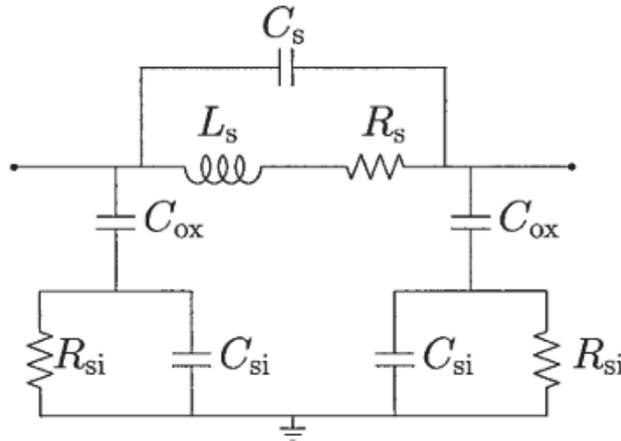
FIGURA 8 – DESENHO DE UM INDUTOR CIRCULAR SOBRE O SUBSTRATO, MOSTRANDO A CAPACITÂNCIA DISTRIBUÍDA ENTRE A TRILHA E O SUBSTRATO E A CAPACITÂNCIA ENTRE OS TERMINAIS.



FONTE: Modificada de Niknejad (2007).

O modelo equivalente de um indutor integrado, poderia ser obtido a partir de elementos concentrados, como na Figura 9 (MOHAN ET AL., 1999)

FIGURA 9 – MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DE UM INDUTOR INTEGRADO, UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS.

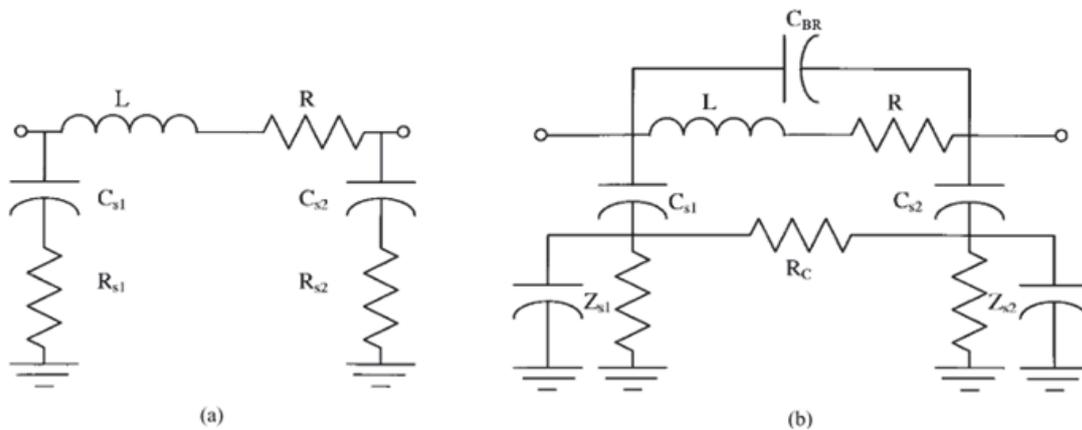


FONTE: Mohan et al. (1999)

O modelo mais básico desconsidera a capacitância do Substrato, por ele ser muito espesso e pela sua condutividade e desconsidera a capacitância C_s , que ocorre entre os segmentos do indutor planar Figura 10 (a).

Como o Substrato apresenta uma condutividade, um outro modelo mais completo (basicamente uma modificação do mostrado na Figura 9) considera uma resistência série devido ao substrato, Figura 10 (b). Este modelo modificado está proposto em (NIKNEJAD ET AL., 1997).

FIGURA 10 – MODELO MAIS SIMPLIFICADO DO INDUTOR INTEGRADO (A) E O MODELO MAIS COMPLETO MODIFICADO, INCLUINDO RESISTÊNCIA SÉRIE DO SUBSTRATO (B).



FONTE: adaptado de Niknejad; Meyer (1997).

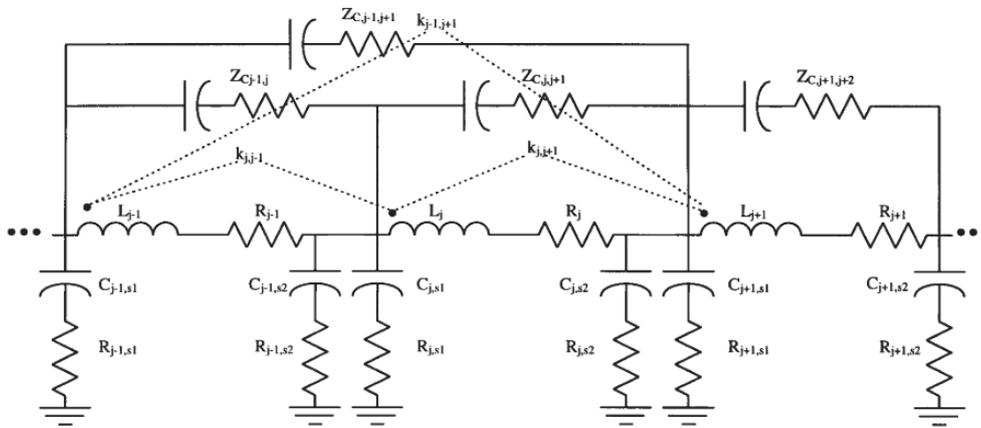
A presença das capacitâncias nos dois lados do modelo é para distribuir os parâmetros que de fato não são concentrados como no modelo proposto, mas sim distribuídos.

O modelo de indutor que melhor descreve este comportamento distribuído deste é o descrito no trabalho que descreve o *software* ASITIC (*Analysis and Simulation of Inductors*

and Transformers for IC's), Niknejad et al., (1997), neste modelo os elementos concentrados vistos anteriormente (Figura 9 e Figura 10) são divididos em células que apresentam interação entre elas através da indutância mútua e da capacitância entre os segmentos, representadas pelas linhas tracejadas (pelo valor k_{ji}) e pelas Capacitâncias C_{ij} (de forma mais geral pela impedância Z_{Cij}).

Este modelo é o que o *software* ASITIC implementa e resolve para N termos, considerando cada termo como um segmento do indutor planar.

FIGURA 11 – MODELO EQUIVALENTE DE UM INDUTOR EM ESPIRAL (PLANAR) CONSIDERANDO A CARACTERÍSTICA DISTRIBUÍDA DOS ELEMENTOS.



FONTE: Niknejad; Meyer (1997).

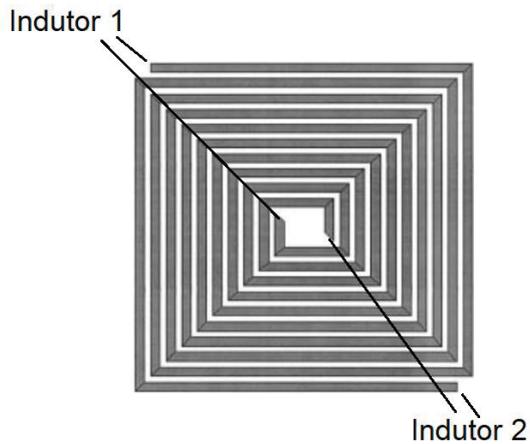
O modelo equivalente de transformadores será visto no capítulo 3 deste trabalho e ele se baseia nestes modelos de indutores.

2.1.3 Topologias de transformadores integrados

Os transformadores integrados que nada mais são do que dois indutores próximos (com acoplamento magnético) se baseiam muito no que já foi descrito aqui. A forma de acoplar e de desenhar os indutores define sua topologia.

Podemos ter os indutores desenhados na mesma camada e entrelaçados, a conexão aos terminais de acesso se dá pela camada adjacente, como mostrado na Figura 12, nesta figura estão representados os dois indutores que compõem o transformador, porém a conexão, pela camada adjacente não está representada.

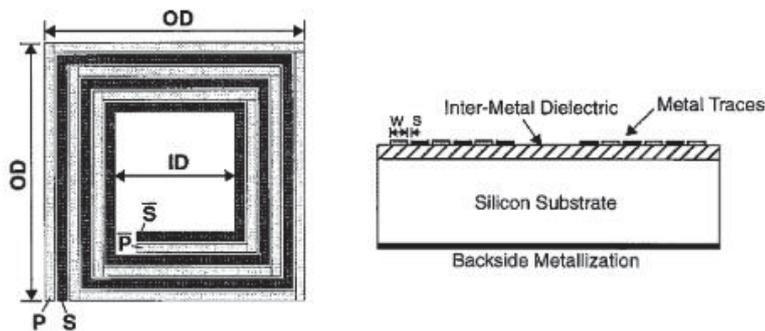
FIGURA 12 – TRANSFORMADOR PLANAR QUADRADO COM INDUTORES NA MESMA CAMADA, MOSTRANDO OS TERMINAIS DE ACESSO AOS INDUTORES 1 E 2.



FONTE: adaptado de Niknejad; Meyer (1997).

A forma como são acessados os terminais do transformador também faz parte da topologia, na Figura 13, temos os indutores da mesma camada acoplados lado a lado, devido a não simetria, as indutâncias L_1 e L_2 (ou LS e LP) não serão iguais para o mesmo número de voltas. Este tipo de acoplamento foi proposto por Shibata et al. (1981) e tem como vantagem o bom acoplamento entre os indutores.

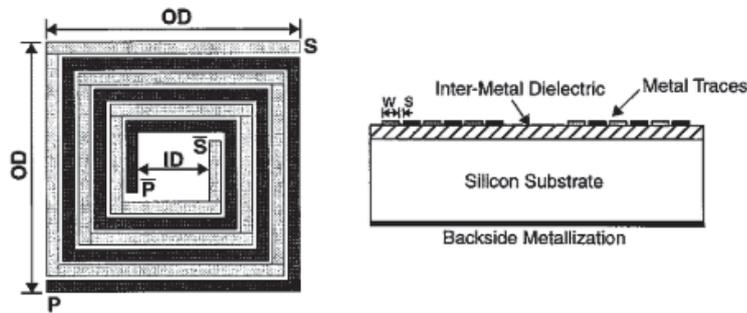
FIGURA 13 – TRANSFORMADOR PLANAR (COM INDUTORES NA MESMA CAMADA) COM ACOPLAMENTO DOS INDUTORES LADO A LADO P (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2)



FONTE: Long (2000).

Uma outra maneira de acoplar os indutores que estão na mesma camada é mostrada na Figura 14, onde os indutores não estão acoplados do início ao fim, de forma que para um mesmo número de espiras do indutor L_1 (LP) e do indutor L_2 (LS) podemos ter a mesma indutância, ou seja, este transformador contorna a desvantagem do arranjo proposto por Shibata et al. (1981). Outra vantagem é o fato que pode ser mais fácil, dependendo do circuito, interligar os indutores. Este tipo de acoplamento foi proposto por Frlan et al. (1989).

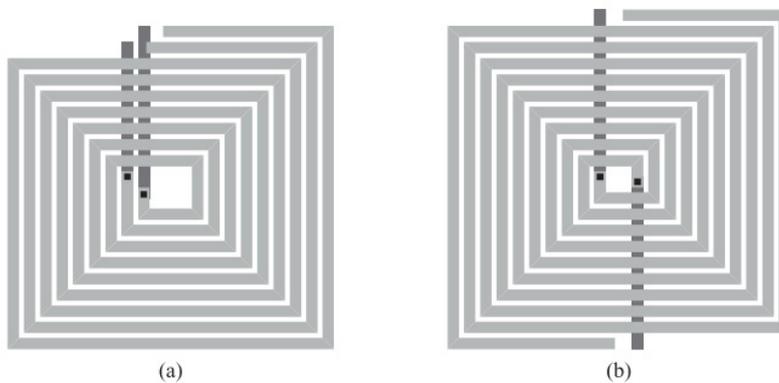
FIGURA 14 - TRANSFORMADOR PLANAR (COM INDUTORES NA MESMA CAMADA) COM ACOPLAMENTO DOS INDUTORES A PARTIR DE PONTOS DIFERENTES (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2).



FONTE: Long (2000).

A denominação dada por Niknejad (2007) para a forma como o transformador é acessado é um pouco diferente do exposto anteriormente, no seu livro, ele denomina bifilar plano (para o lado a lado), Figura 15 (a) e bifilar simétrico para o arranjo proposto por Frlan et al. (1989), Figura 15 (b).

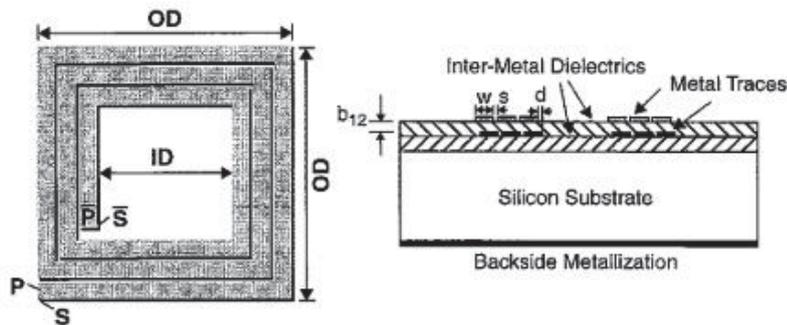
FIGURA 15 – TRANSFORMADOR BIFILAR PLANAR (A) E BIFILAR SIMÉTRICO (B).



FONTE: Niknejad (2007).

Uma outra maneira de acoplar os indutores e desenhar cada indutor em uma camada diferente. Para maximizar o acoplamento é interessante que este arranjo seja feito em camadas adjacentes, esta forma de acoplamento é dita vertical ou empilhada, como mostrado na Figura 16, onde aparecem os indutores sobrepostos. Na vista de cima só um dos indutores é visível, com o outro por baixo. No corte lateral é possível ver as trilhas em camadas adjacentes espaçadas pela distância b_{12} . A principal vantagem deste tipo de acoplamento, proposto por Finlay (1985) é a redução da área ocupada por este arranjo quando comparada com as áreas dos transformadores com indutores na mesma camada (LONG, 2000) e (GEEN ET AL. 1998).

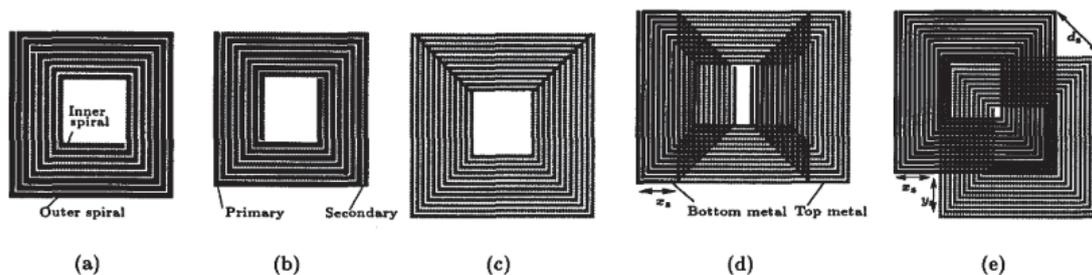
FIGURA 16 - TRANSFORMADOR EMPILHADO (COM INDUTORES EM CAMADAS ADJACENTES) COM ACOPLAMENTO LADO A LADO (PRIMÁRIO, INDUTOR 1) S (SECUNDÁRIO, INDUTOR 2).



FONTE: Long (2000).

O trabalho de Mohan et al. (1998) apresenta diversos tipos de transformadores, com as espiras na mesma camada porém em dois agrupamentos distintos, por exemplo primário em espiras por fora e secundário no agrupamento de dentro, como em (a) da Figura 17, ou ainda com as espiras construídas na mesma camada porém primário e secundário intercalado, b) Figura 17, ou ainda com as espiras construídas em camadas adjacentes e exatamente uma sobre outra, empilhado, c) Figura 17, e quando as espiras do primário não estão exatamente uma sobre outra com deslocamento lateral d) Figura 17 e com deslocamento em diagonal d) Figura 17.

FIGURA 17 – CONSTRUÇÕES DE TRANSFORMADORES EM CIS, A) COM A ESPIRAS NA MESMA CAMADA (TAPPED), B) NA MESMA CAMADA, PORÉM INTERCALADAS, EMPILHADAS UM ENROLAMENTO SOBRE O OUTRO (EM CAMADAS DIFERENTES) C) AS TRILHAS SE SOBREPÕEM, D) COM DESLOCAMENTO LATERAL E E) DESLOCAMENTO NA DIAGONAL.



FONTE: Mohan et al. (1999)

2.2 PRINCIPAIS APLICAÇÕES PARA TRANSFORMADORES INTEGRADOS DE 1 A 10 GHz

A faixa de frequência de 1 a 10 GHz, apresenta inúmeras aplicações bem conhecidas e relevantes.

Exemplos de aplicações nesta faixa são a telefonia móvel, o Sistema de Posicionamento Global (GPS - *Global Positioning System*), redes de área local sem fio (WLAN - *Wireless LAN*),

aplicações para comunicação de redes sem fio pessoais como *Bluetooth*, *ZigBee*, *LoRa*, as faixas de comunicação via satélite – Banda L (1 GHz a 2 GHz), Banda S (2 GHz a 4 GHz), Banda C (4 GHz a 8 GHz) e Banda X (8 GHz a 12 GHz), além de várias aplicações de radiocomunicações terrestres e aéreas.

Tanto o ITU (*International Telecommunications Union*) quanto a ANATEL, usam a mesma denominação para as faixas de frequência: de 300 MHz a 3 GHz é UHF, de 3 GHz a 30 GHz é SHF. Ou seja, este trabalho terá aplicações na parte alta da faixa de UHF (1 GHz a 3 GHz) e na parte baixa da faixa de SHF (3 GHz a 10 GHz), na Tabela 1 esta divisão e nomenclatura estão explícitas, de acordo com a ANATEL, ANATEL (2023):

Os circuitos eletrônicos que operam nesta faixa de frequência de 1 a 10 GHz, com as aplicações e usos especificados na resolução 759 da ANATEL (2023) ou no Plano de uso do espectro de radiofrequências no Brasil ANATEL (2021) podem utilizar transformadores em seus circuitos integrados de RF.

TABELA 1 – NOMENCLATURA DAS FAIXAS DE FREQUÊNCIA SEGUNDO A ANATEL.

Número da faixa	Símbolo	Faixa de frequência (excluindo o limite baixo, incluindo o limite alto)	Subdivisão métrica correspondente
4	VLF	3 a 30 kHz	Ondas mirimétricas
5	LF	30 a 300 kHz	Ondas quilométricas
6	MF	300 a 3000 kHz	Ondas hectométricas
7	HF	3 a 30 MHz	Ondas decamétricas
8	VHF	30 a 300 MHz	Ondas métricas
9	UHF	300 a 3000 MHz	Ondas decimétricas
10	SHF	3 a 30 GHz	Ondas centimétricas
11	EHF	30 a 300 GHz	Ondas milimétricas
12		300 a 3000 GHz	Ondas decimilimétricas

NOTA 1: “Faixa N” (N= número da faixa) estende-se de $0,3 \times 10^N$ Hz à 3×10^N Hz.

FONTE: ANATEL (2023)

Os diversos serviços que existem neste espectro estão descritos nos documentos citados da Anatel, os mais comuns em termos de utilização em grande escala, são:

WLAN que é a rede de dados local sem fio, definida pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) através do padrão IEEE 802.11. Esta rede permite a conexão de

diversos dispositivos através de onda de rádio, tipicamente na faixa de 2,4 GHz (IEEE 802.11a, 802.11b, 802.11g, 802.11n), e 5 GHz (802.11n e 802.11ac) LABIOD et al. (2007).

A telefonia celular opera no Brasil nas faixas de 700 MHz a 900 MHz, 1,7 GHz, 1,8 GHz, 1,9 GHz, 2,1 GHz, 2,5 GHz e 3,5 GHz. As tecnologias utilizadas na prestação deste serviço são denominadas resumidamente por 3G, 4G e atualmente 5G. que significam terceira, quarta e quinta geração, a partir da terceira geração todo o serviço é digital (RAPPAPORT, 2002) e (MARSCH ET AL, 2018).

GNSS (*Global Navigation Sattelite System*) é a designação geral para o serviço de geolocalização baseado em uma rede de satélites. Com base em triangulação, este sistema pode definir com precisão a posição de um dispositivo na superfície terrestre. O posicionamento utiliza a diferença de tempo entre vários satélites, no mínimo três para que com base nestes emissores fixos, calcule as coordenadas x, y e z do receptor. Existem atualmente alguns sistemas operacionais, como o norte americano GPS (mais conhecido e antigo) que utiliza duas frequências, 1176,45 MHz e 1575,42 MHz, o russo GLONASS que opera em 1246 MHz e 1602 MHz, o chinês BeiDou 1268,52 MHz e 1561,098 MHz, o europeu Galileu 1176,45 MHz, 1192,795 MHz e 1278,75 MHz, além de outros que utilizam basicamente a mesma faixa de frequências (HEGARTY; KAPLAN, 2017).

WPAN (*Wireless Personal Area Network*), são redes de uso pessoal para interligar dispositivos. A faixa de frequência para operação destas redes é tipicamente a ISM (*Industrial, Scientific, Medical*) centrada em 2,45 GHz. A rede Bluetooth foi definida por um grupo de empresas (inicialmente Ericsson, IBM, Toshiba, Nokia e Intel) Heydon (2013) que definiram um padrão aberto. A rede ZigBee foi concebida para ser uma rede que minimiza o consumo (FARAHANI, 2008).

2.3 EXEMPLOS DE CIRCUITOS QUE UTILIZAM TRANSFORMADORES INTEGRADOS DE 1 A 10 GHZ

Os circuitos integrados na faixa de 1 a 10 GHz que usam transformador são basicamente:

- amplificadores de baixo ruído (*LNAs*);
- amplificadores de potência (*PA*)
- misturadores (*Mixers*);
- osciladores (por exemplo *VCOs*).

Nestes circuitos o transformador pode realizar diversas funções, como:

- casar impedâncias;
- combinar a potência de dois ou mais estágios para aumentar a potência final sem trocar a tecnologia dos transistores CMOS;
- realizar a realimentação, em circuitos osciladores ou amplificadores;
- acoplar sinais diferenciais a sinais de terminação simples ou não diferenciais (os baluns);

Cada uma destas aplicações será vista em trabalhos publicados e a função do transformador, associado a topologia e geometria será enfatizada.

Estes trabalhos foram selecionados por envolver o transformador integrado ao circuito e devido a faixa de frequência estar entre 1 e 10 GHz.

Geralmente o transformador acaba desempenhando mais de uma função no circuito, por exemplo ele pode atuar como balun e ao mesmo tempo casar impedância, mas apesar disso estes trabalhos foram distribuídos nos itens a seguir por sua função principal.

2.3.1 Transformador atuando como casador de impedâncias.

Os exemplos aqui serão os casos em que o transformador está na função de casar impedância.

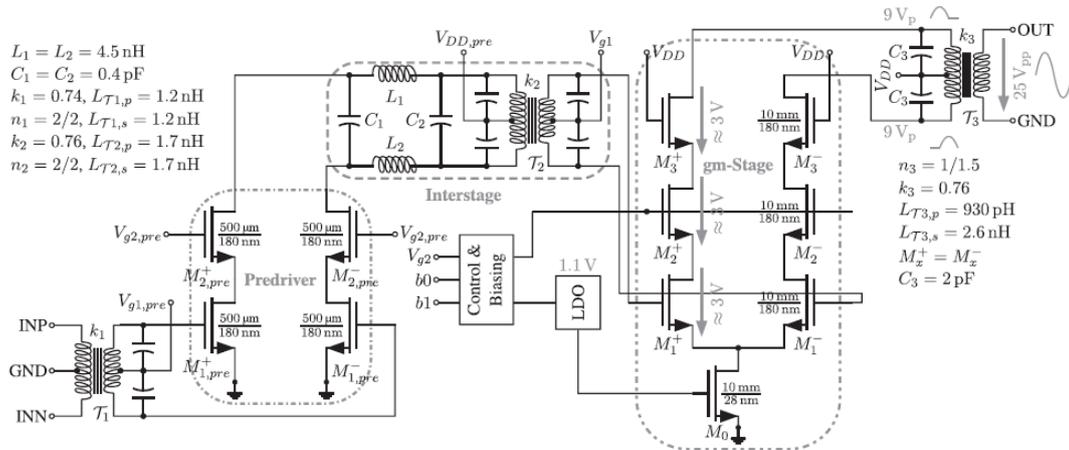
O primeiro exemplo é de um amplificador de potência para a faixa de 1,8 GHz, com mais de 1 W (31 dBm) de potência de saída, na tecnologia CMOS de 28 nm. Este circuito usa transformadores na entrada, na saída e entre os estágios amplificadores para acoplar o sinal e casar impedâncias (OßMANN ET AL., 2016). Estes amplificadores além de casar as impedâncias fazem a polarização dos transistores e geram os sinais diferenciais para os estágios posteriores.

Se considerarmos o transformador ideal, sabemos que $V_1 = (N_1/N_2).V_2$ e que $I_1 = (N_2/N_1).I_2$, equação (2.8), com base nesta equação é fácil encontrar que:

$$Z_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot Z_2 \quad (2.12)$$

Então com base na relação de espiras é possível ajustar a impedância que está no secundário a um valor desejado no primário e vice-versa.

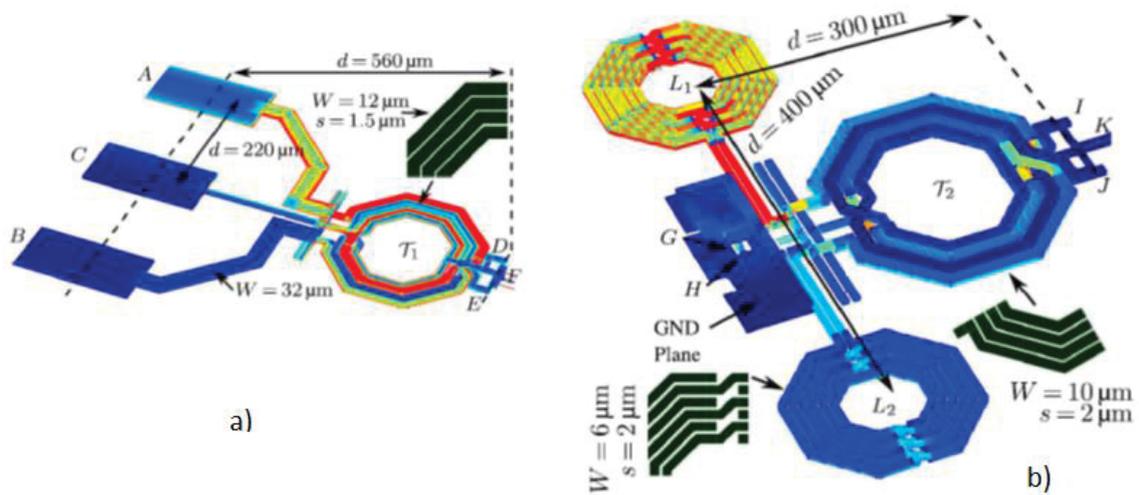
FIGURA 18 – ESQUEMA DE UM AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM DOIS ESTÁGIOS ACOPLADOS POR TRANSFORMADOR.



FONTE: Oßmann et al. (2016).

Os transformadores são implementados de forma planar com a derivação central (*center tap*), conforme mostra a Figura 19 (a) para o transformador de entrada T1 e o transformador T2 (b).

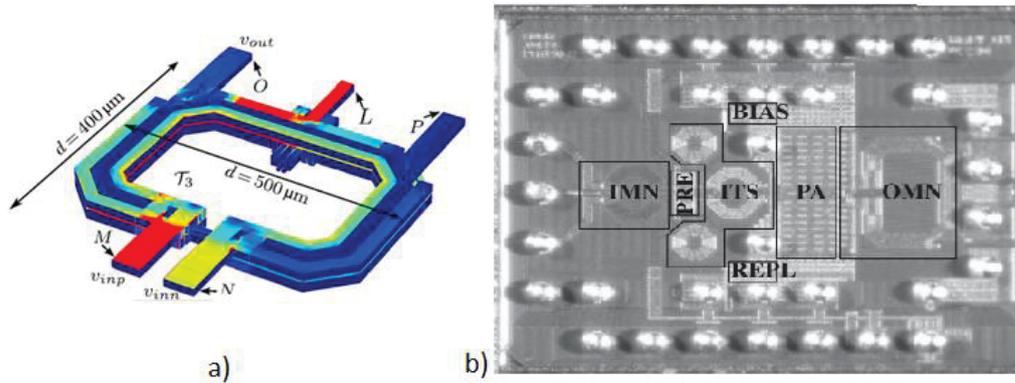
FIGURA 19 – ESBOÇO DA REALIZAÇÃO DOS TRANSFORMADORES PLANARES (A) T1 (DE ENTRADA) E (B) T2 (INTERMEDIÁRIO).



FONTE: Oßmann et al. (2016).

O transformador T3 usa mais de uma camada com enrolamentos, é um transformador planar e vertical, como mostrado na Figura 20.

FIGURA 20 – TRANSFORMADOR DE SAÍDA T3 (A), MOSTRANDO A DERIVAÇÃO CENTRAL E UMA FOTO DO CIRCUITO FINAL (B).

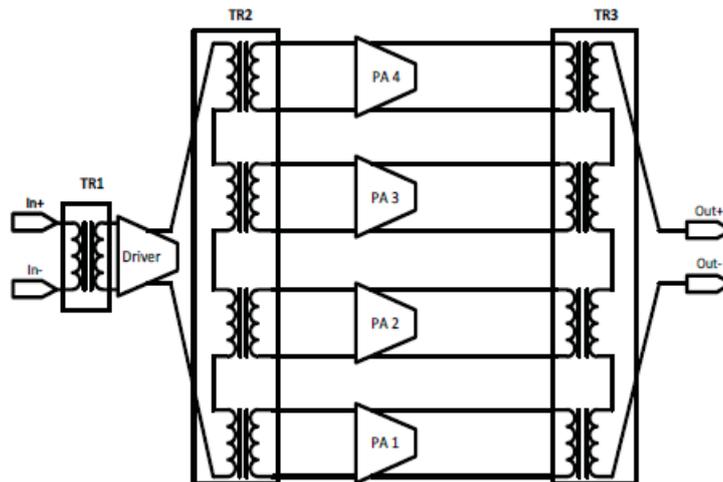


FONTE: Oßmann et al. (2016).

Um outro trabalho que aborda o casamento de impedâncias com transformadores é de Luong et al. (2017), que apresenta um amplificador de potência para 2,5 GHz (Aplicação em LTE, para UAV – *Unmanned Aerial Vehicle - Drones*), em tecnologia CMOS de 65 nm.

Este amplificador utiliza três transformadores: o TR1 que casa a impedância de entrada para o primeiro estágio amplificador; o TR2 que além de casar impedância acopla a saída do primeiro estágio para um grupo de quatro amplificadores em paralelo e o TR3 que soma as potências dos quatro amplificadores em paralelo para uma única saída.

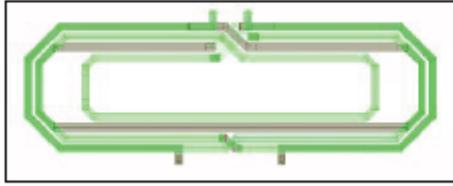
FIGURA 21 – ARRANJO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM DOIS ESTÁGIOS CONECTADOS POR TRANSFORMADORES.



FONTE: Luong et al. (2017)

O primeiro transformador tem a função de casar 100 Ohms de entrada com a impedância de entrada do primeiro estágio amplificador ele é empilhado (as espiras estão em camadas adjacentes) e tem 0,674 mm x 0,252 mm, como na Figura 22.

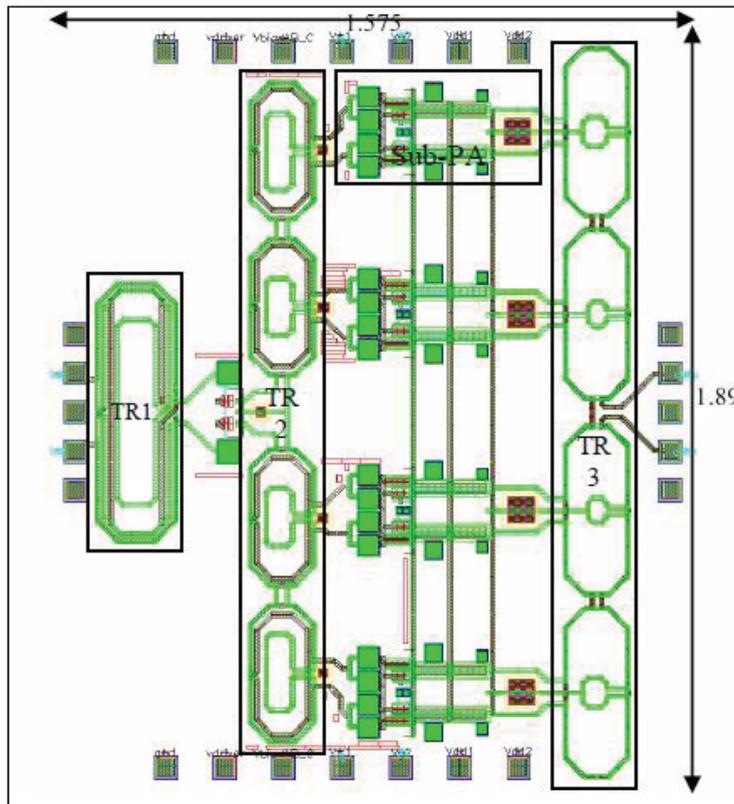
FIGURA 22 – TRANSFORMADOR TR1, CASAMENTO DE ENTRADA.



FONTE: Luong et al. (2017)

Os outros dois transformadores apresentam, um enrolamento acoplado a outros quatro e ocupam uma área muito maior como na Figura 23.

FIGURA 23 - ARRANJO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COMPLETO, COM OS TRÊS TRANSFORMADORES TR1, TR2 E TR3.



FONTE: Luong et al. (2017)

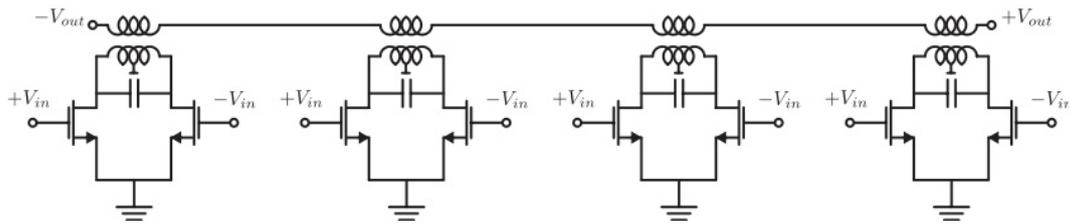
Infelizmente o artigo não especifica a largura das trilhas, o espaçamento e nem os valores de indutâncias dos transformadores aqui apresentados.

2.3.2 Amplificadores de potência com transformador atuando como combinador de potência.

Aqui serão exemplificados casos em que o transformador está na função de um combinador de potência.

Esta abordagem é utilizada quando a potência necessária é maior do que um estágio de saída poderia fornecer, por limitação no transistor CMOS de saída (problema associado a tecnologia). Neste caso 2 ou mais módulos de potência são agregados (combinados) de forma a obter a potência requerida. Quem executa esta função de agregar as várias saídas é o transformador combinador de potência (NIKNEJAD, 2007).

FIGURA 24 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO DA FUNÇÃO DE UM TRANSFORMADOR COMBINADOR DE POTÊNCIA.

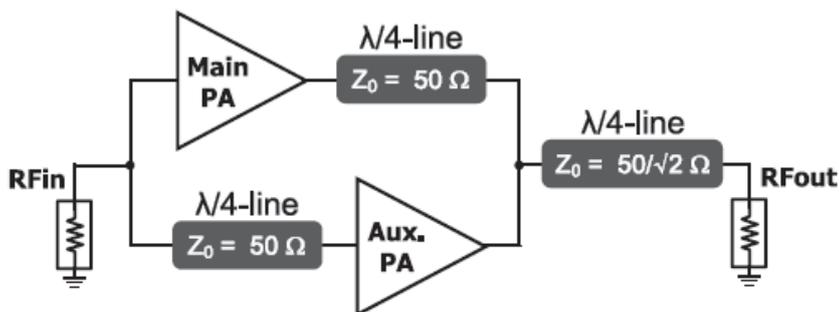


FONTE: Niknejad (2007).

Este uso do transformador combinador é proposto no trabalho de Kim et al. (2016), neste trabalho, um arranjo Doherty sem as linhas de $\lambda/4$ na entrada e na saída, é proposto, visando minimizar a ocupação de área do circuito amplificador. Este amplificador opera em 1,8 GHz (LTE).

A técnica convencional Doherty contorna o problema da baixa eficiência dos amplificadores de potência associando um estágio em classe B ou AB que opera para pequenos níveis de potência (*Main PA*) com um amplificador em classe C (*Aux. PA*) que só entra em operação para sinais de níveis mais altos, garantido assim um consumo proporcional a potência de saída. As linhas de $\lambda/4$ garantem o casamento de impedância pois os valores da impedância de saída variam conforme a atividade dos amplificadores (GREBENNIKOV, 2009). Na Figura 25 está representada o arranjo convencional da técnica proposta por Doherty.

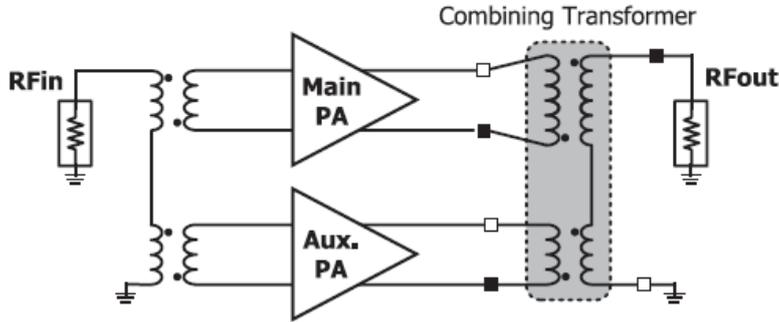
FIGURA 25 – FIGURA ILUSTRANDO COMO É A TÉCNICA CONVENCIONAL DOHERTY.



FONTE: Kim et al. (2016).

A técnica proposta no trabalho de Kim et al. (2016) é vista na Figura 26.

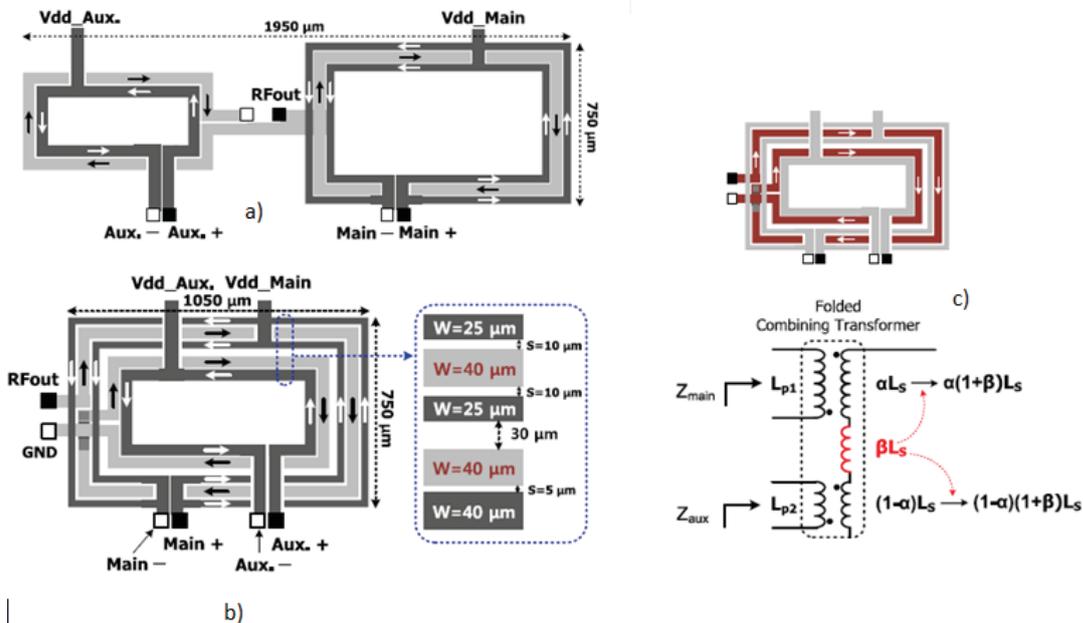
FIGURA 26 – TÉCNICA PARA CONTORNAR O USO DE LINHAS DE QUARTO DE ONDA COM TRANSFORMADORES COMBINADORES DE POTÊNCIA.



FONTE: Kim et al. (2016).

O transformador combinador de potência também apresenta uma ligeira modificação neste trabalho, ao invés de ser construído como na Figura 27 (a) com os dois enrolamentos no mesmo plano, o transformador é dobrado (*folded*) colocando um (o *main*) sobre o outro (o *aux.*) Figura 27 (b).

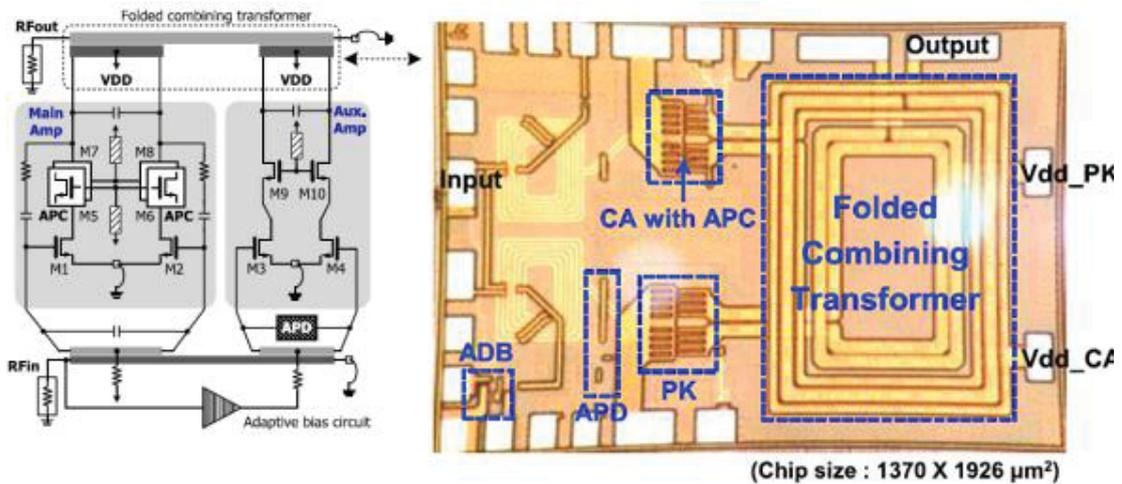
FIGURA 27 – ARRANJO DO TRANSFORMADOR COMBINADOR A) ARRANJO CONVENCIONAL, B) PROPOSTO POR KIM ET AL. (2016) E C) DETALHE COM ESQUEMÁTICO.



FONTE: Kim et al. (2016).

O esquema completo do amplificador está na Figura 28.

FIGURA 28 – ESQUEMÁTICO DO AMPLIFICADOR COM O RESULTADO FINAL DO CIRCUITO INTEGRADO DE KIM ET AL. (2016), EVIDENCIANDO O TRANSFORMADOR COMBINADOR.



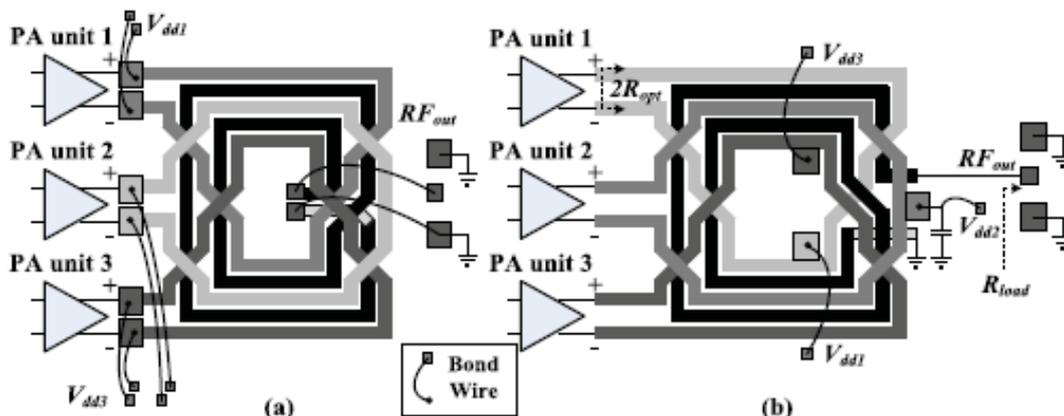
FONTE: Kim et al. (2016).

Um outro exemplo de amplificador de potência com transformador combinador de potência está no trabalho de (TSAI & WANG, 2017).

O trabalho trata de amplificador de potência na tecnologia CMOS de 180 nm, utilizando transformadores combinadores de potência em paralelo na saída. Este amplificador opera na banda X (8 a 12 GHz).

O transformador combinador de saída é ligado em paralelo (PCT), o arranjo padrão é o mostrado na Figura 29 (a) o proposto neste trabalho é o que aparece na Figura 29 (b).

FIGURA 29 – ARRANJO DO TRANSFORMADOR COMBINADOR EM PARALELO (SOMA DE CORRENTE), A) FORMA PADRÃO, B) NO TRABALHO DE (TSAI & WANG, 2017).



FONTE: Tsai & Wang (2017).

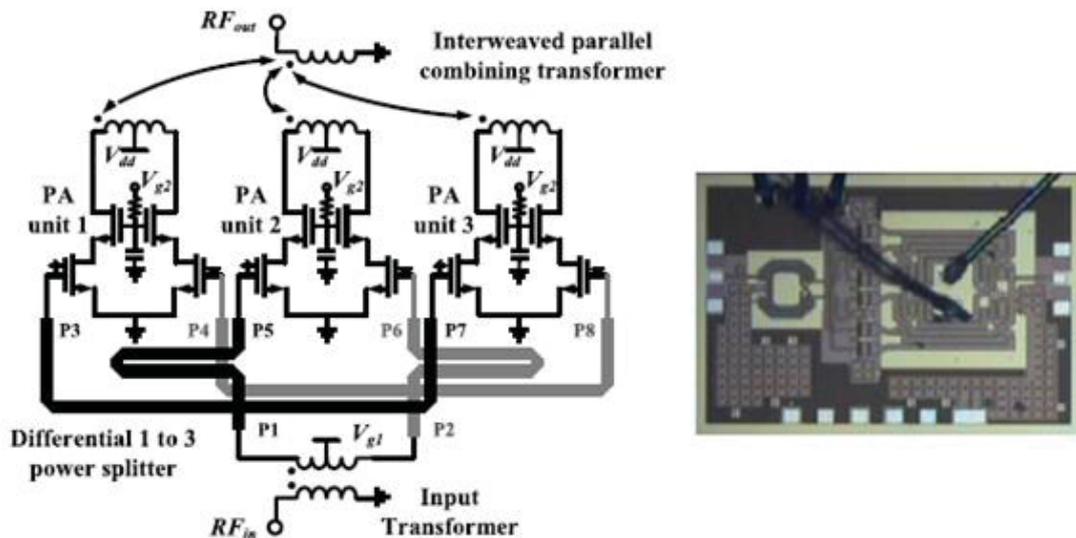
O transformador proposto apresenta três enrolamentos primários em paralelo ligados através deste padrão entrelaçado, porém com a polarização feita através dos terminais centrais

dos transformadores, evitando assim o uso de indutores de RF na alimentação e minimizando o uso de fios.

O esquema do amplificador e o resultado estão representados na Figura 30, onde um transformador na entrada do amplificador também é utilizado para acoplar o sinal a entrada dos três amplificadores que compõe este amplificador de potência (PA).

A foto do circuito projetado final está mostrada também na Figura 30 (1,085 x 0,7 mm).

FIGURA 30 – ESQUEMÁTICO E CIRCUITO FINAL DO TRABALHO DE, MOSTRANDO TANTO O AMPLIFICADOR COMBINADOR EM PARALELO QUANTO O TRANSFORMADOR CASADOR DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.



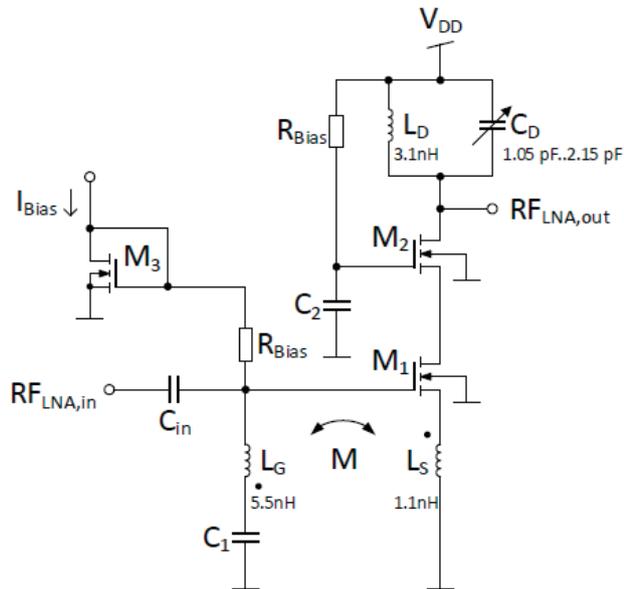
FONTE: Tsai & Wang (2017).

2.3.3 Transformador atuando como elemento acoplador para efetuar realimentação.

O trabalho aqui analisado é de um amplificador de baixo ruído (LNA) de Kostack et al. (2016), neste amplificador dois indutores são acoplados visando ajustar a impedância de entrada do amplificador e para minimizar o ruído na entrada. Este LNA opera em 2 GHz e é construído na tecnologia CMOS de 28 nm. Na Figura 31 está representado o diagrama esquemático com os valores dos indutores e do “transformador” formado por LG e LS.

O transformador composto por LG e LS está no lado direito e LD no lado esquerdo da Figura 32, é mostrado com o resto do circuito na foto do circuito finalizado (Figura 32), onde as dimensões podem ser observadas, a área do circuito sem os PADS é de 0,26 mm².

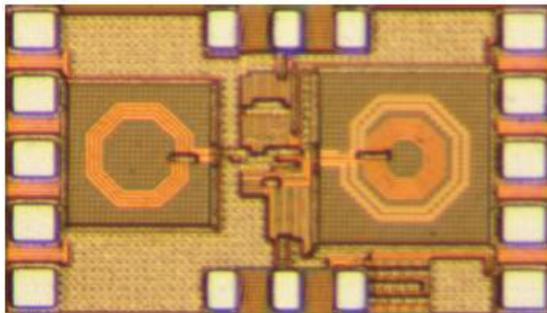
FIGURA 31 – ESQUEMA ELÉTRICO DO LNA DE 2 GHZ, COM INDUTORES ACOPLADOS (TRANSFORMADOR) PARA CASAR E AJUSTAR RUÍDO.



FONTE: Kostack et al. (2016)

Os valores de L_G e L_S são fornecidos no artigo, os valores são de 5,3 nH, 1,1 nH, respectivamente, com $k = 0,3$ e os fatores de qualidade $Q_{L_G} = 14$ e $Q_{L_S} = 3,4$.

FIGURA 32 – FOTO DO LNA FINALIZADO, IMPLEMENTADO NA TECNOLOGIA CMOS DE 28 NM, TRANSFORMADOR FORMADO POR L_G E L_S A DIREITA, L_D NO LADO ESQUERDO.

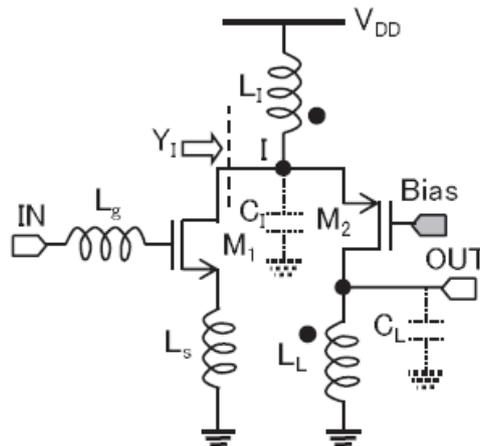


FONTE: Kostack et al. (2016)

Um outro exemplo de trabalho com transformador fazendo acoplamento (realimentação) é de um LNA que opera com uma tensão de alimentação de 0,5 V (KIHARA ET AL., 2008). Este amplificador cascode utiliza um transformador com baixo acoplamento (k) entre a saída e um indutor interno, ligado no terminal de fonte (*source*) do MOSFET. Esta realimentação ajusta a impedância de entrada como é feito em degeneração indutiva de fonte (*source*) porém como esta técnica só é adequada quando a tensão de alimentação é mais elevada (no mínimo $2 \cdot V_{DS}$ de saturação), logo neste LNA a realimentação é feita através da carga, contornando esta limitação (KIHARA ET AL., 2008).

O circuito esquemático deste amplificador é mostrado na Figura 33, onde o acoplamento está mostrado através das marcas na forma de círculos preenchidos em L_L e L_I . Estes dois indutores formam um transformador com baixo k (acoplamento).

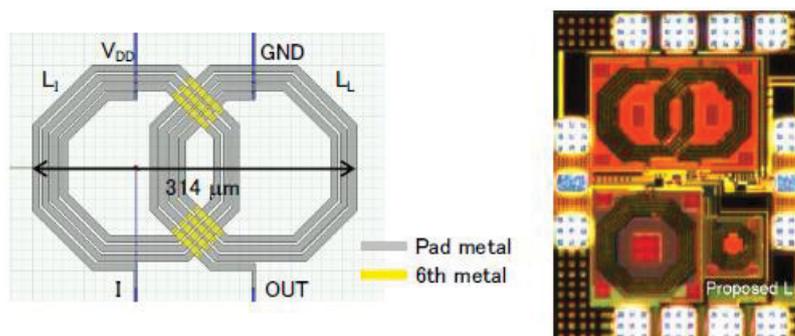
FIGURA 33 – ESQUEMA ELÉTRICO DO LNA DE 0,5 V DE ALIMENTAÇÃO COM REALIMENTAÇÃO ENTRA CARGA L_L E UM INDUTOR INTERNO L_I NA FONTE (*SOURCE*).



FONTE: Kihara et al. (2008)

Para obter um acoplamento entre os indutores L_I e L_L com um baixo valor, as espiras foram montadas de forma que houvesse uma sobreposição parcial, reduzindo significativamente o fluxo mútuo e conseqüentemente o valor do acoplamento k . Este arranjo pode ser visto na Figura 34, além da foto do LNA proposto finalizado.

FIGURA 34 – NO LADO ESQUERDO DA FIGURA A REPRESENTAÇÃO DA SOBREPOSIÇÃO DAS ESPIRAS (L_I E L_L) DE FORMA A REDUZIR O ACOPLAMENTO, A DIREITA A FOTO FINAL DO LNA PROPOSTO.



FONTE: Kihara et al. (2008)

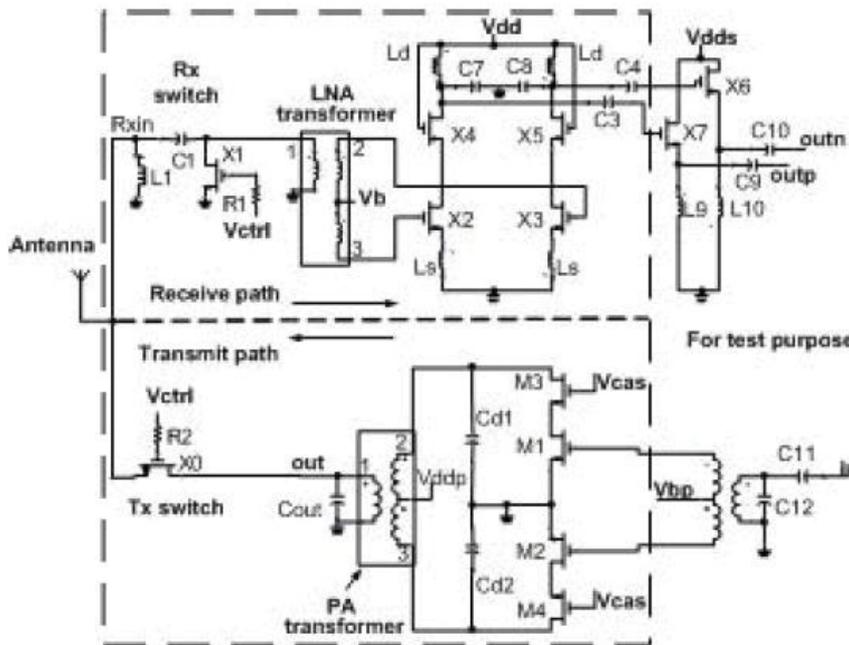
No trabalho de Kihara et al. (2008) os valores obtidos (através de simulação utilizando o software HFSS) foram divulgados, os valores são $L_L = L_I = 3,6$ nH, $Q = 8,4$, $k = 0,1$ (obtidos em 5 GHz). Na Figura 34 é possível observar que se trata de indutores octogonais com 4 espiras

e os valores construtivos também foram fornecidos: diâmetro externo 200 μm ; largura das trilhas 7 μm e espaçamento entre trilhas de 2 μm .

2.3.4 Transformador atuando para acoplar sinais diferenciais a circuitos não diferenciais (terminação simples) e vice-versa (*baluns*).

Aqui somente um trabalho será analisado. Este trabalho cobre basicamente a utilização típica de *baluns*, ou seja, para a transformação de terminação simples em diferencial na entrada (baixo nível) e na conversão de modo diferencial em terminação simples na saída de um sistema (maior potência, estágio de saída).

FIGURA 35 – ESQUEMA ELÉTRICO DE UM TRANSCEIVER (RECEPÇÃO E TRANSMISSÃO DE 2,45 GHz, PARA APLICAÇÕES WLAN, MOSTRANDO OS *BALUNS* DO LNA E DO PA.



FONTE: Gan & Wong (2006)

O trabalho de Gan & Wong (2006) trata de baluns em amplificadores de potência (PAs) e em amplificadores de baixo ruído (LNA) para aplicações de 2,45 GHz (WLAN) o circuito proposto aplica os dois pois se trata de receptor e transmissor integrado de média potência (~20 dBm, ou 100 mW), o esquema elétrico proposto é mostrado na Figura 35.

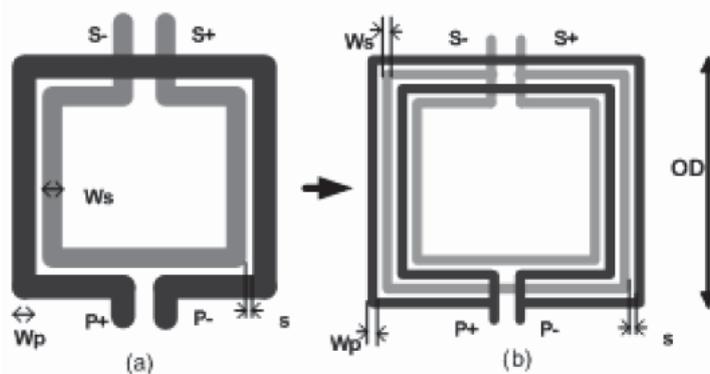
O que foi proposto neste trabalho foi melhorar a perda por inserção dos baluns. Em transformadores, a perda por inserção é determinada pela fórmula:

$$ILm(dB) = -10 \cdot \log\left(1 + 2\left(x - \sqrt{x^2 + x}\right)\right) \quad (2.13)$$

onde $IL_m(\text{dB})$ é a perda por inserção já em decibéis, $x = 1/(k^2 Q_P Q_S)$, onde Q_P e Q_S são os fatores de qualidade do primário (P) e do secundário (S) e k é coeficiente de acoplamento magnético entre os enrolamentos.

O transformador de saída geralmente representa um problema no seu projeto, pois como ele opera com um valor de potência mais elevado, as trilhas devem ter uma largura maior, no entanto maiores larguras degradam o acoplamento (k). Visando minimizar este problema, ao invés de usar trilhas mais largas, são utilizadas trilhas mais finas em paralelo, como na Figura 36, onde dois transformadores equivalentes são mostrados, um com a trilha mais larga (a) e o segundo com trilha mais fina, porém com duas trilhas em paralelo, maximizando o k .

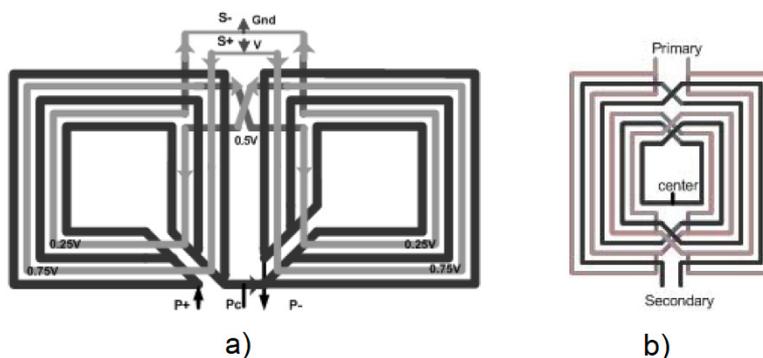
FIGURA 36 – TRANSFORMADORES PARA A MESMA APLICAÇÃO A) COM TRILHAS MAIS LARGAS, B) COM TRILHAS FINAS EM PARALELO, PARA MAXIMIZAR O ACOPLAMENTO.



FONTE: Gan & Wong (2006)

No trabalho de Gan & Wong (2006) é feito um estudo onde a quantidade de trilhas associadas em paralelo é comparada com a melhora de k e do fator de qualidade. Com base neste estudo foram definidos os transformadores (*baluns*) de entrada e de saída. Estes estão em destaque na Figura 37, onde o paralelismo dos segmentos, trilhas é bem evidente.

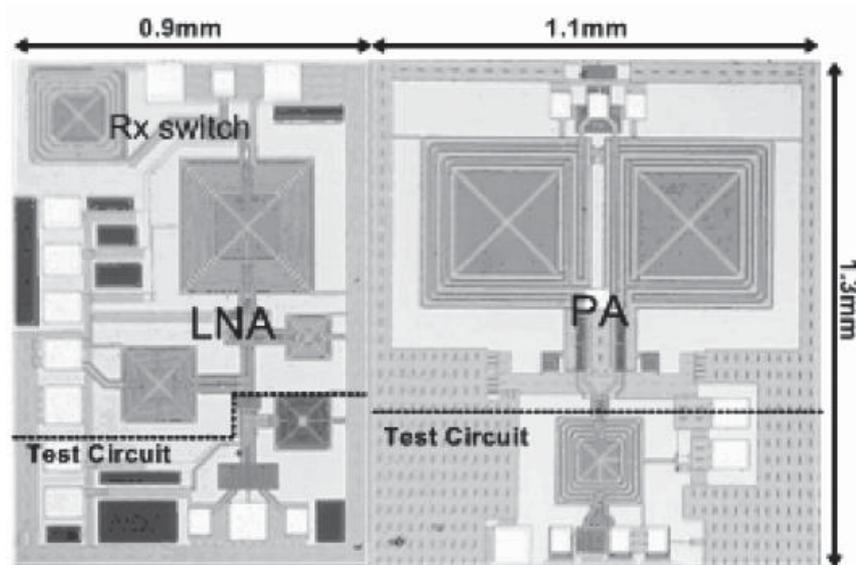
FIGURA 37 – TRANSFORMADORES DE ENTRADA B) E DE SAÍDA A) FAZENDO A FUNÇÃO DE *BALUNS* OS DOIS TRANSFORMADORES APRESENTAM TRILHAS EM PARALELO PARA AUMENTAR O ACOPLAMENTO.



FONTE: Gan & Wong (2006)

A foto do circuito completo, com a dimensões é apresentada na Figura 38.

FIGURA 38 – FOTO DO CIRCUITO FINAL, MOSTRANDO O LNA E O PA, COM OS RESPECTIVOS BALUNS



FONTE: Gan & Wong (2006)

No trabalho de Gan & Wong (2006), os dados elétricos e de construção dos transformadores foi divulgado. O *balun* utilizado na saída apresenta um primário construído a partir de três segmentos de trilha em paralelo de 16 μm intercalado com as trilhas do secundário de 10 μm de largura, o espaçamento entre as trilhas é de 5 μm , causando $L_P = 3 \times 0.65 \text{ nH}$ e $L_S = 1,6 \text{ nH}$, a relação de espiras é de 1:1.

O balun de entrada (LNA) apresenta trilhas de 8 μm uma relação de espiras de 1:2 e uma indutância de secundário de 6.6 nH, isto foi feito para aumentar a tensão na entrada e garantir o casamento de impedâncias. Os demais dados foram omitidos.

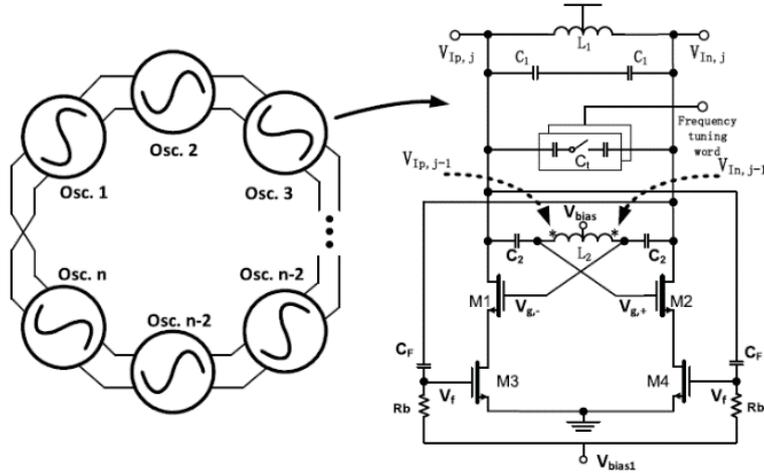
2.3.5 Transformador atuando elemento do circuito ressonante de um VCO.

O trabalho aqui analisado é o de Jiang et al. (2018). Neste trabalho VCOs em 2,41 GHz, com 7 mW por oscilador são implementados em tecnologia CMOS de 65 nm. A técnica do oscilador é a duplo circuito tanque ressonante. As múltiplas fases são obtidas através do acoplamento magnético entre os circuitos ressonantes dos osciladores individuais.

Na Figura 39 está representada a topologia do oscilador de múltiplas fases e o circuito de um oscilador básico. No oscilador básico é possível observar o acoplamento entre os diversos

estágios osciladores, feitos por transformadores. Neste trabalho existem osciladores acoplados magneticamente para garantir a diferença de fase.

FIGURA 39 – OSCILADOR DE MÚLTIPLAS FASES, TOPOLOGIA E OSCILADOR BÁSICO VCO.

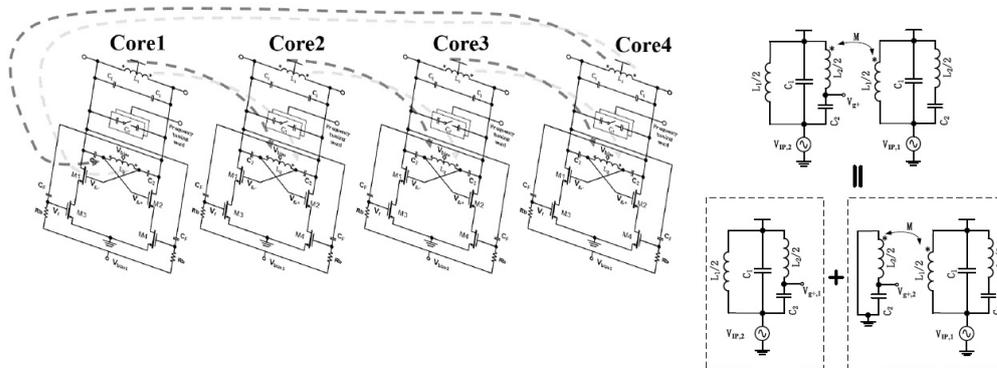


FONTE: Jiang et al. (2018)

NA FIGURA 40 ESTÃO REPRESENTADOS OS NÚCLEOS, DOS DIVERSOS OSCILADORES E O ACOPLAMENTO MAGNÉTICO ENTRE ELES, NA FORMA DE CIRCUITO ELÉTRICO, NA

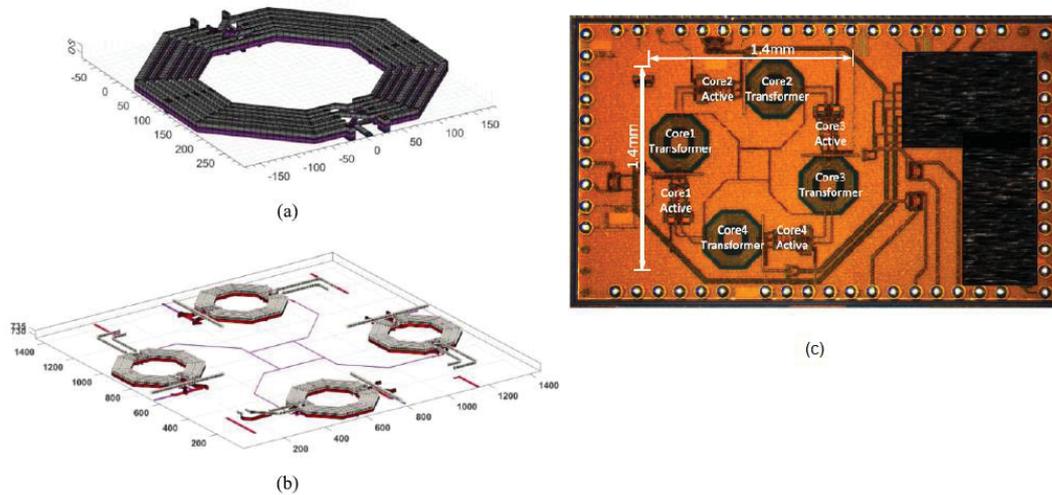
Figura 41 o mesmo arranjo é mostrado na sua forma final, ou seja, circuito físico, mostrando os transformadores e as suas dimensões aproximadas.

FIGURA 40 – ARRANJO DO OSCILADOR DE MÚLTIPLAS FASES, COM OS OSCILADORES E O RESPECTIVO ACOPLAMENTO MAGNÉTICO.



FONTE: Jiang et al. (2018)

FIGURA 41 – ESBOÇO DE UM TRANSFORMADOR (A), ARRANJO DOS QUATRO TRANSFORMADORES (B) E FOTO DO CIRCUITO COMPLETO (C).



FONTE: Jiang et al. (2018)

Um segundo VCO será detalhado no capítulo 5 deste trabalho. Os dados resumidos aparecem na Figura 172.

2.3.6 Tabela resumo dos transformadores de 1 GHz a 10 GHz.

A tabela a seguir resume os dados construtivos dos transformadores que foram utilizados nos exemplos citados anteriormente.

TABELA 2 – DADOS FÍSICOS DOS TRANSFORMADORES CITADOS COMO EXEMPLOS PARA DIVERSAS FUNÇÕES

Exemplo	Área (μm)	w / s (μm)	L1 e L2 (nH)	N1 : N2	Tecnologia
(Oßmann et al., 2016)	T1: 250 x 250	12 / 5	1,2 e 1,2	1 : 1,5	28 nm CMOS
	T2: 250 x 250	10 / 2	1,1 e 1,1	1 : 1,5	
	T3: 400 x 500	12 / 5	0,93 e 2,8	1 : 2	
Luong et al. (2017)	T1: 674 x 252	-	-	-	65 nm CMOS
Kim et al. (2016)	1050 x 750	25 e 40 / 10	1,65 e 3,07	1 : 2	180 nm
	1050 x 750	40 / 5	1,08 e 2,1	1 : 2	CMOS
Tsai; Wang (2017)	1085 x 700	-	-	1 : 2	180 nm CMOS

Kostack et al. (2016)	360 x 720	-	-	2 : 6	28 nm CMOS
Kihara et al. (2008)	314 x 200	7 / 2	3,6 e 3,6	4 : 4	90 nm CMOS
Gan; Wong (2006)	PA: 800 x 300	16 / 5	1,95 e 1,6	1 : 1	180 nm CMOS
	LNA: 250 x 250	8 / -	6,6	1 : 2	
Jiang et al. (2018)	400 x 400		2,5 e 7,4		65 nm CMOS

FONTE: Autor (2023)

3 CARACTERÍSTICAS DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS

3.1 INTRODUÇÃO

Transformadores integrados aos circuitos de RF são uma realidade, porém para utilizá-los é necessário ter um modelo equivalente, uma vez que a simulação eletromagnética nem sempre é disponível e mesmo quando disponível, requer um esforço extra de integração, tempo adicional para simulação em softwares especializados em análise EM e conhecimento adicional ao desenvolvimento do circuito específico de RF. Desta forma é muito mais conveniente poder contar com o transformador na forma de um elemento de circuito, que pode ser adicionado ao desenvolvimento sem esforços adicionais. A simulação eletromagnética deve e pode ser utilizada como uma ferramenta extra, para casos particulares ou excepcionais.

3.2 MODELOS ELÉTRICOS EQUIVALENTES DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS

Para modelar um transformador na faixa de 1 a 10 GHz é necessário considerar todas as interações do sinal que irá ser aplicado à estrutura com o ambiente onde esta estrutura está inserida.

De forma mais específica devem ser mapeados os campos elétrico e magnético no transformador em um modelo tridimensional (3D) e a partir destes campos determinar o comportamento do elemento. Isto pode ser feito de forma aproximada utilizando ferramentas de simulação eletromagnética que discretizam o modelo 3D do transformador e da estrutura onde ele está colocado. Este tipo de análise é feito por programas (SW) que utilizam métodos numéricos. Os mais conhecidos são o método dos momentos e dos elementos finitos. Estes dois métodos estão presentes no SW ADS (da empresa Keysight) que será utilizado neste trabalho.

Porém, o uso de ferramentas de simulação geralmente não é integrado na ferramenta de projeto de circuitos integrados (CIs), por isso encontrar um modelo elétrico (a partir de parâmetros elétricos concentrados) é a opção mais apropriada para modelar transformadores.

Em função do comprimento de onda na faixa de 1 a 10 GHz ser pequeno (ordem de centímetros), um modelo simples com poucos parâmetros concentrados não seria adequado para descrever um transformador (de forma análoga a uma linha de

transmissão) (Ramo et al., 1981). Por este motivo existem duas formas de modelar o transformador:

- utilizando modelo com parâmetros concentrados (poucas células em cascata), como em (ROTELLA ET AL., 2006);

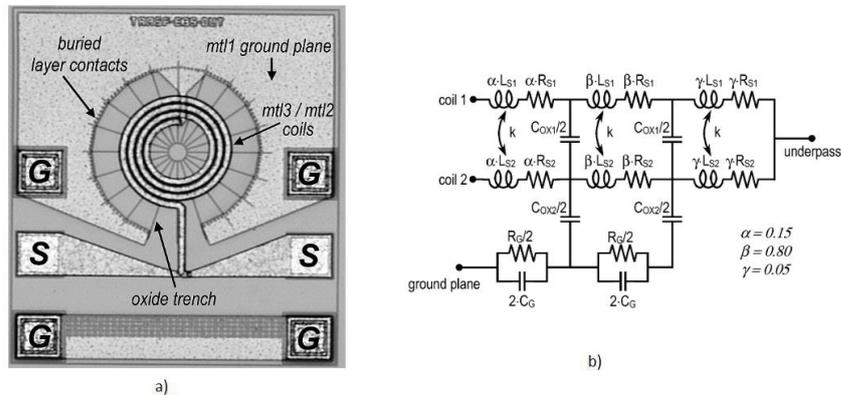
- utilizando modelagem com elementos distribuídos, muitas células de parâmetros concentrados quase que infinitesimais, em cascata, de forma análoga que se faz com linhas de transmissão, como o SW ASITIC faz (NIKNEJAD ET AL., 1997).

Estas duas formas de modelar são descritas a seguir.

3.2.1 Parâmetros concentrados

A modelagem de transformadores integrados está presente em vários trabalhos como em Rotella et al. (2006) que apresenta uma modelagem de *baluns* considerando os elementos parasitas para definir um circuito equivalente. Porém este artigo não desenvolve fórmulas para a cálculo destes elementos, apesar de propor um circuito equivalente baseado em elementos concentrados com indutores acoplados. No trabalho de Chuan Wang et al. (2009) a modelagem é mais completa, levando em consideração o efeito do substrato e da blindagem com um plano de terra, a modelagem é feita para *baluns* com relação de espiras de 3:1, até 10 GHz. Este é um trabalho bem completo com praticamente todos os elementos que compõem o circuito equivalente equacionados. O trabalho de Biondi et al. (2006) apresenta um circuito equivalente para o transformador empilhado com alguma distribuição, ou seja, não são elementos concentrados em somente uma célula, existe uma certa distribuição (como ocorre também nos trabalhos já citados), a Figura 42 (b) exemplifica este modelo que é semelhante aos anteriores, neste trabalho são propostas fórmulas para as R_{S1} e R_{S2} , para L_{S1} e L_{S2} e para C_{OX1} e C_{OX2} que cobrem a faixa de interesse de 1 a 10 GHz, porém os demais termos são omitidos assim como o tratamento no modelo para o efeito pelicular. O transformador modelado é mostrado na Figura 42 (a).

FIGURA 42 – MODELO EQUIVALENTE DE UM TRANSFORMADOR INTEGRADO, MODELADO A PARTIR DE (A) E COM CIRCUITO EQUIVALENTE COMO EM (B).

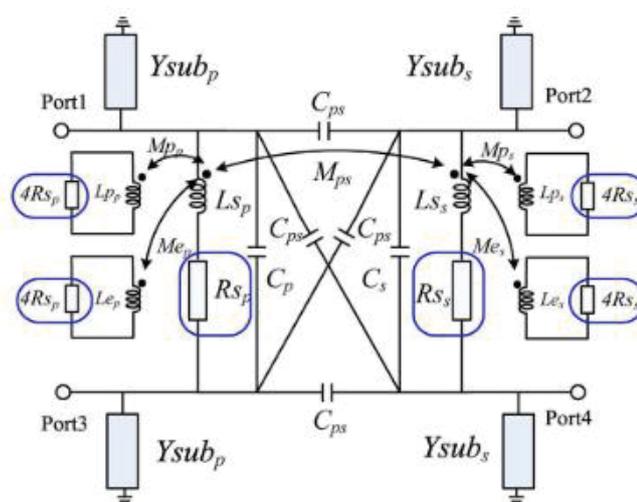


FONTE: Biondi et al. (2006)

Em El-Gharniti et al. (2007) uma modelagem completa é feita, de forma semelhante ao exposto por Chuan Wang et al. (2009) onde o transformador é modelado como indutores acoplados, as equações estão presentes no trabalho, no entanto o efeito pelicular está presente nas equações e não no circuito equivalente.

A grande maioria dos trabalhos de modelagem [Rotella et al. (2006), Chuan Wang et al. (2009), Biondi et al. (2006), El-Gharniti et al. (2007)] modela o transformador considerando a indutância mútua como elemento de acoplamento, como mostrado na Figura 43.

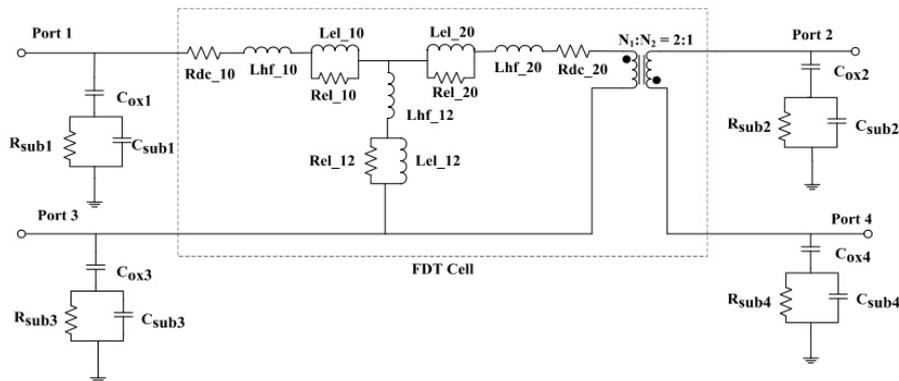
FIGURA 43 – MODELO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR REPRESENTADO POR INDUTORES ACOPLADOS (MPS – MÚTUA INDUTÂNCIA ENTRE PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO).



FONTE: Chuan Wang et al. (2009)

Porém existem trabalhos que utilizam a abordagem de modelagem clássica em baixa frequência, que é partir de um transformador ideal (com a relação de espiras definida) e a partir dele colocar os parasitas, esta abordagem é feita em Sengupta et al. (2015) o modelo elétrico proposto está na Figura 44. Esta mesma abordagem é feita por Mayevskiy et al. (2005) para modelagem compacta de transformadores.

FIGURA 44 – MODELO ELÉTRICO DE TRANSFORMADOR COM ABORDAGEM CLÁSSICA - TRANSFORMADOR IDEAL E OS ELEMENTOS PARASITAS



FONTE: Sengupta et al. (2015)

3.2.2 Efeitos das perdas

Para modelar um transformador os mecanismos de perdas devem ser conhecidos e investigados. As perdas se devem a três fatores básicos: As perdas nos condutores por dissipação de potência devido a resistividade do material condutor; as perdas devido a correntes induzidas em condutores próximos (neste caso como o substrato apresenta uma resistividade baixa, existe a indução) e as perdas nos dielétricos (devido a tangente de perdas dos materiais dielétricos) (COLLIN, 2000) e (POZAR, 2012).

Uma das maneiras de mensurarmos estas perdas em transformadores e indutores é através do fator de qualidade Q . Este fator dá a relação entre a energia máxima armazenada pela energia média dissipada em um ciclo (para sinais alternados) (ALEXANDER & SADIKU, 2013).

3.2.2.1 - Perdas no substrato

O substrato de circuitos integrados tipicamente utilizados para a confecção de circuitos de RF causa perdas nos circuitos passivos construídos sobre ele. Isso se deve basicamente a sua baixa resistividade (na ordem de 1 ~ 20 Ohms.cm) (CHEUNG, 2006),

como existe uma camada logo abaixo de elementos que operam em RF, com uma resistividade significativa, uma tensão será induzida neste substrato (lei de Faraday, equação (2.2)), de forma semelhante com o que ocorre em transformadores com núcleo de ferro, correntes parasitas ou de *Foucault*, (FITZGERALD ET AL., 2014).

Estas perdas são significativas especialmente em transformadores, que operam com base na indução eletromagnética, logo estas perdas por indução devem ser minimizadas. Uma maneira de fazer isto é substituir o substrato abaixo do transformador por um material isolante como foi proposto por Ng et al. (2000) que sugere a substituição do substrato por quartzo. Apesar de efetivo esta técnica aumenta os custos por alterar o processo padrão de fabricação.

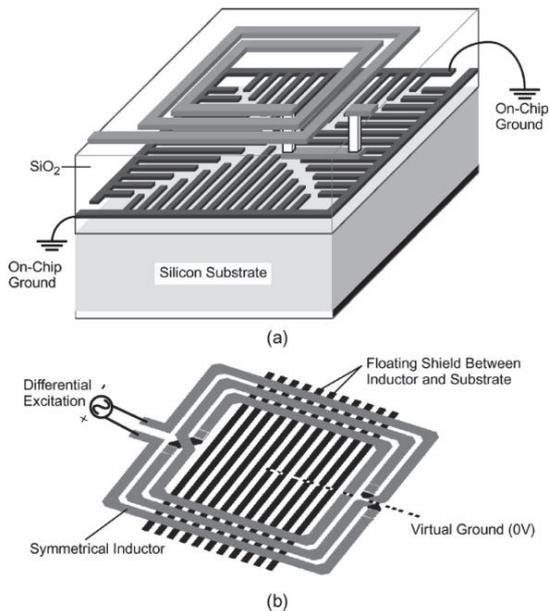
As tecnologias de circuitos integrados em RF com SOI (*Silicon on Insulator*) são utilizadas visando reduzir as capacitâncias parasitas e reduzem as perdas no substrato. A abordagem em casos assim é vista em Jeyaraman et al. (2020).

Uma outra técnica que reduz as perdas no substrato sem alterar o processo de fabricação é o uso de blindagem. Isto é proposto de duas formas, a primeira é colocando um plano de terra próximo aos indutores do transformador (de forma análoga com que é feito em linhas de transmissão em circuito impresso de alta velocidade). Com isso os campos elétricos e magnéticos ficam mais “confinados”, ou seja, eles são minimizados no substrato (CHEUNG, 2006). A segunda forma é prever um plano de referência de terra sobre o substrato, fazendo uma blindagem, evitando que o campo chegue até o substrato. Este plano é feito na forma de um padrão, como várias trilhas repetidas, formando em arranjo quase que reticulado, por isso é denominado plano de blindagem padronizado (*patterned ground shield* - PGS). Isto já é bastante usado, como em Ng et al. (2002), Biondi et al. (2006) este plano pode ser também flutuante como em Cheung (2006). A forma deste plano é mostrada na Figura 45 a) aterrado e b) flutuante.

O uso deste plano de terra, em geral melhora o fator de qualidade do transformador ou indutor, pois reduz as perdas por indução no substrato.

A indução agora é no plano de terra, onde surgirão as correntes parasitas. Para que esta corrente seja minimizada este plano condutor é feito de tiras condutoras perpendiculares ao fluxo de corrente, como na Figura 45.

FIGURA 45 – REPRESENTAÇÃO DO PLANO DE TERRA SOBRE O SUBSTRATO (PGS) - A) ATERRADO E B) FLUTUANTE.



FONTE: Cheung (2006)

Com esta blindagem flutuante, a indução deixa de acontecer no substrato e passa a ocorrer neste condutor plano flutuante e como ele não está aterrado, ele não altera significativamente a capacitância entre o transformador e o substrato.

Neste trabalho serão modelados transformadores com plano de terra (aterrado) na camada condutora mais próxima do substrato, pois é o que foi utilizado em outros trabalhos do grupo de pesquisa, como em Silva (2021) e Silva et al. (2023).

3.2.2.2 - Perdas nos condutores

Existem mais fontes de perdas, e a mais expressiva delas é a perda por efeito Joule nos condutores que formam as trilhas de largura (W) e espessura (t) dos enrolamentos primários e secundários.

Estas perdas são ainda mais acentuadas em altas frequências, pois a indução de campo elétrico dentro do condutor, devido a variação de fluxo magnético, também no condutor, faz com que a corrente se concentre na borda deste, reduzindo a área efetiva do condutor, este efeito é denominado efeito pelicular (RAMO ET AL., 1981). Para condutores planos, muito grandes, a densidade de corrente \vec{J} decai exponencialmente de seu valor na superfície de acordo com a equação:

$$\bar{J}(x) = \bar{J}_0 \cdot \exp\left(- (1+j) \cdot \frac{x}{\delta}\right) \text{ ou } \bar{J}(x) = \bar{J}_0 \cdot e^{- (1+j) \cdot \frac{x}{\delta}} \quad (3.1)$$

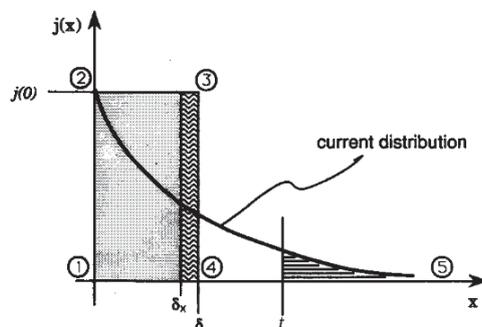
onde \bar{J}_0 é a densidade de corrente na superfície, x é a distância a partir da borda do condutor plano, $\bar{J}(x)$ é a densidade de corrente em uma distância x da borda do condutor e δ é a profundidade nominal de penetração (*skin depth*) dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f \cdot \pi}} \quad (3.2)$$

onde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ (velocidade angular em rad/s) f é a frequência ρ a resistividade e μ a permeabilidade magnética do material condutor. Este valor é valor de x que corresponde ao módulo de $J(x) = J_0/e$.

Na Figura 46 é apresentada a distribuição de corrente em um condutor plano muito profundo e a aproximação feita para um condutor com tamanho finito (como se a corrente ficasse restrita a área do retângulo, formado pelos pontos 1, 2, 3 e 4), corrigindo δ para δ_x , (EO; EISENSTADT, 1993).

FIGURA 46 – REPRESENTAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO MÓDULO DA DENSIDADE DE CORRENTE EM UM CONDUTOR PLANO MUITO PROFUNDO,



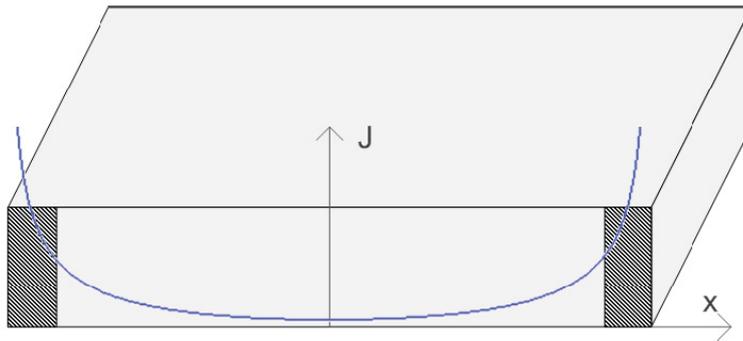
FONTE: Eo & Eisenstadt (1993)

Com base nesta formulação a resistência equivalente deste plano iria variar com a raiz quadrada da frequência, ou seja, a resistência equivalente aumenta com o aumento da frequência (RAMO ET AL., 1981), Johnson (1980).

Esta formulação só vale para plano condutor muito profundo e largo, para uma trilha a formulação analítica fica muito complicada devido a característica retangular da seção transversal do condutor, logo não existe uma formulação analítica precisa, e as fórmulas para o efeito pelicular no cálculo da resistência equivalente das trilhas são semiempíricas (Fleming & Galvão, 1987).

A distribuição de corrente em uma trilha fica como na Figura 47 (Leite, 2015).

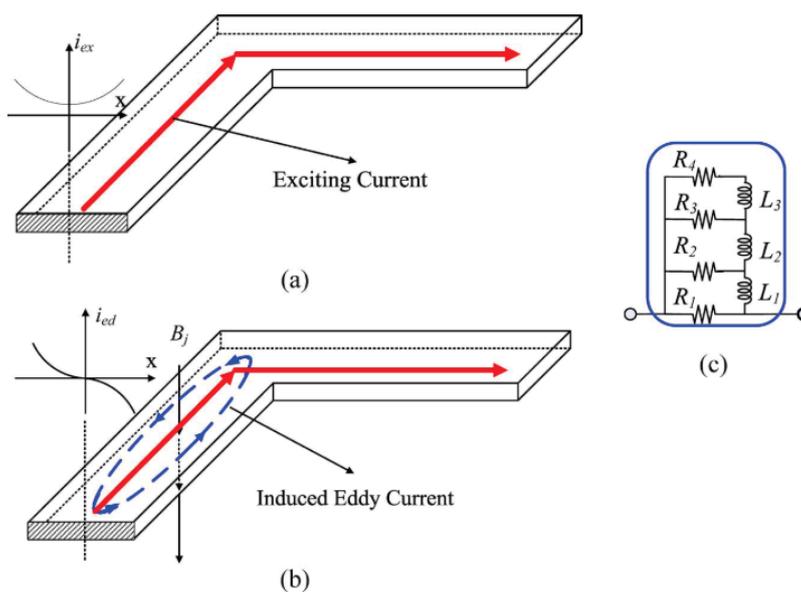
FIGURA 47 – DISTRIBUIÇÃO DE CORRENTE EM UMA TRILHA (SEÇÃO TRANSVERSAL RETANGULAR), MOSTRANDO O EFEITO PELICULAR



FONTE: Leite (2015)

Existe ainda mais um efeito que altera a distribuição de corrente nas trilhas do transformador ou do indutor que é o efeito de proximidade. Da mesma forma que a indução da corrente na trilha altera a distribuição de corrente nesta trilha, a corrente alternada circulando em uma trilha próxima também altera esta distribuição de corrente. Este efeito é conhecido para condutores circulares e é computado através de correção na resistência sem proximidade, conforme Chipman (1979). Para condutores retangulares (trilhas) este tratamento também é visto em Chuan Wang et al. (2009). Onde é considerado o efeito pelicular e o efeito de proximidade, como na Figura 48.

FIGURA 48 – EFEITO PELICULAR EM TRILHAS CONDUTORAS (A), EFEITO DE PROXIMIDADE (CORRENTE INDUZIDA – EDDY CURRENT) (B) E MODELAGEM UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS



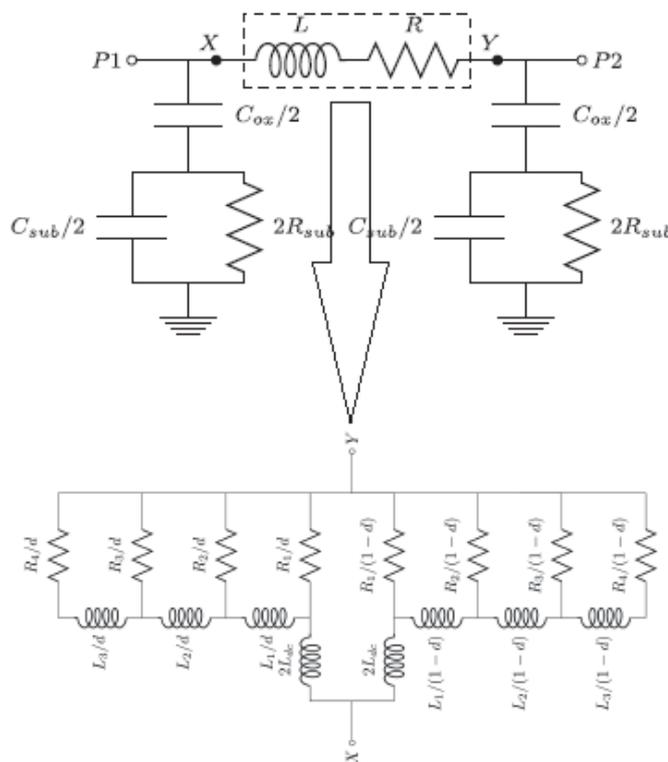
FONTE: Chuan Wang et al. (2009)

Uma maneira de modelar este efeito da indução (efeito pelicular e efeito de proximidade) é através de um arranjo com resistores concentrados associados com indutores concentrados para mostrar a variação da resistência da trilha com a frequência (CHUAN WANG ET AL., 2009), a Figura 48 (c).

Ainda, neste mesmo tipo de modelo, usando resistores e indutores na forma de uma escada, é possível considerar o efeito de proximidade e pelicular em dois ramos, como se fossem duas escadas. Este arranjo é visto em Sathyasree et al. (2018).

O circuito equivalente, utilizando uma rede π é mostrado na Figura 49. Neste modelo, existem duas redes em escada (escada dupla) onde uma representa o efeito pelicular e a outra o efeito de proximidade, o termo que separa as duas é o parâmetro “d” que é calculado a partir dos campos magnéticos sobre os condutores.

FIGURA 49 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE MODELADOS UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS ARRANJO EM ESCADA DUPLA



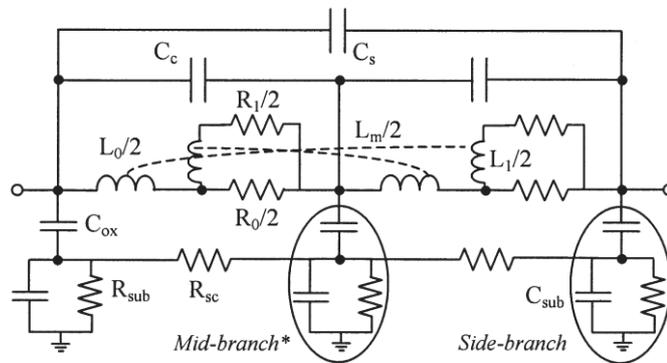
FONTE: Sathyasree et al. (2018)

Um outro arranjo para modelar este efeito com parâmetros concentrados, utilizando acoplamento magnético é proposto por (Cao et al., 2003).

Na Figura 50, está representado por um arranjo de indutores e resistores, o efeito de proximidade e pelicular, em um circuito equivalente em duplo π . Neste arranjo, os dois

efeitos citados são considerados a partir dos elementos concentrados e da indutância mútua L_m (ou fator de acoplamento k , não representado).

FIGURA 50 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE MODELADOS UTILIZANDO PARÂMETROS CONCENTRADOS ATRAVÉS DE ACOPLAMENTO (LM)



* For symmetry, $C_{mid}=2C_{side}$, $R_{mid}=R_{side}/2$; the dependence of R_{sub} on the location of substrate contact can be captured by unsymmetrical branches.

FONTE: Cao et al. (2003)

3.2.2.3 - Perdas no dielétrico

Quando um campo elétrico é variado em um material isolante, isto causa polarização e despolarização dos átomos que compõe este material, e isto ocorre para qualquer material. Esta polarização está associada uma perda de energia. A facilidade de polarizar um dielétrico está associado a permissividade elétrica deste meio (ϵ) e as perdas devido a polarização está associada a tangente de perdas do material (COLLIN, 2000), (RAMO ET AL., 1981).

Normalmente estas perdas são representadas como resistência em paralelo com as capacitâncias dos dielétricos.

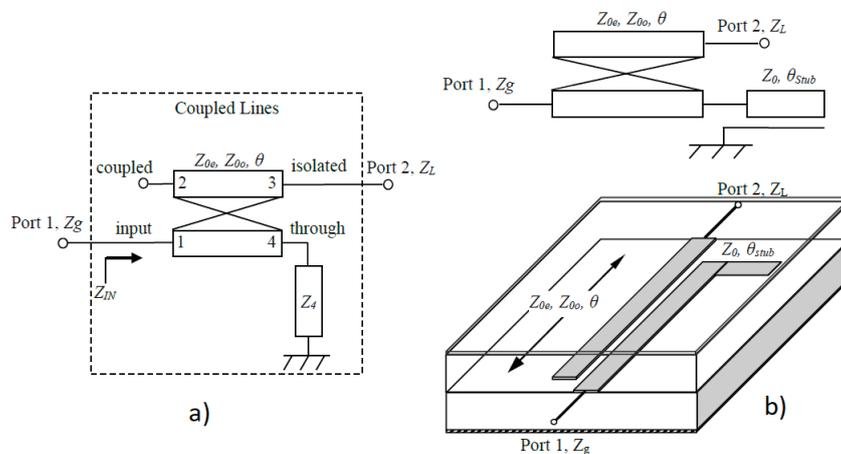
A maioria dos modelos equivalentes de transformador só consideram a resistência do substrato (CHUAN WANG ET AL., 2009), como na Figura 44 (SENGUPTA ET AL., 2015).

3.2.3 Parâmetros distribuídos

Uma outra modelagem possível é considerar o transformador como linhas de transmissão acopladas. Neste caso, o modelo elétrico equivalente seria de validade infinitesimal e teria que ser resolvido para toda a estrutura. De forma análoga dos que se faz com linhas de transmissão (RAMO ET AL., 1981), (JOHNSON, 1980). Este tipo de

abordagem é denominada TLT (*Transmission Lines Transformer*) foi proposto na metade do século 20, em dois trabalhos clássicos de Guanella (1944) e Ruthroff (1959). Estes trabalhos não estão aplicados a estruturas em circuitos integrados, isto é proposto no trabalho de Jensen et al. (2007) onde trilhas condutoras acopladas são utilizadas para casar impedâncias e modeladas como linhas – fazendo a função de um transformador, na .Figura 51 (a) aparece o arranjo genérico para um casador de impedâncias com linhas acopladas, nesta mesma figura (b) o transformador implementado utilizando um trecho de linha em aberto, fazendo papel de Z_4 .

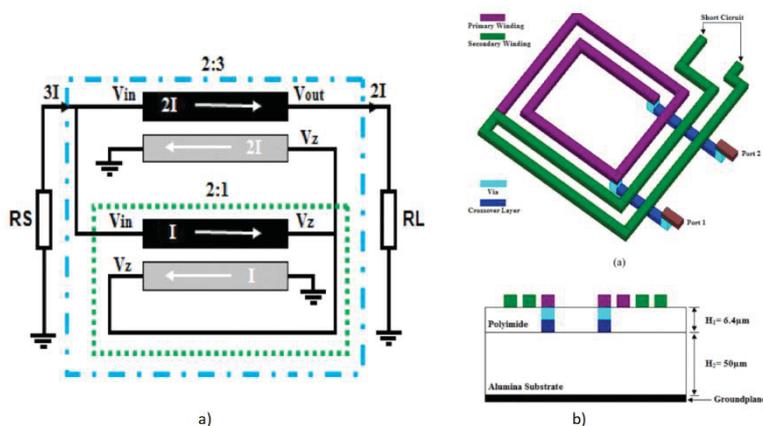
FIGURA 51 – LINHAS DE TRANSMISSÃO ACOPLADAS (TLT) NA FUNÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DE IMPEDÂNCIAS GENÉRICA A) E IMPLEMENTADA USANDO UM TRECHO DE LINHA EM ABERTO (*STUB*) B).



FONTE: Jensen et al. (2007)

Para o caso particular de linhas acoplada atuando como um transformador de impedâncias, existem alguns trabalhos já publicados, como o TLT sendo utilizado, como no PA proposto por Kang et al. (2017), e o trabalho de Cheraiet et al. (2017) que trata especificamente de um transformador de impedância como proposto por Ruthroff (1959) aplicado em linhas condutoras (trilhas) sobre substrato isolante (*micro-strip* ou linhas de fita), muito semelhante ao que é feito em transformadores integrados.

FIGURA 52 – ARRANJO CASADOR ENTRE DUAS IMPEDÂNCIA DE TERMINAÇÃO SIMPLES (DESBALANCEADAS) (A), APLICADO A UMA ESTRUTURA DE LINHAS DE FITA (MICRO-STRIP) (B).



FONTE: Cheraiet et al. (2017)

No trabalho de Niknejad et al. (1997) sobre o ASITIC, a característica do modelo distribuído também pode ser percebida, os elementos não são infinitesimais, porém são bem distribuídos. No trabalho de Chen; Liou (2007) também existe uma modelagem mais distribuída para os indutores.

3.3 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

3.3.1 Técnicas de simulação

O software para a simulação eletromagnética utilizado neste trabalho será o ADS da Keysight. Este SW apresenta duas técnicas para resolver as equações eletromagnéticas na modelagem em 3D, o método dos momentos e o método dos elementos finitos.

O método dos momentos é muito utilizado para resolver equações integrais, ao contrário de métodos que envolvem diferenças finitas, que normalmente resolvem equações diferenciais.

Neste método equação integral é transformada em um somatório de N pequenas áreas e a integral é aproximada a soma das áreas muito pequenas, quando for feita a solução, o tipo de resolução se assemelha a consideração dos momentos em mecânica clássica, por isso do nome (SADIKU, 2000).

Normalmente o método dos momentos é denominado um método para resolução 3D planar, ou seja, considera a corrente das trilhas fluindo em superfícies, não em todo o

volume, por isso ele tem uma resposta mais rápida na solução de problemas eletromagnéticos (CHEN, 2018).

O outro método (que foi incluído mais recentemente no ADS) é o dos elementos finitos (FEM) este método resolve equações diferenciais.

Como este método faz a discretização de um volume 3D em pequenas regiões (denominados elementos), define a equação que regem o comportamento dentro do volume discretizado, conectando todos os elementos para a solução do problema, ele contorna o problema da corrente superficial do método dos momentos. Adicionalmente ele permite que a solução se adeque a diversos tipos de contorno do problema proposto. O problema como ele é efetivamente 3D ele gera muito mais pontos e a sua solução passa a ser mais lenta do que a obtida para o método dos momentos (Sadiku, 2000).

3.3.2 Parâmetros a partir da simulação

A simulação eletromagnética feita com o SW ADS normalmente fornece como resultado de saída os parâmetros de espalhamento (matriz S).

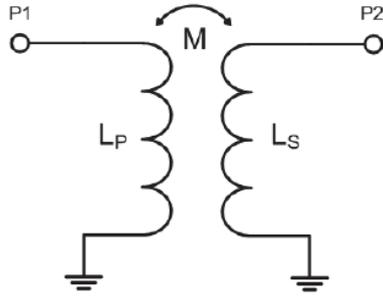
Porém a partir destes parâmetros é possível obter dados básicos do modelo do transformador, como por exemplo a indutância série, a resistência série, o fator de acoplamento os fatores de qualidade.

Para isso os parâmetros S devem ser convertidos em outros parâmetros como os parâmetros Z e Y, que têm como variáveis dependentes e independentes tensões e correntes.

É bastante usual utilizar somente duas portas para modelar um transformador, como mostra a Figura 53. Este tipo de abordagem tem a desvantagem de perder parte das características do transformador por aterrar duas das quatro portas existentes.

No entanto como é muito mais frequente o equipamento de medida com 2 portas (analisador de redes vetorial – VNA) no lugar do de 4 portas, este tipo de abordagem é frequente.

FIGURA 53 – TRANSFORMADOR COMO UMA ESTRUTURA DE DUAS PORTAS, PARA A SIMULAÇÃO E OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS.



FONTE: Silva (2021)

Com este arranjo, é possível obter os S_{11} , S_{22} , S_{21} e S_{12} e transformá-los em Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} e Z_{22} . E a partir destes parâmetros determinar as características do transformador, como na Figura 53, e a partir da matriz Z obtida, calcular os parâmetros do transformador com as equações abaixo

$$L_P = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{w} \quad (3.3)$$

$$L_S = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{w} \quad (3.4)$$

$$n_L = \frac{L_S}{L_P} \quad (3.5)$$

$$M = \frac{\text{Im}(Z_{21})}{w} \quad (3.6)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P \cdot L_S}} \quad (3.7)$$

$$Q_P = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})} \quad (3.8)$$

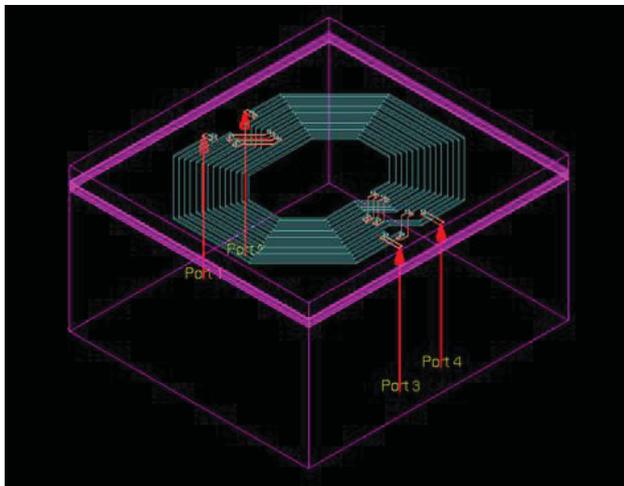
$$Q_S = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{\text{Re}(Z_{22})} \quad (3.9)$$

Normalmente são S_{11} , S_{22} , S_{21} e S_{12} os valores medidos pelo VNA de duas portas.

No entanto este tipo de análise e de medida não é tão fiel ao que foi modelado e ao que realmente ocorre, pois nem sempre os dois lados do transformador estão aterrados, o mais completo e genérico seria a medida e a simulação das 4 portas (a medida as vezes é difícil de obter pois VNAs de 4 portas ainda não são tão populares, por serem muito caros), como na Figura 54, porém, mesmo com um VNA de duas portas, pode ser feita a

conversão de parâmetros mistos (diferenciais para 4 portas) conforme está descrito em Bockelman; Eisenstadt (1995).

FIGURA 54 – TRANSFORMADOR DESENHADO NO ADS PARA A SIMULAÇÃO DE 4 PORTAS.



FONTE: O autor (2023).

De posse dos parâmetros de 4 portas pode-se determinar com mais precisão os parâmetros do modelo do transformador.

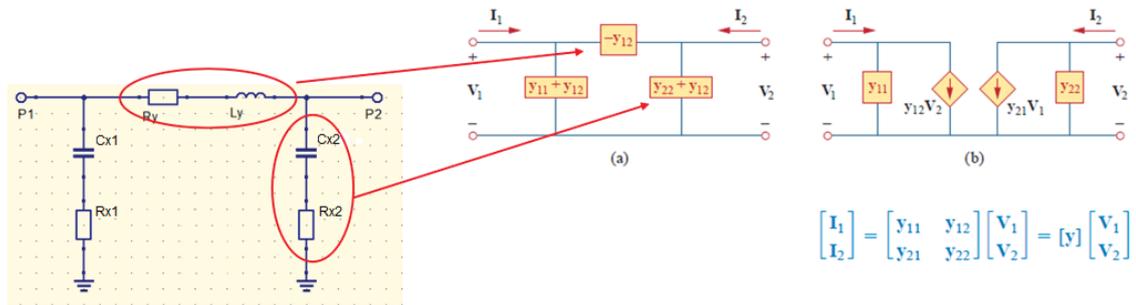
Pois se o arranjo for efetivamente simétrico, aterrar uma das portas não chega a ser um problema, no entanto não sendo simétrico, o erro pode ser considerável.

Alguns trabalhos anteriores baseados em medidas estavam limitados a 2 portas em função do equipamento de medição, no entanto neste trabalho será adotado 4 portas por ser baseado em simulação e não em medição.

Assim o modelo equivalente é π e não T. Como o que seria obtido por medidas em apenas duas portas.

A Figura 55, mostra o circuito equivalente, de um enrolamento, onde as duas portas são utilizadas na determinação dos parâmetros do modelo.

FIGURA 55 – MODELO II, OBTIDO A PARTIR DAS 4 PORTAS DE UMA INDUTÂNCIA OU UM ENROLAMENTO DE UMA TRANSFORMADOR.



FONTE: Modificada de Alexander; Sadiku (2013)

De posse dos parâmetros Y os valores de R_Y , L_Y , C_{X1} , R_{X1} , C_{X2} e R_{X2} são determinados utilizando as equações a seguir:

$$L_Y = \frac{\text{Im}(-Y_{12})}{\omega} \quad (3.10)$$

$$R_Y = \text{Re}(-Y_{12}) \quad (3.11)$$

$$Y_{P1} = Y_{11} + Y_{12} \quad (3.12)$$

$$R_{X1} = \text{Re}\left(\frac{1}{Y_{P1}}\right) \quad (3.13)$$

$$C_{X1} = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{P1}}\right)}{\omega} \quad (3.14)$$

$$Y_{P2} = Y_{22} + Y_{21} \quad (3.15)$$

$$R_{X2} = \text{Re}\left(\frac{1}{Y_{P2}}\right) \quad (3.16)$$

$$C_{X2} = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{P2}}\right)}{\omega} \quad (3.17)$$

4 DEFINIÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE

Idealmente os transformadores integrados propostos teriam sido fabricados e seus parâmetros S medidos para a faixa de frequência de interesse. No entanto como isto não foi possível por limitações de financiamento, os parâmetros S , para os quais o modelo elétrico deverá convergir, foram obtidos através de simulação eletromagnética. A validade dos resultados obtidos através de simulação, se comparados com os obtidos através de medidas, na tecnologia aqui utilizada (CMOS 130 nm) pode ser verificada no trabalho de Godinho Silva, (2017) onde diversos indutores são modelados e simulados com a ferramenta de SW ADS, da Keysight e depois tem os resultados validados e comparados com estes mesmos indutores construídos e medidos em laboratório.

Neste trabalho; os transformadores propostos são simulados na ferramenta de SW ADS.

A maior preocupação nesta etapa é termos um resultado próximo do real, ou seja, a simulação deverá ser o mais próximo do que seria o resultado medido.

Dois parâmetros são críticos na simulação por elementos finitos:

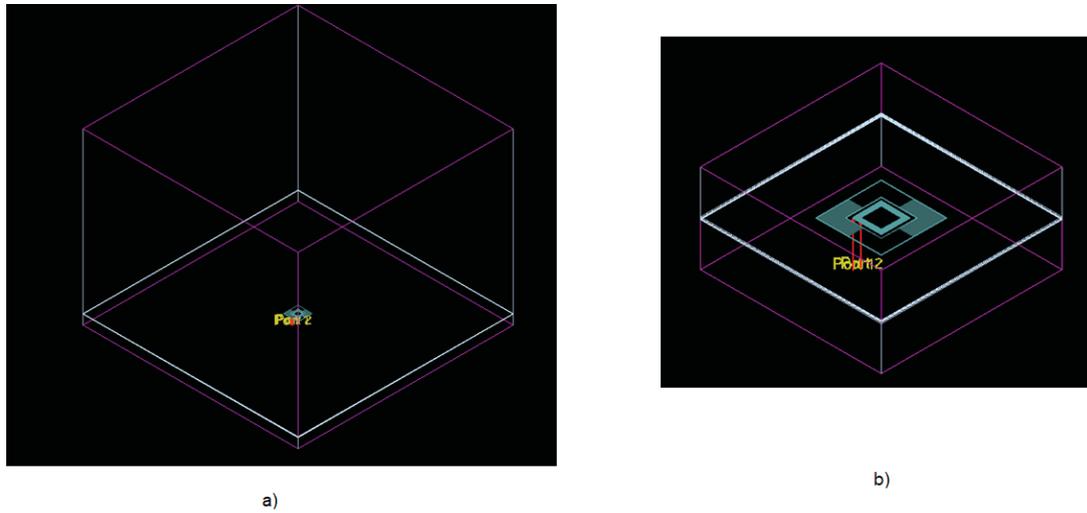
- a) O tamanho da malha – ou seja a discretização dos domínios, principalmente próximas ao condutor;
- b) O espaço computacional de simulação.

No ADS é possível deixar estes parâmetros no modo “automático” e o próprio SW se encarrega de definir a melhor malha e o tamanho do espaço computacional.

No entanto para situações particulares, como no caso dos transformadores na tecnologia CMOS de 130 nm, a espessura dos condutores, na camada mais espessa é de 4 μm e o tamanho do indutor é de quase 300 μm , ou seja, o SW não irá priorizar este tamanho na ordem de 4 μm (muito pequeno), que deverá ser definido manualmente.

Além disso, quando escolhida a solução FEM, o espaço computacional costuma ser demasiadamente grande (situação *default*) que vai consumir um volume significativo de memória. Esta afirmação pode ser vista na Figura 56 a), onde temos o espaço computacional definido pelo ADS no modo automático e depois ele reduzido na Figura 56 b) para comparação dos resultados. Estes resultados foram obtidos quando da simulação de um indutor quadrado, de tamanho 200 μm x 200 μm (W), com guarda de 100 μm , espaçada por 24 μm .

FIGURA 56 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 MM, COM GUARDA, A) ESPAÇO COMPUTACIONAL FEM AUTOMÁTICO, COMO 3,125 MM DE ESPAÇO LATERAL 5 MM DE ESPAÇO VERTICAL. (, B) DEFINIDO COMO 2XW (0,4 MM) DE ESPAÇO LATERAL E 1,5XW (0,3 MM) DE ESPAÇO VERTICAL.



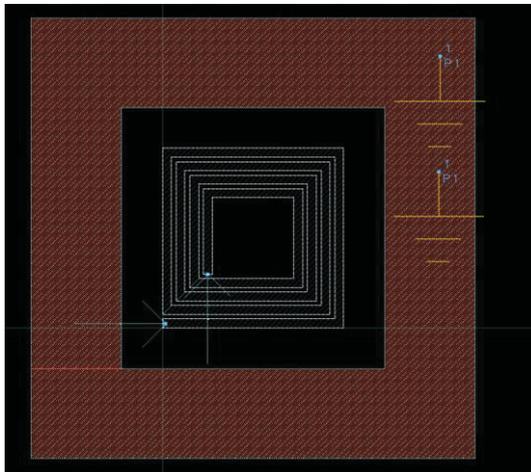
FONTE: O autor (2023)

Para definir estes ajustes de simulação, um estudo inicial baseado em indutores quadrados foi feito. Uma vez que transformadores são indutores acoplados, esta é uma forma de avaliar os modelos para os elementos que compõem o indutor, após isso basta acertar o acoplamento indutivo e capacitivo entre os dois enrolamentos.

4.1 SIMULAÇÃO DE UM INDUTOR

O indutor quadrado que foi simulado é de 200 μm x 200 μm (W), com trilhas de largura 10 μm (w), espaçamento entre trilhas de 5 μm (s) e com 4 espiras (N), utilizando o substrato com 5 camadas de metal (5AM_8hp).

FIGURA 57 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 MM, COM GUARDA.



FONTE: O autor (2023)

Também foi acrescentado uma guarda em volta do indutor de 100 μm de largura e afastada por 24 μm da borda externa da espira mais externa. Este indutor foi desenhado diretamente no *layout* do ADS, utilizando comandos inseridos manualmente, e está representado na Figura 57.

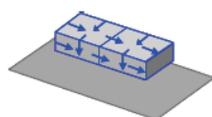
Inicialmente este indutor foi simulado utilizando o método dos momentos, e para comparação uma nova simulação com método FEM foi feita. Os resultados foram comparados e houve uma divergência devido ao espaço computacional e ao tipo de solução no modo automático do ADS. Como inicialmente o ADS define um espaço computacional muito grande, o critério de solução deve ser muito relaxado (no ADS este critério é o DS que é a mínima distância polar, entre soluções FEM, para os parâmetros S), caso contrário o sistema não consegue rodar na máquina utilizada (32 GB de RAM) e o resultado diverge do MoM. Uma vez reduzido o espaço computacional o resultado ficou próximo ao obtido com método dos momentos, no entanto o ADS no modo automático do FEM, definiu uma análise da superfície dos condutores, e não de seu interior, logo a análise dos condutores ficou prejudicada e ficou semelhante a obtida pelo MoM. O método dos momentos analisa condutores de forma aproximada, fazendo três abordagens:

- a) Uma distribuição 3D da densidade de corrente, considerando a parte de cima, de baixo e as laterais dos condutores;
- b) Uma distribuição 2D onde as correntes laterais são somente verticais;
- c) Uma distribuição superficial para todo o volume, desconsiderando a distribuição lateral.

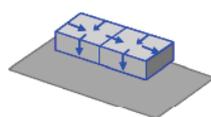
Estas abordagens podem ser vistas na Figura 58.

FIGURA 58 – TRÊS TIPOS DE DISTRIBUIÇÃO DA DENSIDADE DE CORRENTE EM CONDUTORES COM VOLUME, UTILIZADAS NO MÉTODO DOS MOMENTOS DO ADS.

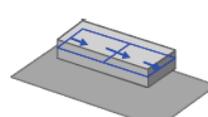
- Thick conductors can be analyzed in Momentum
- 3 Types of setting for Conductors



1. 3D Distributed
Current densities of top,
bottom and sidewall are all
considered.
Recommended Setting



2. 2D Distributed
Only vertical current is
considered at sidewall

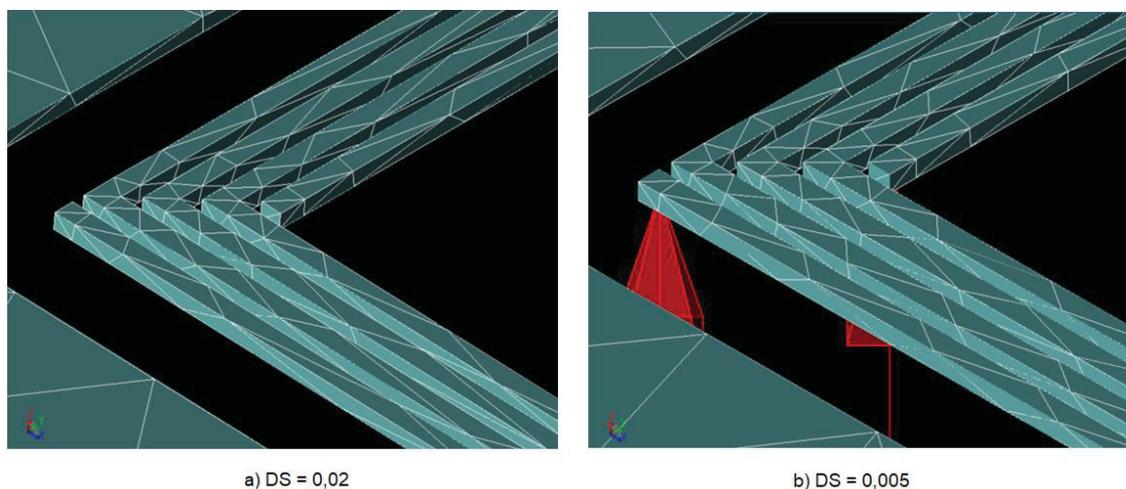


3. Sheet
Sidewall current is not considered
Used for specific conditions
• Mesh shield GND
• Slow wave GND
• Patterned GND for eddy
current reduction

Uma vez redefinida a análise dos condutores para volumétrica, na simulação FEM, com um espaço computacional como na Figura 56 b), os resultados para a simulação FEM e MoM começaram a divergir onde era esperado, ou seja, nos elementos que têm a sua característica dependente da distribuição interna de corrente, ou seja a resistência série (R_s) e a indutância série (L_s) (entre as portas 1 e 2). Estes parâmetros se manifestam de forma mais visível nos parâmetros S12 e S21, os parâmetros S11 e S22 ficam mais semelhantes aos obtidos pelo MoM.

O parâmetro que define o critério de parada na simulação FEM é o DS (DeltaS), este parâmetro irá definir a malha de simulação, para um DS de 0,02 a malha gerada é a mostrada na Figura 59 a). e para um DS de 0,005 na Figura 59 b). Nos dois casos os resultados mudaram pouco e é evidente que a malha não conseguiria descrever o efeito pelicular no condutor com esta granularidade. O método dos elementos finitos considera que o campo elétrico dentro de cada elemento é constante, e que o potencial é determinado por uma função linear.

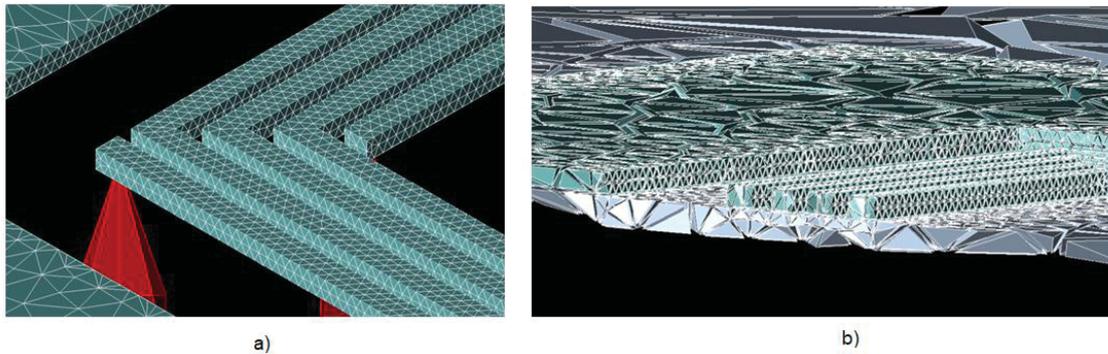
FIGURA 59 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA A) DS = 0,02 E B) DS = 0,005 – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 MM, COM GUARDA.



FONTE: O autor (2023)

Então o que foi feito é definir a malha manualmente, e na Figura 60 a) está a malha do condutor como 2 μm , na borda e 1 μm no vértice dos condutores, a malha global foi definida como 100 μm . Com esta definição a malha no dielétrico fica como na Figura 60 b), onde foi definido uma meta de malha de no máximo 100 μm , malha global.

FIGURA 60 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, A) PARA 2 MM, NA BORDA E 1 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, B) ASPECTO DOS ELEMENTOS FINITOS NO DIELETRICO E NOS CONDUTORES, CORTE – INDUTOR QUADRADO DE 200 X 200 MM, COM GUARDA.



FONTE: O autor (2023)

Os resultados dos elementos série Rs e Ls ainda estão variando a cada nova definição de malha, e o questionamento é até quando devemos refinar a malha de forma que o resultado pare de variar, ou seja, comece a convergir, como solução adequada.

Para isso, com base em simulações anteriores, como em Verastegui (2007), foi determinado qual o comprimento de onda na frequência máxima da simulação. Com base neste valor foi definido a menor malha como um décimo deste comprimento e foi definido este como objetivo da malha.

O comprimento de onda é $2\pi/\beta$, como na equação (4.1), onde os índices am se referem a camada mais externa onde está sendo avaliado o efeito pelicular.

$$\lambda_{am} = \frac{2\pi}{\beta_{am}} \quad (4.1)$$

A constante de fase β , na camada AM é a dada pela equação (4.2)

$$\beta_{am} = \frac{1}{\delta_{am}} \quad (4.2)$$

E a profundidade nominal de penetração d na camada AM por (4.3):

$$\delta_{am} = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{am}\pi f \mu_{am}}} \quad (4.3)$$

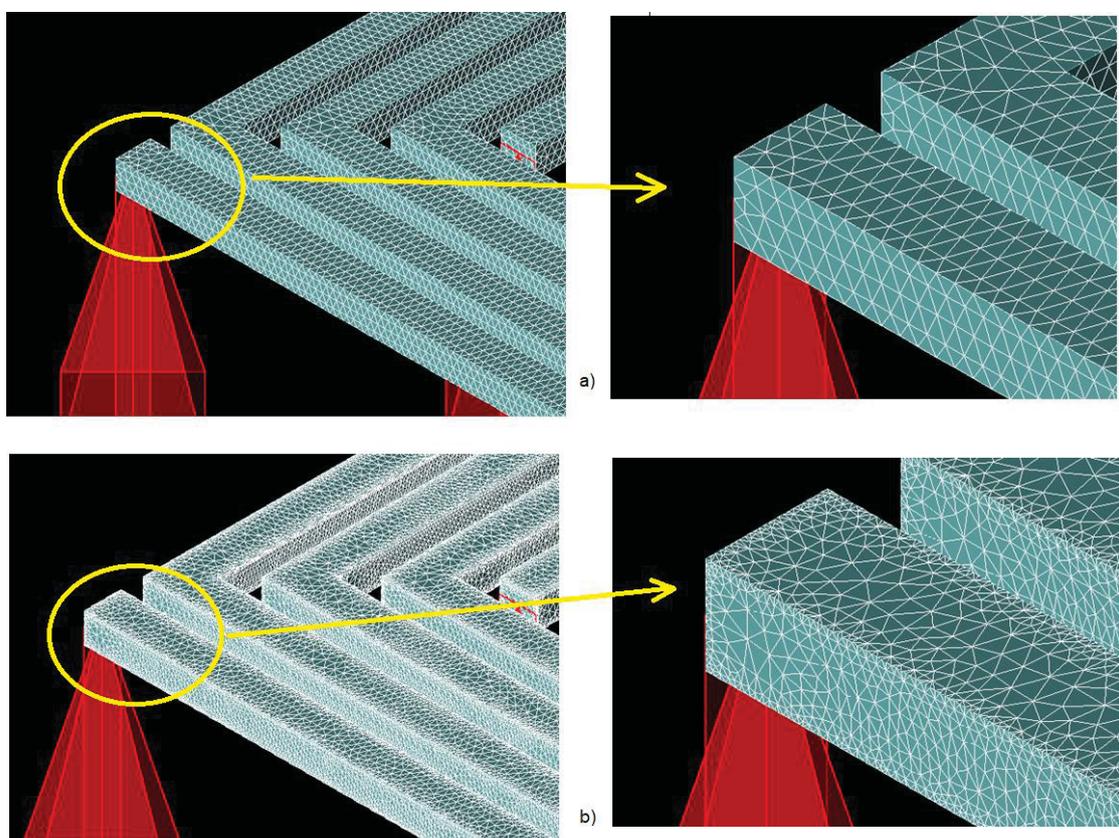
Considerando $f = 10$ GHz (maior frequência da simulação), σ_{am} (dado da tecnologia), $\mu_{am} = \mu_0$, $\lambda_{am} = \frac{2\pi}{\beta_{am}} = 5,292 \mu\text{m}$.

Logo, uma malha de $0,5 \mu\text{m}$ satisfaz a condição de $\lambda/10$.

No entanto para este indutor de $200 \times 200 \mu\text{m}$ esta simulação não é possível, em função de limitação de memória. Então foi desenhado um indutor de $100 \times 100 \mu\text{m}$, sem guarda, visando minimizar os elementos.

As simulações foram feitas para malhas de $1,0 \mu\text{m}$, $0,7 \mu\text{m}$, $0,5 \mu\text{m}$ e $0,2 \mu\text{m}$ (vértice e borda). Os resultados foram diferentes, mas sem nenhuma mudança significativa entre os valores escolhidos. Para evidenciar isso foi feita uma comparação entre o menor e o maior tamanho de malha.

FIGURA 61 – MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, A) PARA 1 MM, NA BORDA E 1 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, COM DETALHE DA MALHA, B) PARA 0,2 MM, NA BORDA E 0,2 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES, COM DETALHE DA MALHA – INDUTOR QUADRADO DE $100 \times 100 \text{MM}$, SEM GUARDA.



FONTE: O autor (2023)

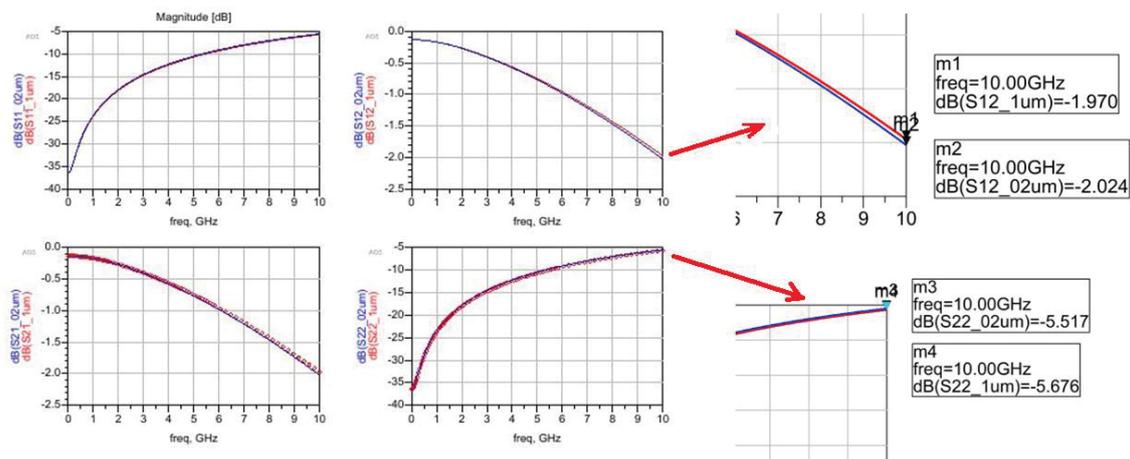
Na Figura 61 estão mostradas as malhas resultantes para os valores de $1,0 \mu\text{m}$ e $0,2 \mu\text{m}$, a título de comparação.

A malha de $0,2 \mu\text{m}$ está além do que foi inicialmente estabelecido como valor máximo, foi feito para verificar o comportamento da simulação, além deste valor inicialmente proposto.

Os resultados da simulação com malha de 1 μm e 0,2 μm ficaram próximos. Ou seja, não existe a necessidade de discretizar tanto (0,2 μm) para as dimensões de condutor envolvidas (no caso 4 μm de espessura).

Na Figura 62, estão apresentados os parâmetros S11, S12, S21 e S22 para as duas situações de malha. Em vermelho 1,0 μm e em azul 0,2 μm . A maior discrepância ocorre na faixa final de frequência, onde uma expansão é feita e a diferença é mostrada em detalhe.

FIGURA 62 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S PARA MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA 1 MM, NA BORDA E 1 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (VERMELHO), PARA 0,2 MM, NA BORDA E 0,2 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (AZUL) – INDUTOR QUADRADO DE 100 X 100 MM, SEM GUARDA.

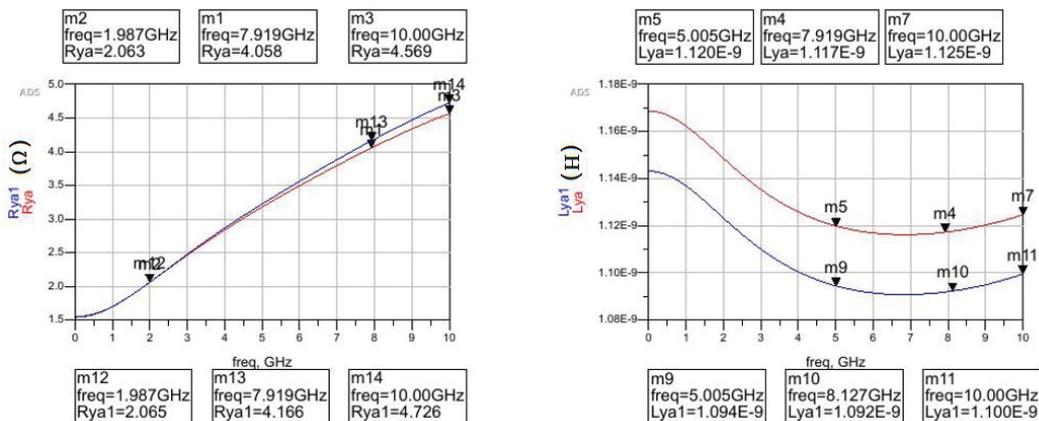


FONTE: O autor (2023)

No entanto apesar de ser muito próximo, é interessante observar também como se comportaram a resistência série e a indutância série, que são os parâmetros concentrados mais afetados pela malha volumétrica dos condutores.

Estes resultados estão mostrados na Figura 62, apesar de parecer que a diferença é significativa, principalmente para a indutância série, é interessante notar que a escala está expandida, e a diferença gira em torno de 2,3 %, logo é uma diferença bastante pequena, que é ainda menor quando comparamos malhas mais próximas.

FIGURA 63 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS RS E LS PARA MALHA DA SIMULAÇÃO FEM, PARA 1 MM, NA BORDA E 1 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (RYA E LYA) E PARA 0,2 MM, NA BORDA E 0,2 MM NO VÉRTICE DOS CONDUTORES (RYA1 E LYA1) – INDUTOR QUADRADO DE 100 X 100 MM, SEM GUARDA.



FONTE: O autor (2023)

Desta forma é perceptível que uma malha que defina ao menos 4 elementos finitos na menor dimensão, já apresenta uma resposta adequada.

É também claro que quanto mais discretizado melhor a exatidão dos resultados, mas aí é uma relação custo-benefício, e as vezes (como é o caso) se torna inviável em função de recursos computacionais disponíveis, e muitas vezes a precisão obtida já é suficientemente boa.

A resposta do SW ADS de simulação com FEM, para o efeito pelicular e de proximidade acontece de forma aceitável para 4 elementos finitos na menor dimensão (caso de 1 μm) que será o valor adotado para as demais simulações.

Simulações variando o valor do Delta S mínimo, ao invés de definir a malha manualmente também foram feitas e não se mostraram como uma melhor estratégia, pois além de não apresentar resultados tão próximas da menor malha (0,2 μm), apresentavam um tempo de simulação significativamente maior. Foi feita a simulação e os resultados foram comparados para DS até 0,0003 (com DS = 0,0001 o SW não completou por falta de recursos).

4.2 DEFINIÇÃO DOS TRANSFORMADORES QUE SERÃO MODELADOS

Existem como já citado em capítulos anteriores, diversos trabalhos publicados referentes a modelo e projeto de transformadores. As diferenças estão na faixa de frequência, na tecnologia envolvida, na topologia do transformador entre outros.

Para validar a solução foi feita uma restrição de escopo. Ou seja, serão analisados transformadores coplanares, cujas espiras estão desenhadas no mesmo nível de metal, no caso o nível mais afastado do substrato, que também é o mais espesso, tornando os indutores mais eficientes, especialmente neste trabalho em que a tecnologia escolhida só apresenta uma camada condutora mais espessa.

Além de restringir a topologia, foi restrita também a faixa de frequência, que no caso será considerada de 1 a 10 GHz.

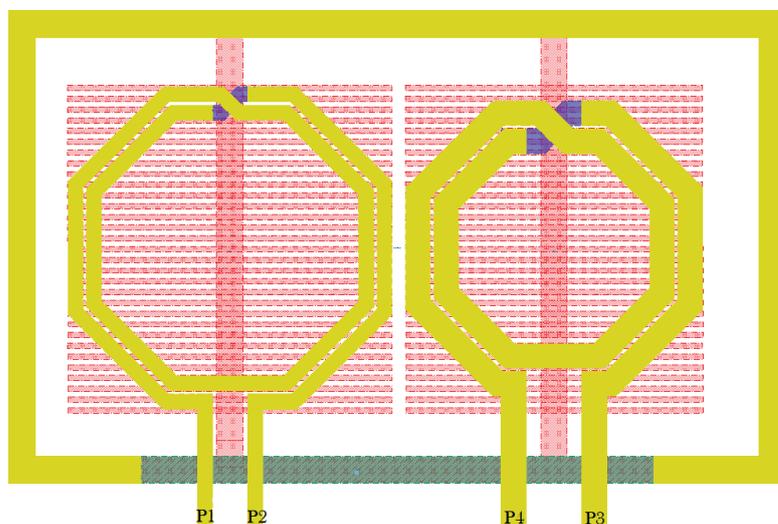
Além disso, será minimizado o efeito do substrato, através da utilização de uma malha de terra, ou blindagem, denominada PGS.

Dois transformadores foram definidos e adotados nesta definição de modelo. A escolha se deve ao fato destes mesmos transformadores já serem utilizados em trabalhos anteriores do GICS – (Grupo de concepção de circuitos e sistemas integrados, da UFPR), na tecnologia CMOS de 130 nm. (SILVA, 2021) e (MORETTI, 2021).

Os transformadores estão representados na Figura 64 (transformador A) e Figura 65 (transformador B), mostradas a seguir. O transformador A apresenta os enrolamentos na camada mais externa (e mais espessa) dispostos lado a lado, na tecnologia CMOS de 130 nm com 7 camadas condutoras (metais), anteriormente foi mencionada a mesma tecnologia com 5 camadas, somente como exemplo. O transformador B, também construído na mesma tecnologia apresenta enrolamentos, também na camada mais externa, porém um dentro do outro.

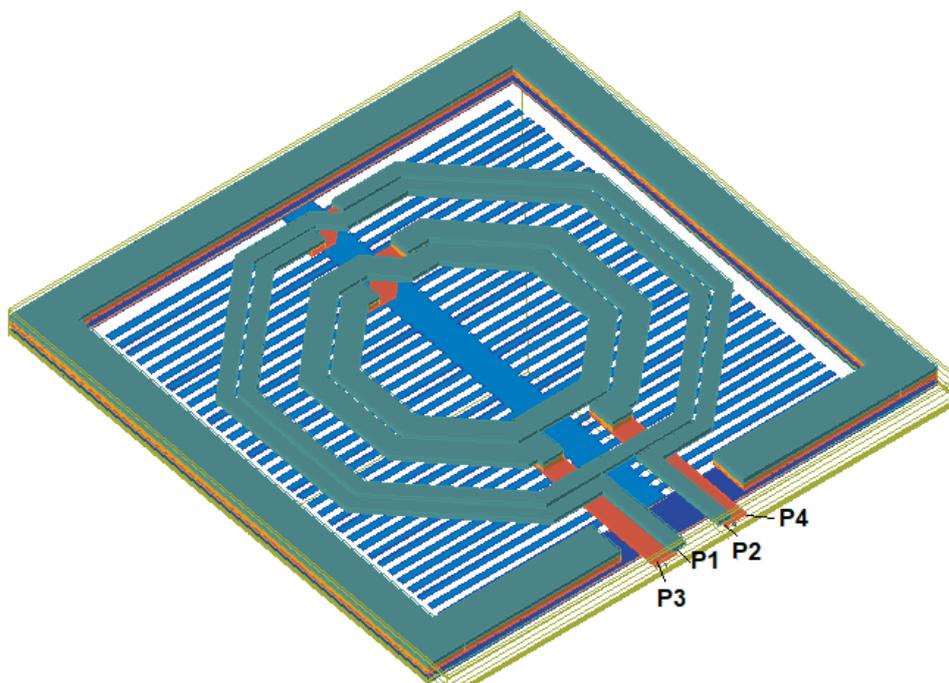
Os dois transformadores apresentam um plano de blindagem aterrado, na camada de metal logo acima do substrato, visível nas figuras.

FIGURA 64 –TRANSFORMADOR A (ENROLAMENTOS PARALELOS).



FONTE: Silva (2021)

FIGURA 65 – TRANSFORMADOR B (ENROLAMENTOS UM DENTRO DO OUTRO).



FONTE: O autor (2023).

As dimensões estão colocadas na Tabela 3.

TABELA 3 – PARÂMETROS FÍSICOS DOS TRANSFORMADORES MODELADOS.

Dimensões	Transformador A		Transformador B	
	Prim.	Sec.	Prim.	Sec.
Diâmetro externo (D)	300 μm	270 μm	315 μm	215 μm
largura da trilha (w)	14 μm	23 μm	11 μm	17 μm
separação entre espiras (s)	3 μm	2 μm	3 μm	3 μm
número de espiras (N)	2	2	2	2
separação entre enrolamentos (S)	13 μm (menor)		25 μm	
distância da guarda até espira (sg)	30/44 μm	44/52 μm	15 μm	65 μm
largura da guarda (Wg)	25 μm		30 μm	
comprimento do alimentador (lf)	124 μm	147 μm	78 μm	134,5 μm
espaço entre alimentadores (sf)	32 μm	52 μm	26 μm	56 μm

FONTE: O autor (2023).

4.3 SIMULAÇÃO DOS TRANSFORMADORES PROPOSTOS

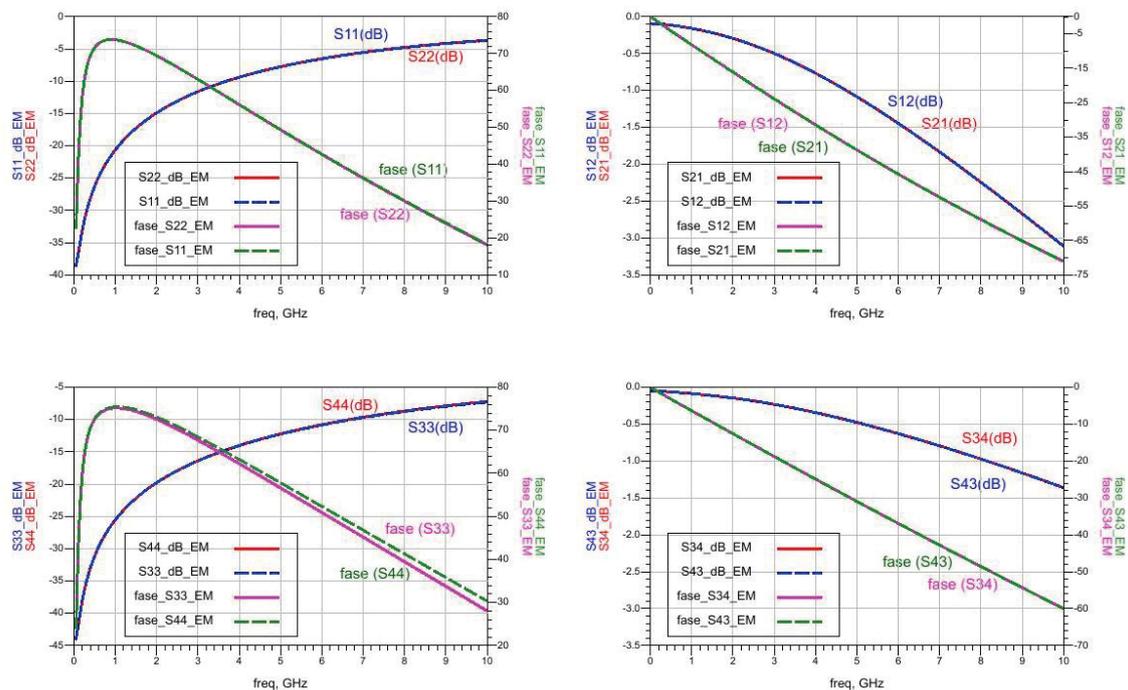
Dois parâmetros são críticos na simulação por elementos finitos:

- o tamanho da malha – que será de 1 μm nos condutores;
- o espaço computacional de simulação – que será de no mínimo $3 \cdot (Wg+sg)$ (135 μm), no caso foi feito 200 μm acima abaixo e dos lados da estrutura.

4.3.1 Simulação do transformador A

O transformador A foi simulado de acordo com os critérios definidos anteriormente. Os resultados diretos, que são os parâmetros S estão mostrados na Figura 66 com módulo em dB e fase em graus.

FIGURA 66 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR A, VALORES DE CADA ENROLAMENTO, PRIMÁRIO - S11, S22, S12 E S21, SECUNDÁRIO - S33, S44, S34 E S43 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



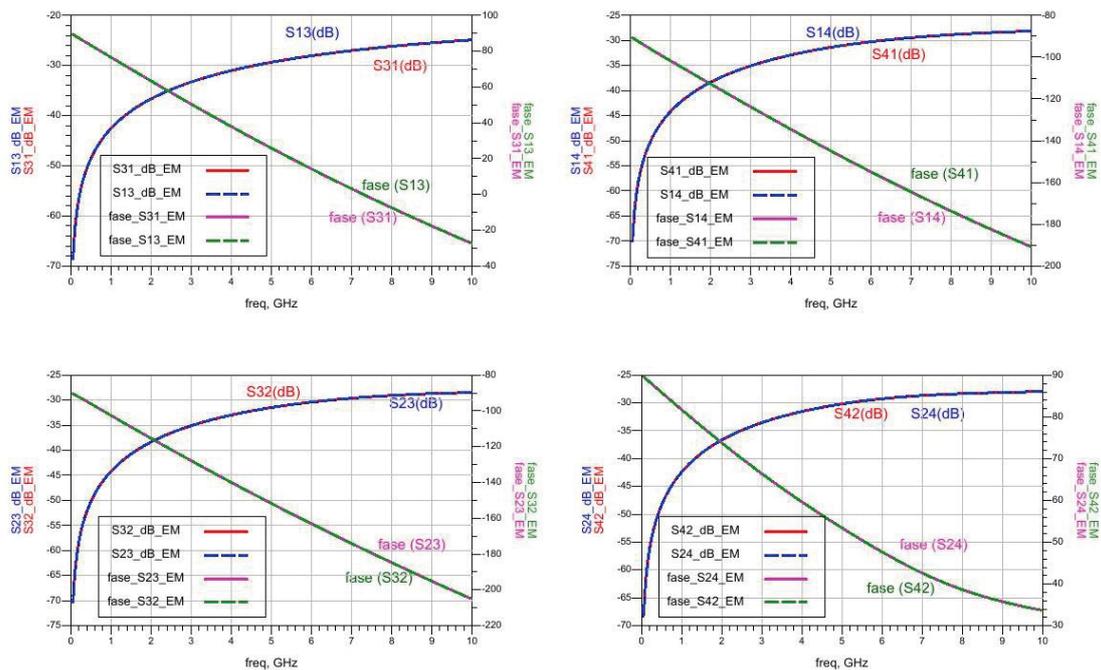
FONTE: O autor (2023).

Com base nestes resultados, quase todas os valores são simétricos, ou seja, a resposta de S11 é muito semelhante à de S22, S12 (S21 é efetivamente igual, como já mencionado), a única variação perceptível aparece na fase, entre S33 e S44. O que não é estranho pois a estrutura não é completamente simétrica, no entanto S12 e S21 são iguais

por se tratar de estrutura passiva, então sempre será mostrado somente S12. A Figura 66 mostra as grandezas de cada enrolamento, não entre as portas acopladas magneticamente.

O resultado dos parâmetros S devido à interação das portas acopladas magneticamente (e eletricamente) é mostrado na Figura 67. Nesta figura fica mais evidente a simetria devido ao acoplamento.

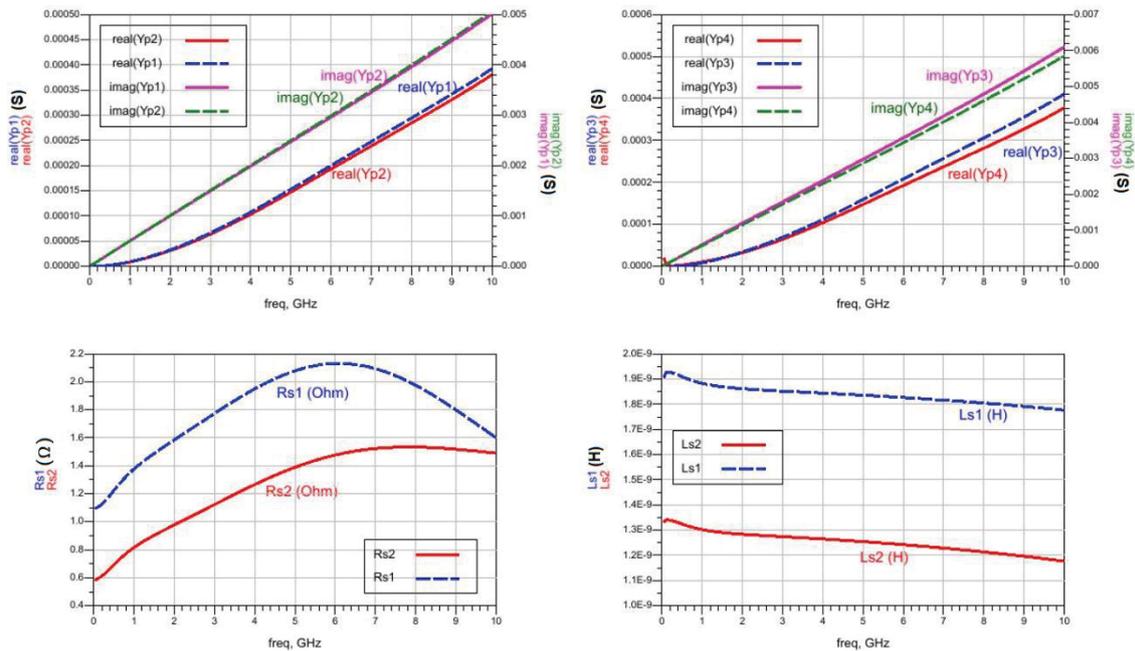
FIGURA 67 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR A, VALORES ENTRE ENROLAMENTOS, S13, S31, S14, S41, S23, S32, S24 E S42 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



FONTE: O autor (2023).

Estes resultados não correspondem a uma grandeza fisicamente observável, então foi plotada também a resistência série do primário (R_{s1}) e do secundário (R_{s2}), bem como a indutância série do primário (L_{s1}) e secundário (L_{s2}). Estes valores estão mostrados na Figura 68.

FIGURA 68 – RESISTÊNCIA SÉRIE, INDUTÂNCIA SÉRIE E ADMITÂNCIA PARALELA DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR A, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



FONTE: O autor (2023).

Estes valores, mostrados na Figura 68 correspondem aos elementos no ramo série do modelo equivalente básico, como mostrado na Figura 55, ou seja, seriam os R_y e L_y . Obtidos através das equações (3.10) e (3.11) respectivamente.

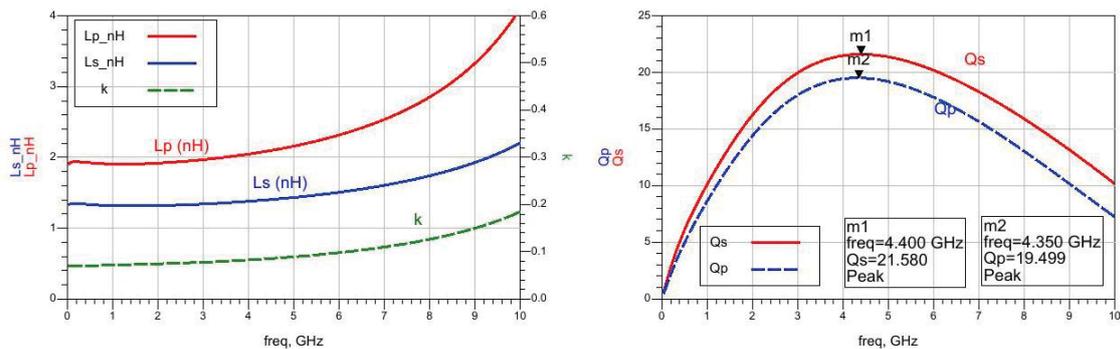
Porém para avaliar as indutâncias das portas em relação a referência e o acoplamento entre os enrolamentos, podemos utilizar os parâmetros Z, a partir do arranjo mostrado na Figura 53. Observe que neste arranjo uma das portas é aterrada e existem somente duas fontes e teremos 4 parâmetros S sendo gerados (S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22}). Esta não é a situação ideal para avaliar o transformador pois como dois terminais são aterrados boa parte do modelo acaba sendo desconsiderada, mas é uma forma muito utilizada para avaliar as indutâncias e acoplamentos entre enrolamentos diretamente, e foi aqui feita para permitir a comparação com outros trabalhos.

No entanto como o arranjo é diferente do inicialmente simulado existem duas possibilidades, ou aterrar as portas 2 e 4, aplicando fonte nas portas 1 e 3 e rodando novamente a simulação ou transformar a simulação de 4 portas em um componente, representado por um arquivo *.s4p (formato *touchstone*), TechAmerica (2009), e a partir deste elemento gerar a resposta com duas portas como representado na Figura 53.

Com isso é possível determinar as indutâncias e o acoplamento diretamente, como mostram as equações (3.7) a (3.9). Estes resultados estão mostrados na Figura 69. Esta

maneira de representar os resultados foi utilizada no trabalho de Silva (2021), que é utilizado no capítulo 5, onde os resultados são validados.

FIGURA 69 – INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO L_{PRIM} , DO SECUNDÁRIO L_{SEC} , FATOR DE ACOPLAMENTO K , FATOR DE QUALIDADE DO PRIMÁRIO (Q_{PRIM}) E SECUNDÁRIO (Q_{SEC}) DO TRANSFORMADOR A, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



FONTE: O autor (2023).

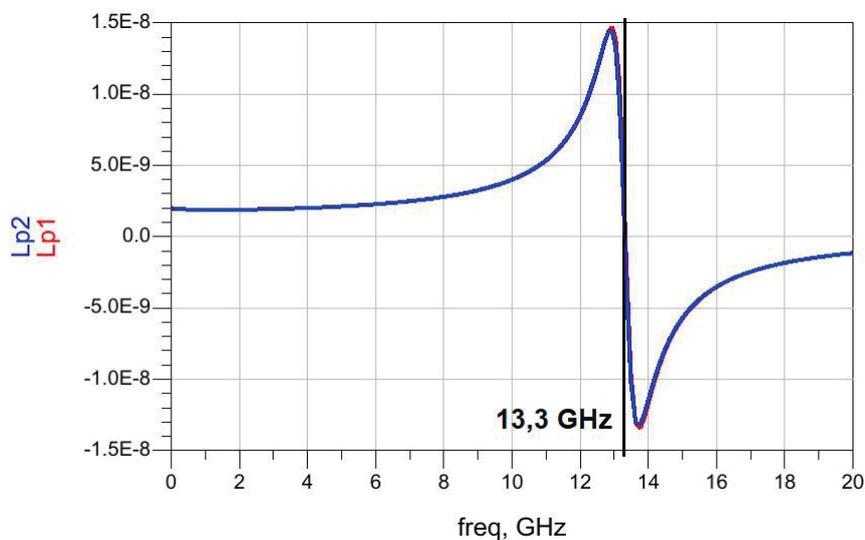
A frequência de ressonância do transformador pode ser avaliada de duas formas:

- avaliando o comportamento em cada uma das 4 portas do transformador em relação a terra, considerando as demais portas aterradas (avaliação dos parâmetros Y), como na Figura 55;
- considerando cada espira como um indutor aterrado, utilizando os parâmetros Z , como está representado na Figura 53.

A determinação da frequência de ressonância de um indutor a partir dos parâmetros Y , também é feita no trabalho de Mawuli et al. (2020) e o critério para seu valor é baseado na mudança do sinal da indutância em cada porta.

Para o primeiro enrolamento, considerando as portas 1 e 2, temos o valor de 13,3 GHz, praticamente o mesmo para as duas portas, como mostra a Figura 70.

FIGURA 70 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO COM ADS.

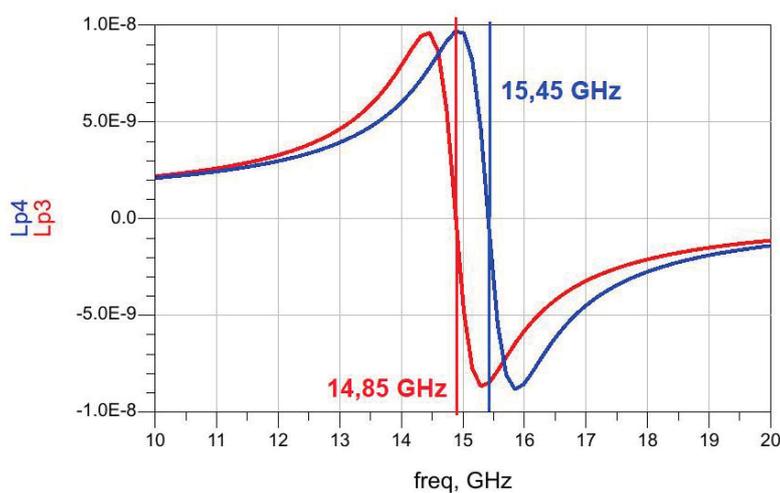


FONTE: O autor (2023).

Para as portas 3 e 4 do segundo enrolamento, houve uma diferença maior na frequência de ressonância, e está de acordo com o efeito de guarda mais pronunciado na porta 3 que na porta 4 (devida à proximidade).

Os valores encontrados são 14,85 GHz para a porta 3 e 15,45 GHz para a porta 4, como mostra a Figura 71.

FIGURA 71 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO COM ADS.



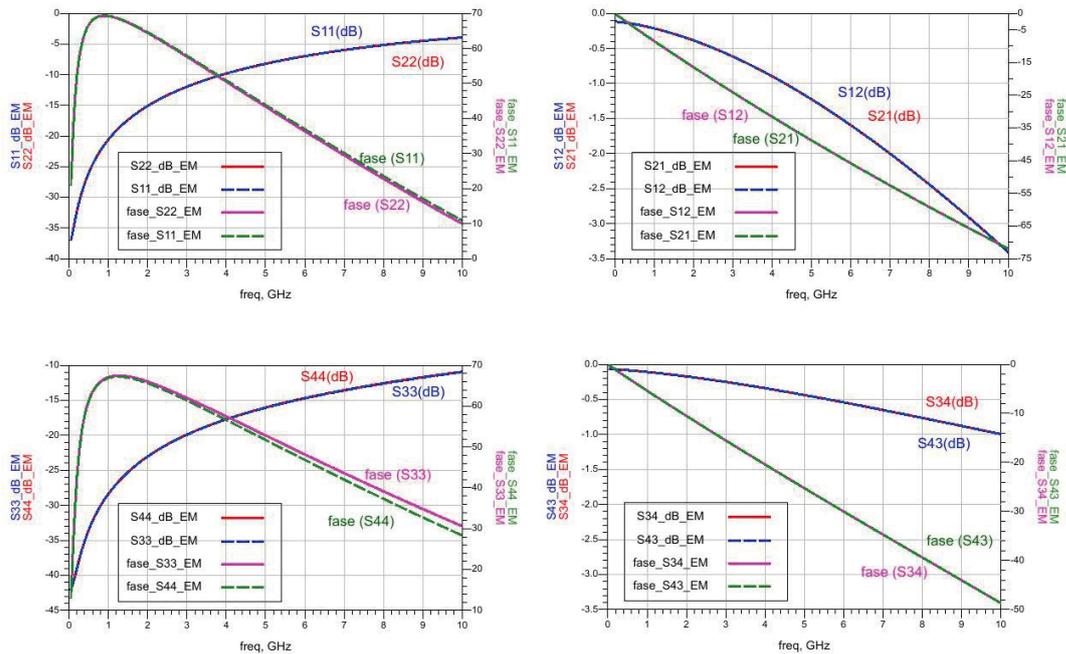
FONTE: O autor (2023).

4.3.2 Simulação do transformador B

Da mesma forma e os resultados diretos, que são os parâmetros S do transformador B estão mostrados na

Figura 72 com módulo em dB e fase em graus.

FIGURA 72 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR B, VALORES DE CADA ENROLAMENTO, PRIMÁRIO - S11, S22, S12 E S21, SECUNDÁRIO - S33, S44, S34 E S43 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.

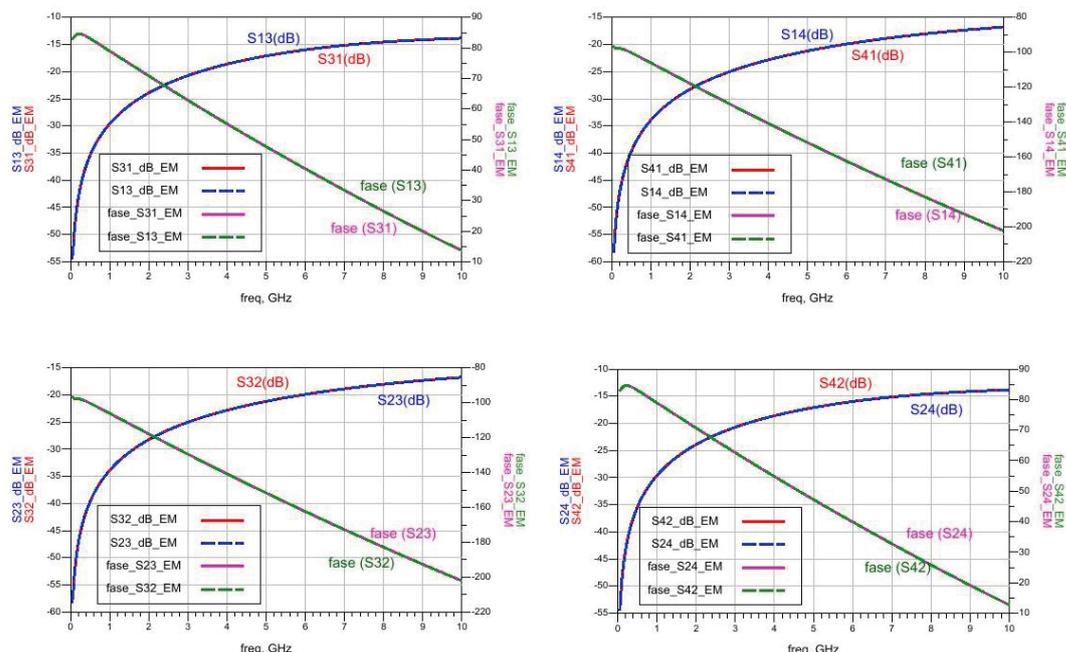


FONTE: O autor (2023).

De forma semelhante ao que aconteceu no transformador A, os parâmetros são simétricos e aparece uma pequena discrepância na fase de S11 com relação a S22, e S33 e S44, tal como no transformador A.

O resultado dos parâmetros S devido à interação das portas acopladas magneticamente (e eletricamente) é mostrado na Figura 73. Nesta figura fica mais evidente a simetria devido ao acoplamento.

FIGURA 73 – PARÂMETROS S DO TRANSFORMADOR B, VALORES ENTRE ENROLAMENTOS, S13, S31, S14, S41, S23, S32, S24 E S42 SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



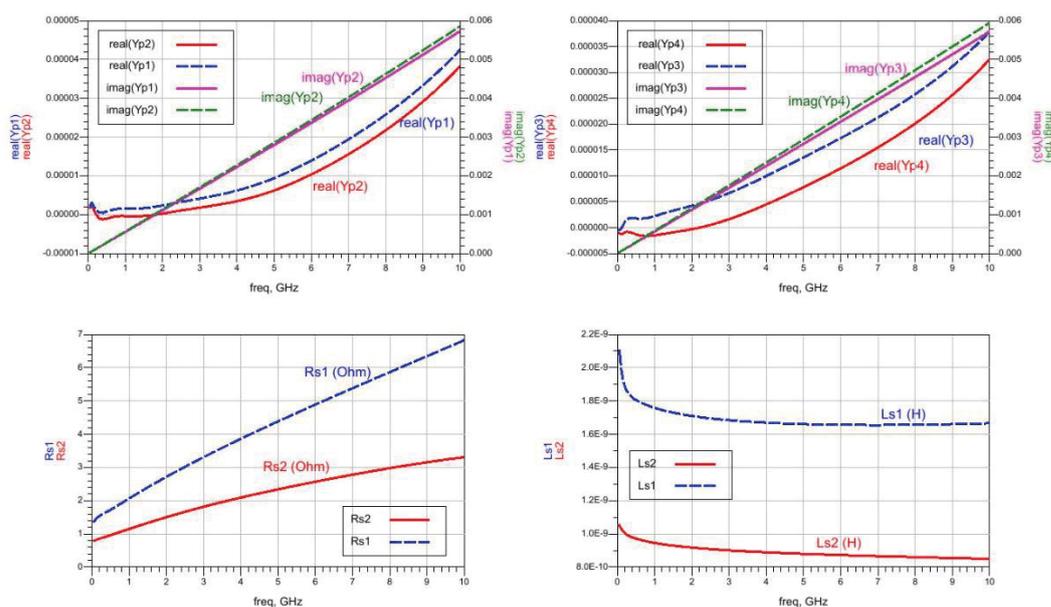
FONTE: O autor (2023).

Nesta situação tal como no transformador A, todos os parâmetros são simétricos.

Aqui mais uma vez, são plotadas a resistência série do primário (R_{s1}) e do secundário (R_{s2}), bem como a indutância série do primário (L_{s1}) e secundário (L_{s2}).

Estes valores estão mostrados na Figura 74.

FIGURA 74 – RESISTÊNCIA SÉRIE, INDUTÂNCIA SÉRIE E ADMITÂNCIA PARALELA DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR B, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.

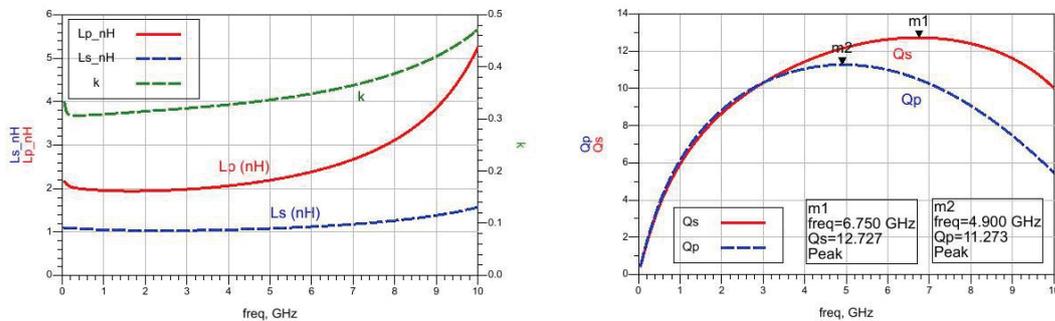


FONTE: O autor (2023).

Estes valores, mostrados na Figura 74 correspondem aos elementos no ramo série do modelo equivalente básico, como mostrado na Figura 55, ou seja, seriam os R_y e L_y .

Porém para avaliar as indutâncias das portas em relação a referência e o acoplamento entre os enrolamentos, podemos utilizar os parâmetros Z , a partir do arranjo mostrado na Figura 53, de forma que é possível determinar as indutâncias e o acoplamento diretamente, como mostram as equações (3.7) a (3.9). Estes resultados estão mostrados na Figura 75.

FIGURA 75 – INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO L_{PRIM} , DO SECUNDÁRIO L_{SEC} , FATOR DE ACOPLAMENTO K , FATOR DE QUALIDADE DO PRIMÁRIO (Q_{PRIM}) E SECUNDÁRIO (Q_{SEC}) DO TRANSFORMADOR B, SIMULADOS COM FEM PELO ADS.



FONTE: O autor (2023).

4.4 VALIDAÇÃO DOS MODELOS ESCOLHIDOS – OTIMIZAÇÃO

Uma vez obtidos os parâmetros com o qual o modelo elétrico será confrontado é necessário definir qual modelo elétrico equivalente será adotado.

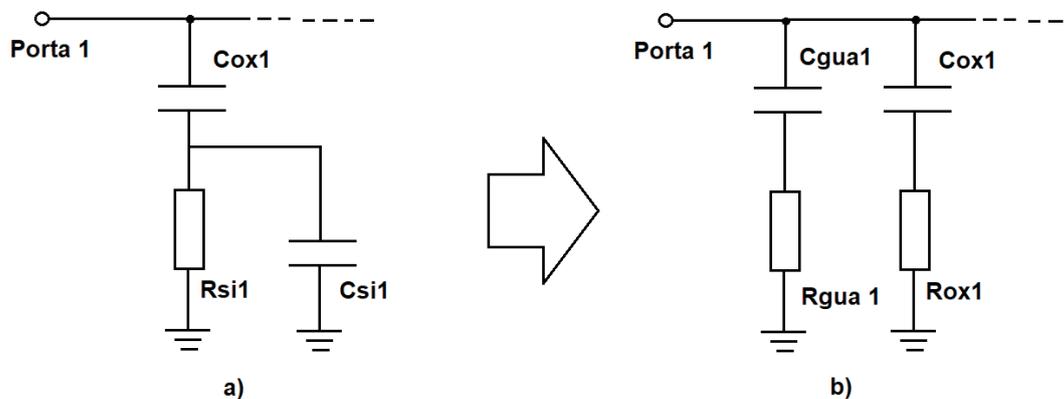
Existe quase que um consenso nos trabalhos estudados que o modelo elétrico equivalente básico de um indutor é como mostrado na Figura 10, onde os ramos entre as portas 1 e 2 apresenta R_s e L_s em série e uma capacitância em paralelo. Da porta 1 para a referência ou terra, temos um capacitor do dielétrico C_{ox} em série com um arranjo paralelo de um capacitor C_{si} e uma resistência R_{si} , formando a capacitância e a resistência de perdas do substrato. No entanto, diversos trabalhos, como Habbachi et al. (2018), Passos et al. (2013) e Yue et al. (1996) adotam somente um circuito π , como na Figura 10, e outros como Han et al. (2015), Cao et al. (2003) e Leite et al. (2012) um circuito duplo π , como na Figura 50. Independentemente da opção por um circuito π ou duplo π , os circuitos apresentam o mesmo arranjo para os elementos que ficam entre as portas e a referência, o que difere é a representação do comportamento dos elementos entre as portas (R_s e L_s) e a forma da interação com o substrato.

Neste trabalho os transformadores que estão sendo modelados apresentam uma blindagem entre as espiras e o substrato então a interação do substrato será muito reduzida, e no lugar de termos $C_{ox} + (C_{si} \parallel R_{si})$ teremos somente $C_{ox} + R_{ox}$, sendo este último a perda série devido ao retorno de corrente.

Na Figura 76 aparece o circuito entre a porta e a referência (no caso mostrando somente a porta 1) quando existe uma forte interação com o substrato a) e quando temos a blindagem mais o efeito da guarda b).

Este arranjo mostrado na Figura 76 b) será o adotado no modelo.

FIGURA 76 – REPRESENTAÇÃO DOS ELEMENTOS ENTRE A PORTA 1 E A REFERÊNCIA, A) CONSIDERANDO SUBSTRATO, B) SEM SUBSTRATO E CONSIDERANDO A GUARDA.



FONTE: O autor (2023).

Como existem diversos modelos equivalentes para o ramo série (R_s e C_s), foram testados cinco arranjos distintos:

- 1 quando o efeito pelicular e de proximidade é emulado por indutores e capacitores em formato de uma escada, circuito mostrado na Figura 49, trabalhos de Sathyasree et al. (2019) e Chuan Wang et al. (2009) entre outros;
- 2 o efeito pelicular e de proximidade é emulado por indutores e resistores com acoplamento magnético, como mostrado na Figura 50, visto no trabalho de Cao et al. (2003);
- 3 quando temos uma escada simples para representar o efeito pelicular e de proximidade, muito semelhante ao mostrado na Figura 49, porém somente utiliza metade da escada, como visto em Han et al. (2015);

- 4 quando temos a R_s e L_s associado em série com um resistor e indutor em paralelo, visando alterar as características em função da frequência, como em Salimy et al. (2009) ou muito semelhante como em Yao et al. (2014);
- 5 os valores de R_s e L_s são mantidos constantes no circuito, com valores modificados entre CC e máxima frequência, para representar proximidade e efeito pelicular, como nos artigos de Long (2000) e Fino (2016).

Estas 5 diferentes abordagens foram ensaiadas em circuitos π e duplo π , totalizando 5 circuitos equivalentes diferentes para o transformador A e 3 para o transformador B.

Nestes casos estão sendo emulados os indutores. Para termos o circuito elétrico equivalente dos transformadores, capacitores entre os enrolamentos foram adicionados e acoplamentos magnéticos entre os indutores série L_s dos dois enrolamentos foram considerados.

Para verificar qual circuito equivalente melhor descreve o transformador, cada um dos 8 circuitos foi testado contra os parâmetros S já obtidos através de simulação.

Um cálculo inicial foi feito de cada um dos elementos (conforme descrito na seção 4.4.2) e posteriormente o circuito foi otimizado, utilizando a ferramenta de otimização existente no ADS.

Foi utilizado o ADS por ser a ferramenta adotada neste trabalho, porém a otimização pode ser implementada em qualquer ferramenta que execute este trabalho, como o aplicativo ASCO (RAMOS, 2022), que roda com QUCS e Spice.

4.4.1 Otimização no ADS

Otimizar um sistema consiste em a partir de valores pré-definidos, alterar estes valores buscando um objetivo, que pode ser exato ou dentro de limites. A diferença entre o resultado obtido com os valores propostos, após cada iteração do método de otimização e o valor desejado (objetivo), é a determinação do erro. O cálculo desta diferença é denominado função erro (EF).

Uma vez determinado o erro, a forma que as variáveis pré-definidas serão alteradas para chegar ao objetivo é o mecanismo de busca e o novo valor fornecido para cada variável define o mecanismo de otimização.

Os métodos de otimização existentes no ADS são:

- Randômico;
- Gradiente
- Randômico Mínimo/ Máximo;
- Gradiente Mínimo/ Máximo;
- Quase Newton
- *Least Pth*;
- Mínimo/Máximo;
- Híbrido;
- Discreto
- Genético
- *Annealing* – Puro, Corana L1, Corana L2 (recozimento)
- Monte Carlo

Todos estes métodos foram testados, obviamente os que podem ser utilizados, por exemplo o Discreto e de Monte Carlo não se aplicam. O primeiro por se tratar de um método que utiliza valores discretos e não contínuos como é o caso aqui, e o segundo por se tratar de um método utilizado para avaliar resultados com variações completamente aleatórias de dados, não buscando um ponto de convergência.

Os que melhor responderam, em termos de tempo de convergência e convergir para os limites impostos para a solução foram os métodos randômico e gradiente.

O otimizador randômico usa o método de busca randômico para determinar os novos parâmetros utilizando um gerador randômico e escolhendo um valor em uma faixa de valores. Ele inicia o processo a partir de um grupo de valores para um erro conhecido e perturbando estes valores e reavaliando a função erro. Então a função erro é reavaliada invertendo o sinal algébrico de cada incremento. Estes dois valores com sinal positivo e negativo são comparados com os valores iniciais, se estes valores provocam um erro menor que o anterior, passam a ser os valores iniciais para a próxima iteração. Se não produzirem um erro menor, os valores iniciais é que são o ponto de partida para a próxima avaliação. Como é utilizado um gerador randômico, os incrementos serão sempre diferentes, KEYSIGHT (2023).

O otimizador randômico usa a avaliação de erro baseado nos mínimos quadrados (*Least-Squares - LS*), para minimizar o peso de cada resposta, e o valor zero indica que todos os objetivos foram atingidos. O otimizador randômico garante pelo menos um mínimo local e apresenta uma boa chance de encontrar o mínimo global. O otimizador

randômico é possivelmente o melhor otimizador para os seguintes casos, quando é considerado o menor erro médio na otimização:

- quando existem variáveis contínuas e discretas no projeto;
- o número de variáveis de simulação é grande (o esforço para cada interação é independente do número de variáveis a serem otimizadas).

Keysight (2023)

O método randômico também foi utilizado em um trabalho bem semelhante ao aqui feito, no artigo de Hou et al. (2016).

Muitos exemplos de aplicação da própria Keysight indicam o uso do método dos gradientes para otimizar circuitos básicos.

Este método utiliza como ferramenta de busca (para escolher quais variáveis alterar) o método dos gradientes para definir os novos parâmetros utilizando como informação o gradiente do erro da rede. O gradiente da função erro é avaliado de forma a dirigir a direção da redução do erro. Para cada iteração a função erro e o seu gradiente são calculados a partir do ponto inicial. Então os grupos de variáveis a serem otimizadas é ajustada de forma a reduzir o erro. Uma única iteração normalmente envolve várias funções e cálculos (levando mais tempo), no entanto uma única iteração caminha bem mais do que no processo randômico.

O método do gradiente avalia a convergência pelo erro avaliado segundo a função dos mínimos quadrados para avaliar a violação ponderada dos objetivos definidos, assim o valor da função erro indica a violação ponderada de uma desejada resposta e o valor zero indica que todos os objetivos desejados foram atingidos. O método do gradiente garante a obtenção de um mínimo local. O projeto otimizado com este otimizador apresenta a menor sensibilidade (e a maior estabilidade) para pequenas variações de valores.

O método do gradiente é o melhor otimizador para circuitos simples, com requisitos definidos diretamente: isto é, a grande quantidade de funções avaliadas não irá tornar a otimização significativamente mais lenta, mas o otimizador convergirá mais rapidamente KEYSIGHT (2023).

Durante a otimização foi observado que tentar otimizar diretamente para os parâmetros S, não era a solução mais eficaz, pois às vezes o sistema otimizava, porém os valores dos elementos elétricos equivalentes não eram adequados, ou seja, apesar de haver uma convergência para os valores de S, os valores dos elementos concentrados que

compõem o modelo elétrico equivalente, eram bem diferentes dos esperados. E isto é possível devido ao fato que uma composição de elementos diferentes pode dar o mesmo resultado em termos de reflexão e transmissão, então o foco da otimização deixou de ser feito em cima dos parâmetros S e passou a ser feito para os elementos concentrados do modelo, como Rs, Ls, obtidos a partir dos parâmetros S.

Como está ilustrado na Figura 77 a) cálculo dos elementos concentrados, Rs, Ls, admitância paralela Yp (1 – primário, 2- secundário, m – modelo elétrico, s – transformador simulado com FEM). Os resultados são comparados e o circuito elétrico que está sendo otimizado tem os valores dos componentes alterados pela ferramenta para que, por exemplo, na Figura 77 b), os Rs1 do modelo estejam com uma diferença de 0,1 dB para os Rs1 obtidos do transformador simulado (parâmetro de comparação). Estes valores devem ficar dentro deste limite de + 0,05 dB e – 0,05 dB de 1 a 9 GHz, como definido na Figura 77 c).

FIGURA 77 – A) DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS QUE SERÃO OTIMIZADOS, B) DEFINIÇÃO DOS OBJETIVOS, C) LIMITE PARA A CONVERGÊNCIA DA OTIMIZAÇÃO.

a)

```

MeasEqn
Meas1
Y=stoy(S)
Yp1_m=Y(1,1)+Y(1,2)
Yp1_s=Y(5,5)+Y(5,6)
omega=2*pi*freq
Rs1_m=real(-1/Y(1,2))
Rs1_s=real(-1/Y(5,6))
Ls1_m=imag(-1/Y(1,2))/omega
Ls1_s=imag(-1/Y(5,6))/omega

MeasEqn
Meas2
Yp2_m=Y(3,3)+Y(3,4)
Yp2_s=Y(7,7)+Y(7,8)
Rs2_m=real(-1/Y(3,4))
Rs2_s=real(-1/Y(7,8))
Ls2_m=imag(-1/Y(3,4))/omega
Ls2_s=imag(-1/Y(7,8))/omega

```

b)

GOAL

Goal
OptimGoal18
Expr="dB(Rs1_m)-dB(Rs1_s)"
SimInstanceName="SP1"
Weight=1

GOAL

Goal
OptimGoal19
Expr="dB(Ls1_m)-dB(Ls1_s)"
SimInstanceName="SP1"
Weight=1

c)

Expression: dB(Rs1_m)-dB(Rs1_s) Help on Expressions

Analysis: SP1

Weight: 1

Sweep variables: freq freq time Edit...

Limit lines							
Name	Type	Min	Max	Weight	freq min	freq max	
1	limit1	Inside	-0.05	0.05	1	1 GHz	9 GHz

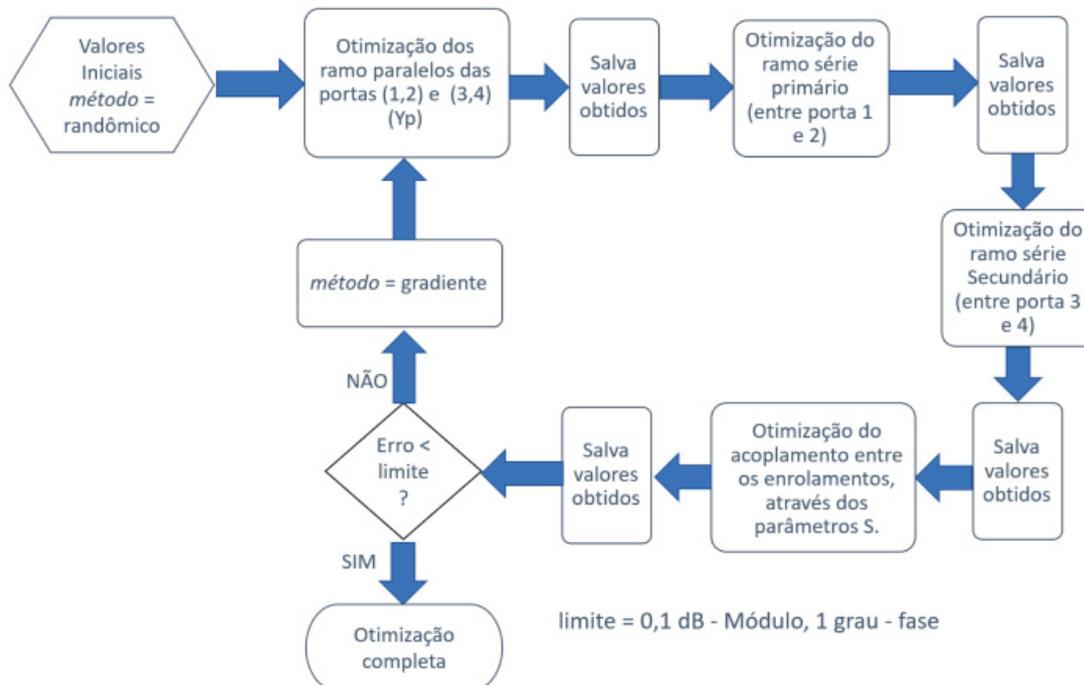
FONTE: O autor (2023).

A otimização dos elementos de acoplamento, foi feita com base nos valores de S entre os enrolamentos, ou seja, S13, S14, S23, S24, otimizando módulo em dB e fase em graus para uma tolerância (limite) 0,1 dB para módulo e de 1 grau para a fase, como está mostrado na Figura 78.

O fluxograma proposto combina a otimização randômica e por gradiente em duas etapas, como mostrado na Figura 78, o método inicial é o randômico, depois, caso não

ocorra a convergência para os limites estabelecidos, o método é alterado para o do gradiente e um novo ciclo é feito.

FIGURA 78 – FLUXOGRAMA DE OTIMIZAÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR.



FONTE: O autor (2023)

Como a otimização é um método heurístico, ela se baseia nos valores iniciais, e a partir destes aplica o método de busca (no caso randômico ou do gradiente), sempre testando os resultados obtidos. Os valores iniciais são, portanto, muito importantes, devendo estarem próximos dos valores reais. Para isso eles devem ser definidos a priori, antes de iniciar o processo de otimização. Os valores não necessitam ser exatos, mas pelo menos devem ter uma ordem de grandeza aproximada, caso contrário o otimizador pode ficar preso em um mínimo local e não no mínimo global, que é a solução do problema.

4.4.2 Definição dos valores iniciais para a otimização.

Os valores iniciais para o otimizador irão diferir nos circuitos que serão otimizados somente no ramo entre as portas. Também denominado ramo série que dá origem a R_y e L_y , como na Figura 55. Para os elementos no ramo paralelo (elementos entre as portas e a referência) estes serão os mesmos, já que todos os circuitos propostos apresentam o mesmo arranjo neste ramo (R_x e C_x na Figura 55). Isto para cada um dos transformadores, iniciando pelo transformador A.

4.4.2.1 Valores iniciais paralelo – devido ao dielétrico e a guarda do transformador A

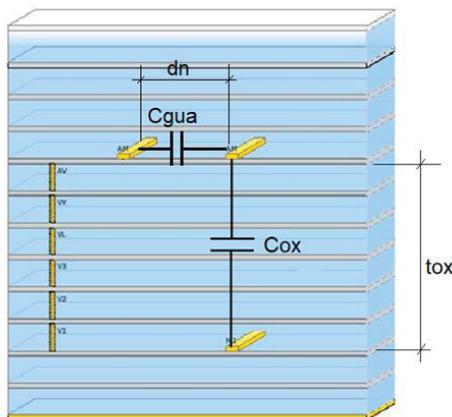
As admitâncias das portas são compostas pela capacitância e resistência de guarda e da capacitância e resistência devido ao dielétrico, estes valores definem Y_p de cada porta.

Nos trabalhos de El-Sayed A.; M.Hasaneen (2007), Huo et al. (2006), Rotella et al. (2006) e outros, a capacitância devido ao dielétrico, C_{ox} , é determinada com base no capacitor de placas paralelas considerando o dielétrico efetivo, ou equivalente ϵ_{eq} , entre a trilha do indutor e o plano de terra na última camada de metal acima do substrato. Como se trata de um plano de terra, o capacitor é calculado pelo método das imagens e o valor total é duas vezes o capacitor de placas paralelas. Com a área dada pelo produto da largura da trilha e seu comprimento, e o espaçamento entre as placas é a distância entre o metal onde estão as trilhas e o plano de terra (t_{ox}). Este plano de terra é a blindagem desenhada na camada M1, Figura 79.

As perdas resistivas são determinadas com base na dissipação no metal onde estão as trilhas e o plano de terra, considerando efeito pelicular, para a frequência média ($f = f_{med}$). Esta abordagem de cálculo está sendo proposta neste trabalho.

Na Figura 79 estão representadas as camadas de metal na tecnologia em uso, onde as espiras são desenhadas na camada mais externa (AM) e a blindagem está na camada de metal logo acima do substrato, logo é entre estas camadas que está a capacitância devido ao dielétrico.

FIGURA 79 – REPRESENTAÇÃO DA COX, TOX, CGUA E DN NA TECNOLOGIA ESCOLHIDA PARA OS TRANSFORMADORES.



FONTE: O autor (2023).

Então os valores iniciais para os valores Cox e Rox do modelo a ser otimizado são determinados com as seguintes equações:

$$\epsilon_{eq} = \left[\sqrt{\epsilon_2} + \frac{t_1}{t_2 + t_1} \cdot (\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}) \right]^2 \quad (4.4)$$

$$C_{ox} = w \cdot l \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (4.5)$$

$$\delta_{shield} = \sqrt{\frac{\rho_{shield}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}} = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{shield} \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f}} \quad (4.6)$$

$$\delta_{am} = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{am} \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_{am}}} \quad (4.7)$$

$$R_{ox} = \frac{\rho_{shield} \cdot l}{\delta_{shield} \cdot W} + \frac{\rho_{am} \cdot l}{\delta_{am} \cdot W} \quad (4.8)$$

onde ϵ_{eq} é a permissividade elétrica equivalente, uma vez que existem diversas camadas de óxido, existirá um valor equivalente a estas diversas camadas.

Com estes valores e com os dados físicos do transformador, Tabela 3, determinamos os valores que estão mostrados na Tabela 4.

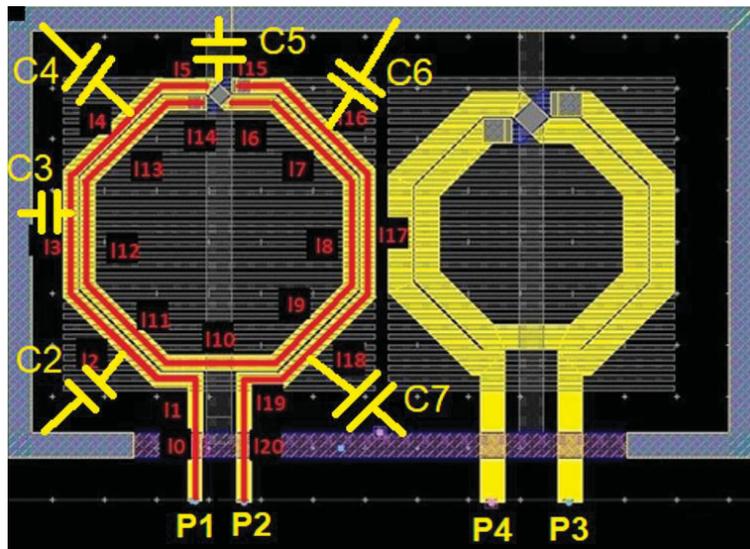
A capacitância entre as trilhas e a guarda geralmente não é mencionada no modelo de indutores e transformadores, no entanto ela existe e se deve à interação entre o anel de guarda que é aterrado e as trilhas mais externas do transformador.

Aqui também a capacitância é determinada com base no capacitor de placas paralelas considerando o dielétrico efetivo entre a trilha do indutor e a guarda. A distância entre os elementos será o espaçamento entre a trilha e a guarda e área será o comprimento vezes a espessura da trilha.

As perdas são dadas pela dissipação no metal onde estão as trilhas e a guarda será feita de modo análogo ao da capacitância de óxido, também para a frequência de meio de faixa.

A capacitância de guarda também está representada na Figura 79, e o valor desta capacitância é a soma das capacitâncias entre a parte mais externa dos enrolamentos e a guarda, como representado na Figura 80, considerando somente as capacitâncias de um enrolamento. A capacitância de guarda referente a porta 1 será a soma de C2, C3, C4 e C5/2, para a porta 2 será C5/2 + C6 + C7.

FIGURA 80 – REPRESENTAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS QUE COMPÕE A CAPACITÂNCIA DE GUARDA PARA O TRANSFORMADOR A.



FONTE: O autor (2023).

O cálculo de C_n (onde n assume os valores 2, 3, 4 ...) é dado pela fórmula abaixo:

$$C_n = tam. \ln. \frac{\epsilon_{eq}}{d_n} \quad (4.9)$$

onde tam é a espessura da camada AM, l_n é o comprimento do segmento n , como na Figura 80, d_n é o espaçamento entre a guarda e o segmento em questão. A ϵ_{eq} é calculada de forma análoga a da capacitância de óxido equação (4.4), considerando as camadas envolvidas.

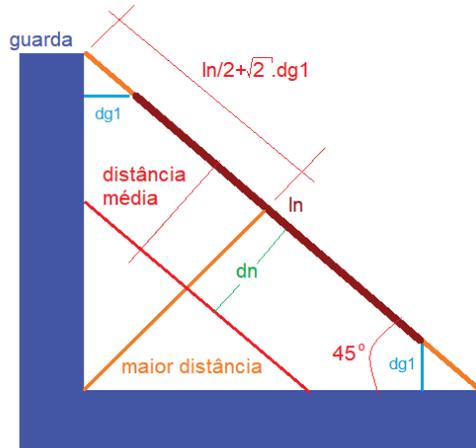
O cálculo da resistência de perdas associada a capacitância de guarda é feito utilizando uma resistência na camada AM, como na equação a seguir:

$$R_{gua} = \frac{\rho_{AM} \cdot l_m}{\delta_{AM} \cdot w} \quad (4.10)$$

onde l_m é a distância do segmento mais distante, para a porta 1, $l_m = l_0 + l_1 + l_2 + l_3 + l_4 + l_5$, w é a espessura da trilha.

Para os segmentos inclinados a capacitância foi aproximada para uma de placas paralelas equivalente, considerando uma distância média, como mostrado na Figura 81, com a distância média calculada com a equação (4.11).

FIGURA 81 – DISTÂNCIA MÉDIA PARA DETERMINAR A CAPACITÂNCIA APROXIMADA PARA SEGMENTOS INCLINADOS.



FONTE: O autor (2023).

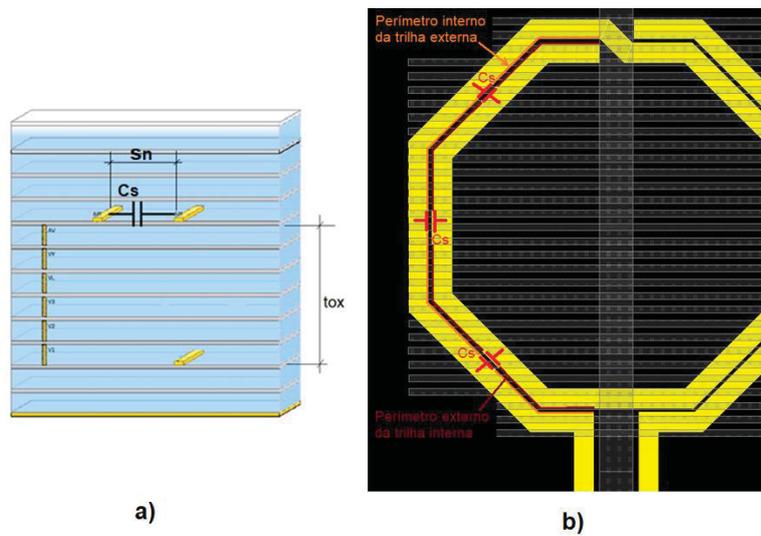
$$d_n = \frac{\sqrt{2} \cdot dg1 + \frac{ln}{2}}{2} \quad (4.11)$$

Considerando o exposto, as capacitâncias de guarda e as respectivas resistências são determinadas, e os valores estão na Tabela 4.

4.4.2.2 Cálculo do valor inicial da capacitância entre espiras (C_s e C_c)

Para o cálculo da capacitância entre as espiras do mesmo enrolamento, foi utilizado uma abordagem semelhante à da capacitância de óxido, ou seja, placas paralelas. Neste caso a resistência de perdas foi desconsiderada pois esta capacitância apresenta uma baixa resistência em paralelo, que é o ramo série. A capacitância C_s é a que aparece entre as espiras do mesmo enrolamento, como na Figura 82 b), a posição nas camadas da tecnologia está representada na Figura 82 a).

FIGURA 82 – LOCALIZAÇÃO DA CAPACITÂNCIA C_s , NA CAMADA AM, REPRESENTAÇÃO DESTA CAPACITÂNCIA PARA O TRANSFORMADOR DE DUAS ESPIRAS.

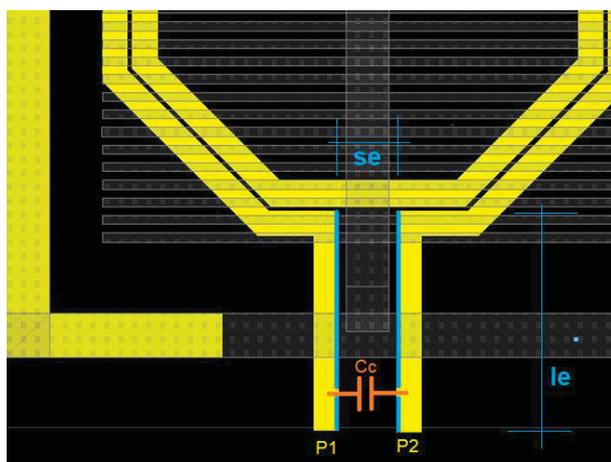


FONTE: O autor (2023).

O cálculo desta capacitância é feito utilizando s_n no lugar de d_n e o valor médio entre os perímetros interno da trilha externa e o perímetro externo da trilha interna, como na Figura 82 b). na equação (4.9). Por simetria, foi representado apenas metade nesta figura.

A capacitância C_c é aquela entre as trilhas de entrada, como na Figura 83. O cálculo desta capacitância é feito através da equação (4.9), substituindo l_n por l_e e d_n por s_e , mostrados na Figura 83, Os resultados de C_s e C_c para os dois enrolamentos da transformador A, estão na Tabela 4.

FIGURA 83 – REPRESENTAÇÃO DA CAPACITÂNCIA ENTRE TRILHAS DE ENTRADA (C_c) PARA PRIMEIRO ENROLAMENTO DO TRANSFORMADOR A.



FONTE: O autor (2023).

TABELA 4 – RESULTADOS DOS CÁLCULOS DOS VALORES INICIAIS PARA OTIMIZAÇÃO, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO.

Transformador A			
Enrolamento 1		Enrolamento 2	
w1	14 μm	w2	23 μm
l1	2,016 mm	l2	1,67 mm
ε _{ox}	4,049	ε _{ox}	4,049
t _{ox}	12,92 μm	t _{ox}	12,92 μm
C _{ox_{prim}}	78,2 fF	C _{ox_{sec}}	121,16 fF
R _{ox_{prim}}	6,15 Ω	R _{ox_{sec}}	3,259 Ω
C _{gua1}	1,142 fF	C _{gua3}	0,981 fF
C _{gua2}	0,474 fF	C _{gua4}	0,411 fF
R _{gua1} = R _{gua2}	2,066 Ω	R _{gua3} = R _{gua4}	1,218 Ω
C _{s1}	50,38 fF	C _{s2}	70,25 fF
C _{c1}	0,517 fF	C _{c2}	0,379 fF

FONTE: O autor (2023).

4.4.2.3 Valor inicial para o fator de acoplamento.

O fator de acoplamento é basicamente a relação entre o fluxo magnético gerado por um enrolamento e a quantidade de fluxo que aparecerá no outro enrolamento, como descrito na equação (4.12).

$$\Phi_{12} = \iint_S \vec{B}_1 \cdot \vec{dS}_2 \quad (4.12)$$

O fluxo dentro de uma espira é igual ao fluxo fora desta, logo de forma bastante aproximada, é possível calcular o fator de acoplamento k, utilizando um quociente de áreas, uma vez que o fluxo é diretamente proporcional a área do enrolamento. É uma aproximação grosseira, pois o valor da densidade de fluxo magnético (B) não é constante na área.

Outra forma de calcular este acoplamento é utilizando uma formulação como a proposta por Greenhouse (1974), que além de determinar a indutância própria, calcula a indutância mútua e consequentemente o fator de acoplamento, como em (2.7). Esta formulação foi utilizada em diversos trabalhos como, Leite (2011), Fino (2016) e Yue et al. (1996).

No entanto o resultado para os dois transformadores aqui estudados foi semelhante utilizando áreas equivalentes e indutância mútua.

Em primeira aproximação foi utilizada a área de uma circunferência com diâmetro igual ao maior d (d_{out}). Com isso a fórmula de k para o transformador A:

$$k = \frac{\pi \left(\frac{d_{out2} - 2 \cdot w2}{2} \right)^2}{\pi \left(\frac{d_{out1} + 2 \cdot d_{out2} + 2 \cdot S}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{d_{out1}}{2} \right)^2} \quad (4.13)$$

Para o transformador B:

$$k = \frac{\pi \left(\frac{d_{out2} - 2 \cdot w2}{2} \right)^2}{\pi \left(\frac{d_{out1}}{2} \right)^2} \quad (4.14)$$

Com isso, temos:

$$k_A = 0,077$$

$$k_B = 0,33$$

Como o cálculo da área de um octógono não é complicado, podemos utilizá-la também, e teremos:

para o transformador A:

$$k = \frac{\frac{(d_{out2} - 2 \cdot w2)^2}{1 + \sqrt{2}}}{\frac{(d_{out1} + 2 \cdot d_{out2} + 2S)^2}{1 + \sqrt{2}} - \frac{(d_{out2} - 2 \cdot w2)^2}{1 + \sqrt{2}}} \quad (4.15)$$

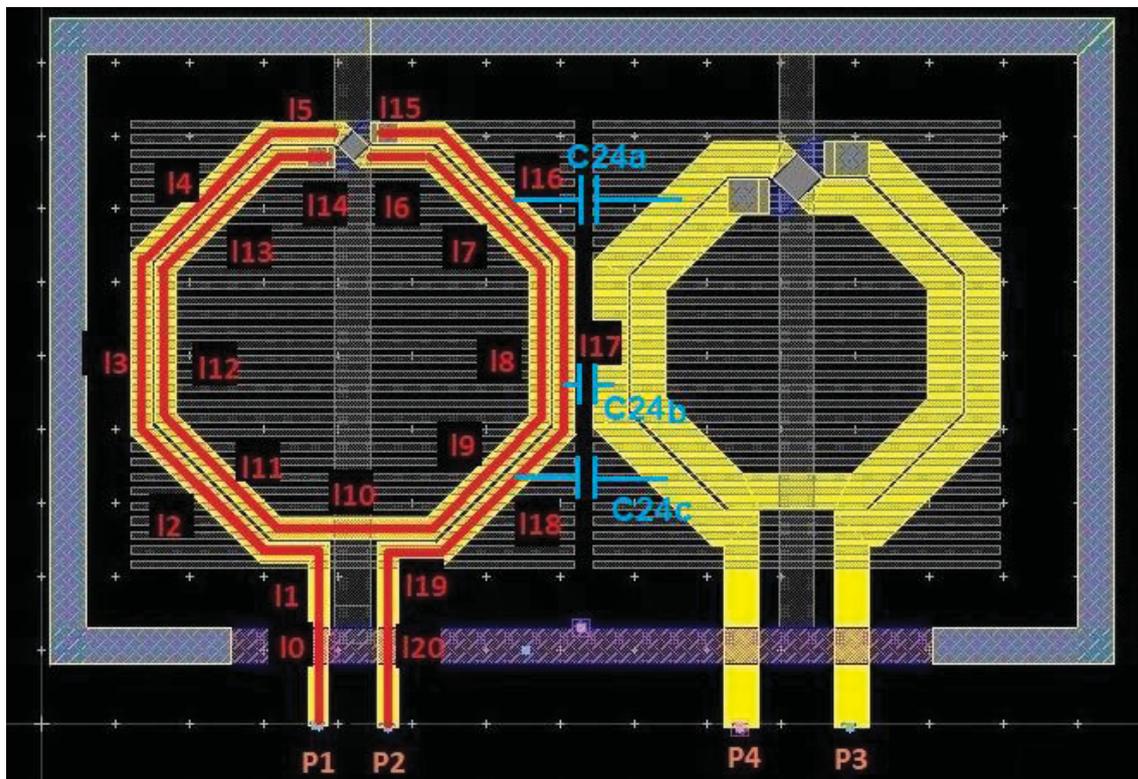
para o transformador B:

$$k = \frac{\frac{(d_{out2} - 2 \cdot w2)^2}{1 + \sqrt{2}}}{\frac{(d_{out1})^2}{1 + \sqrt{2}}} \quad (4.16)$$

Com isso, temos o mesmo resultado pois nas equações só mudam os valores absolutos, não os relativos (as equações não foram simplificadas para não ficarem iguais):

Para finalizar a interação entre os enrolamentos é necessário determinar os valores iniciais da capacitância entre estes. Isto é feito com base na disposição física destes enrolamentos, para o transformador A. A capacitância mais evidente é entre as portas 2 e 4, como fica evidenciado na Figura 84.

FIGURA 84 – REPRESENTAÇÃO DA CAPACITÂNCIA ENTRE ENROLAMENTOS, EVIDENCIANDO ACOPLAMENTO CAPACITIVO ENTRE PORTAS 2 E 4 (C24) DO TRANSFORMADOR A.



FONTE: O autor (2023).

A capacitância entre as portas 2 e 4 é calculada, inicialmente também com base na formulação de placas paralelas, e é a soma de C24a, C24b e C24c.

Para estas capacitâncias será utilizada a equação (4.9), substituindo l_n pelo segmento médio em questão, para C24b, l_{17} , para C24a e C24c, $l_{18}/\sqrt{2}$. A distância entre as “placas” será S para C24b e $S + l_{18}/\sqrt{2}$, para C24a e C24c, que desta forma terão o mesmo valor, com isso:

$$C24a = C24c = 0,125 \text{ fF}$$

$$C24b = 1,311 \text{ fF}$$

$$C24 = 1,56 \text{ fF}$$

4.4.2.4 Valores iniciais da resistência e indutância série.

A indutância e a resistência série dos enrolamentos são os parâmetros mais característicos de um transformador, pois basicamente representam as indutâncias que são acopladas (compondo o transformador). Como se trata de indutâncias, as trilhas que formam estes indutores apresentam sua resistência.

No entanto em altas frequências dois fenômenos alteram significativamente os valores da indutância e resistência série: o efeito pelicular e o efeito de proximidade.

Estes efeitos deverão ser descritos com elementos concentrados, e como já descrito, no início deste capítulo, temos diferentes abordagens para esta representação:

O cálculo de R_s é feito de forma aproximada, considerando a equação da profundidade nominal em parede infinita, porém com limites na integração para determinar a corrente, que é uma aproximação, como na equação (4.17),

$$R_s = \frac{\rho_{AM} \cdot l}{\delta_{AM} \cdot w \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{am}}{\delta_{AM}}}\right)} \quad (4.17)$$

onde δ_{AM} é calculada como na equação (4.3), l é o comprimento total de cada enrolamento, w é a largura das trilhas de cada enrolamento e t_{am} é a espessura da trilha da camada AM.

Com isso, para a máxima frequência ($f = 10$ GHz), é obtido:

$$R_{s1f} = 4,83 \, \Omega$$

$$R_{s2f} = 2,78 \, \Omega$$

Este será o valor da resistência em 10 GHz, em baixas frequências, será a resistência o valor da resistência CC para a resistência série de cada enrolamento, calculada utilizando:

$$R_{CC} = \frac{\rho_{am} \cdot l}{t_{am} \cdot w} \quad (4.18)$$

Com esta formulação:

$$R_{CC1} = 1,01 \, \Omega$$

$$R_{CC2} = 0,58 \, \Omega$$

Logo o valor a ser adotado será a média destes dois valores, uma vez que temos uma grande variação e somente um valor representativo. Com isso:

$$R_{s1} = 2,92 \, \Omega$$

$$R_{s2} = 1,68 \, \Omega$$

O valor de L_s é calculado como a indutância em baixas frequências, também denominada indutância CC. Existem duas formulações clássicas para esta indutância, a proposta por Greenhouse (1974) e a proposta por Mohan et al. (1999).

As duas formulações fornecem resultados muito similares, mas devido a maior simplicidade da formulação proposta por Mohan, foi esta a adotada.

As fórmulas para o cálculo desta indutância estão mostradas a seguir:

$$L_{CC} = \frac{K1 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot d_{avg}}{1 + K2 \cdot \rho} \quad (4.19)$$

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (4.20)$$

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} \quad (4.21)$$

As constantes $K1$ e $K2$ dependem do tipo de indutor em questão, se retangular $K1 = 2,34$ e $K2 = 2,75$, se hexagonal $K1 = 2,33$ e $K2 = 3,82$ e se octogonal $K1 = 2,25$ e $K2 = 3,55$. O diâmetro externo do indutor é d_{out} e o interno é d_{in} , as demais expressões estão nas fórmulas.

A permeabilidade magnética do meio é μ_0 , que no caso é a permeabilidade magnética do vácuo $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ (H/m).

Com isso foi obtido:

$$L_{s1} = L_{CC1} = 2,16 \text{ nH}$$

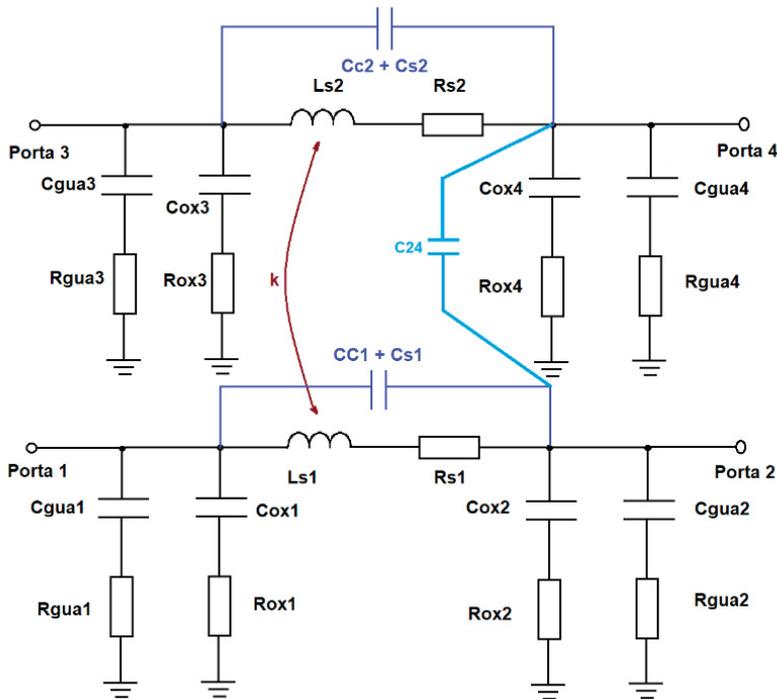
$$L_{s2} = L_{CC2} = 1,42 \text{ nH}$$

4.4.3 Otimização do transformador A.

4.4.3.1 Circuito equivalente π simples com R_s e L_s fixos.

O circuito elétrico equivalente para R_s e L_s fixos está representado na Figura 85.

FIGURA 85 – CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE CONSTANTES, COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

O circuito da Figura 85 foi colocado no ADS, e simulado, os resultados foram comparados com o do transformador A simulado através de elementos finitos, conforme descrito anteriormente.

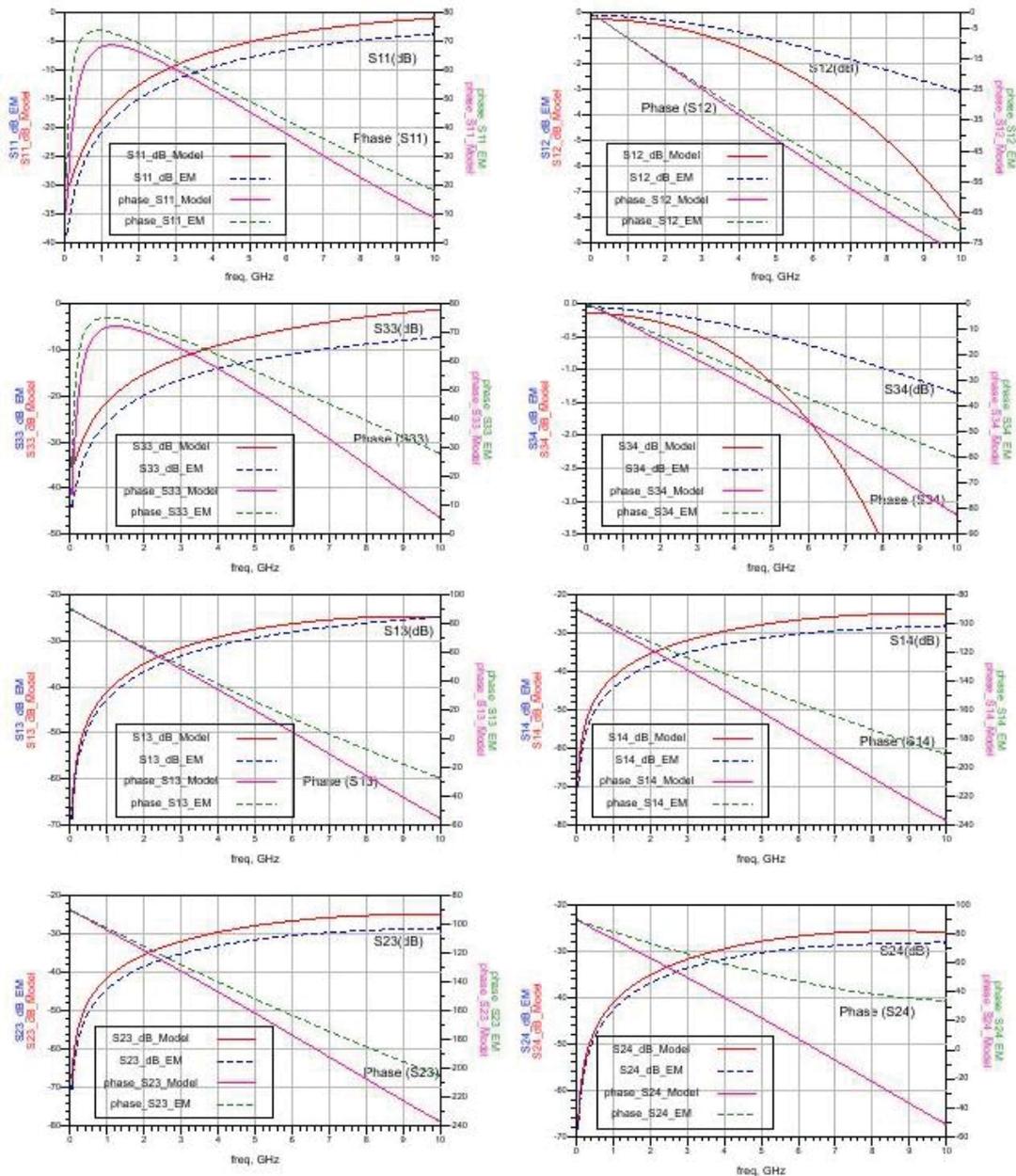
Os valores obtidos por simulação aparecem com EM (de simulação EletroMagnética) e os do circuito equivalente como Model (de modelo elétrico equivalente).

Os resultados estão na Figura 84. Ali estão representados os parâmetros referentes a cada enrolamento S11, S12 (primário), S32 e S34 (secundário). Não foram mostrados S22 e S44 por serem bem semelhantes a S11 e S33.

Os parâmetros entre os enrolamentos S13, S14, S23 e S24 também estão representados.

É notório que o comportamento é semelhante, porém existe uma diferença considerável nos valores obtidos.

FIGURA 86 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S DO CIRCUITO MODELADO DO TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS.

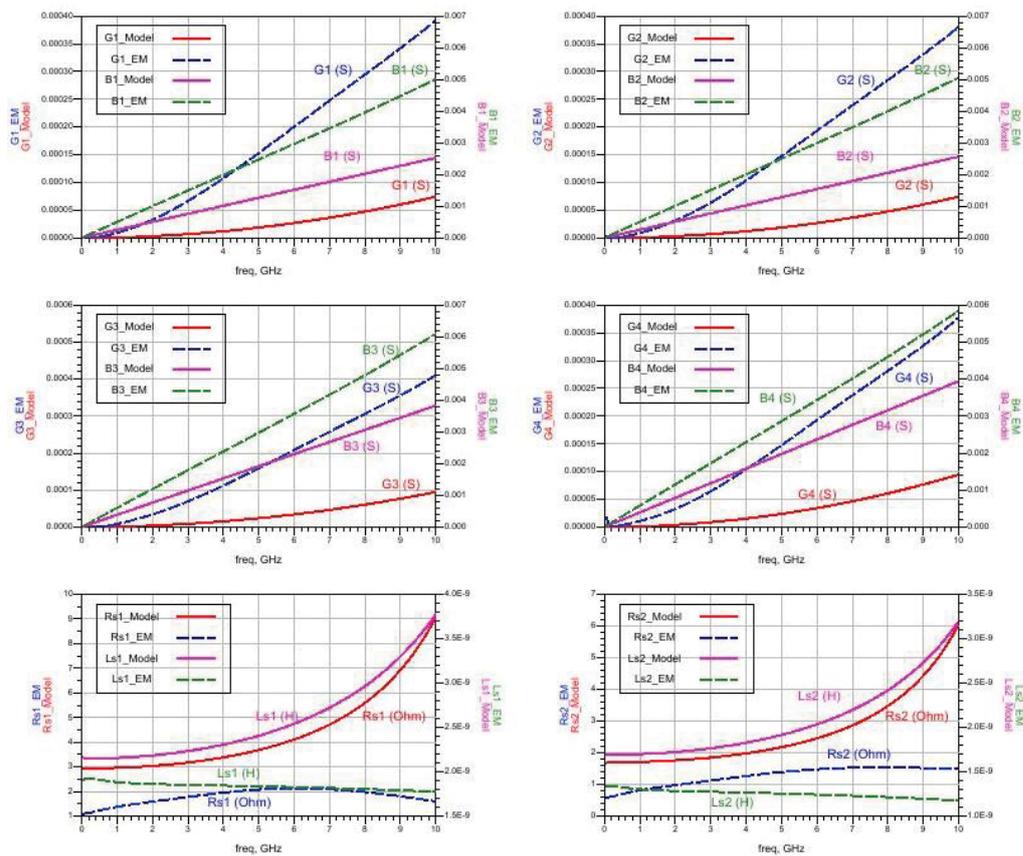


FONTE: O autor (2023).

Para quantificar melhor esta diferença entre o circuito simulado (EM) e modelado (Model) os valores das admitâncias das portas (Y_{p1} , Y_{p2} , Y_{p3} e Y_{p4}) estão plotados juntamente com os valores das resistências e indutâncias série R_{s1} e L_{s1} (primário) e R_{s2} e L_{s2} (secundário) na Figura 87, onde os valores simulados estão como EM e os modelados Model, como descrito anteriormente. As admitâncias foram plotadas como $Y = G + jB$, onde G é a parte real (condutância em Siemens - S) e a parte imaginária B (suscetância também em S).

A diferença aparece bem evidente na parte série, possivelmente ao valor de C_c e C_s que ficou muito grande, alterando muito os valores equivalentes.

FIGURA 87 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP3 E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE R_{S1} E L_{S1} (PRIMÁRIO), R_{S2} E L_{S2} (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS.



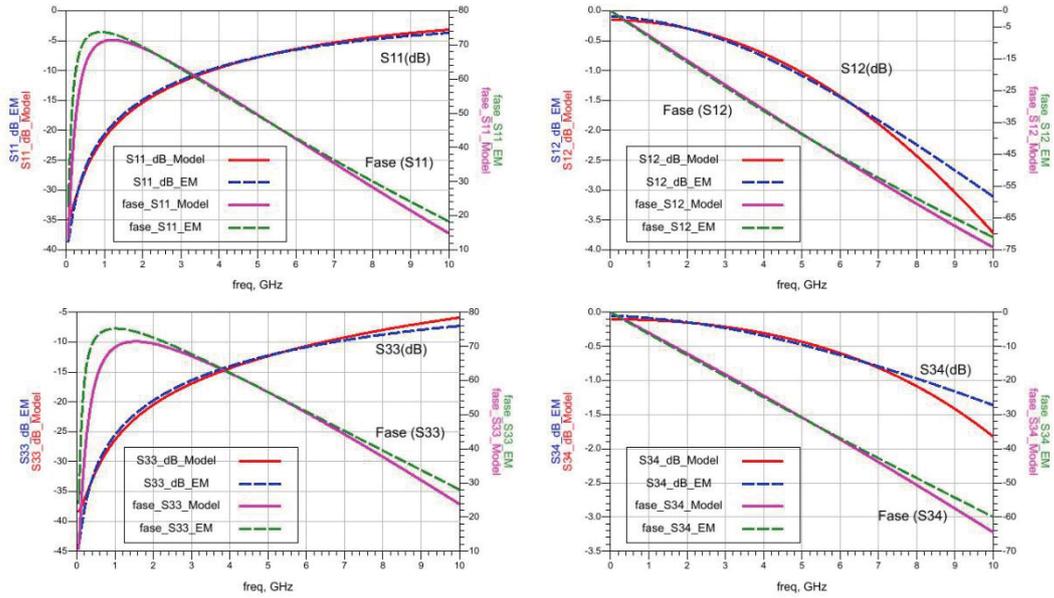
FONTE: O autor (2023).

Então para validar o modelo foi usada a otimização, seguindo o fluxograma mostrado na Figura 78.

Com este roteiro de otimização os resultados obtidos com o circuito equivalente (modelado) ficaram bem mais próximos do resultado obtido através da simulação eletromagnética.

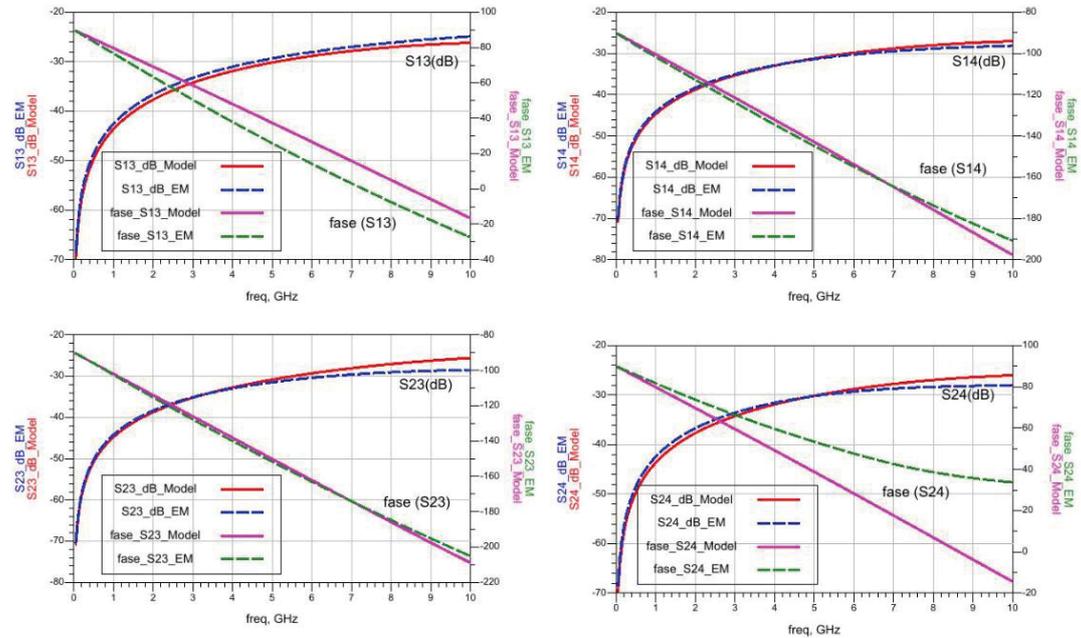
Isso é visível na Figura 88 e Figura 89.

FIGURA 88 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



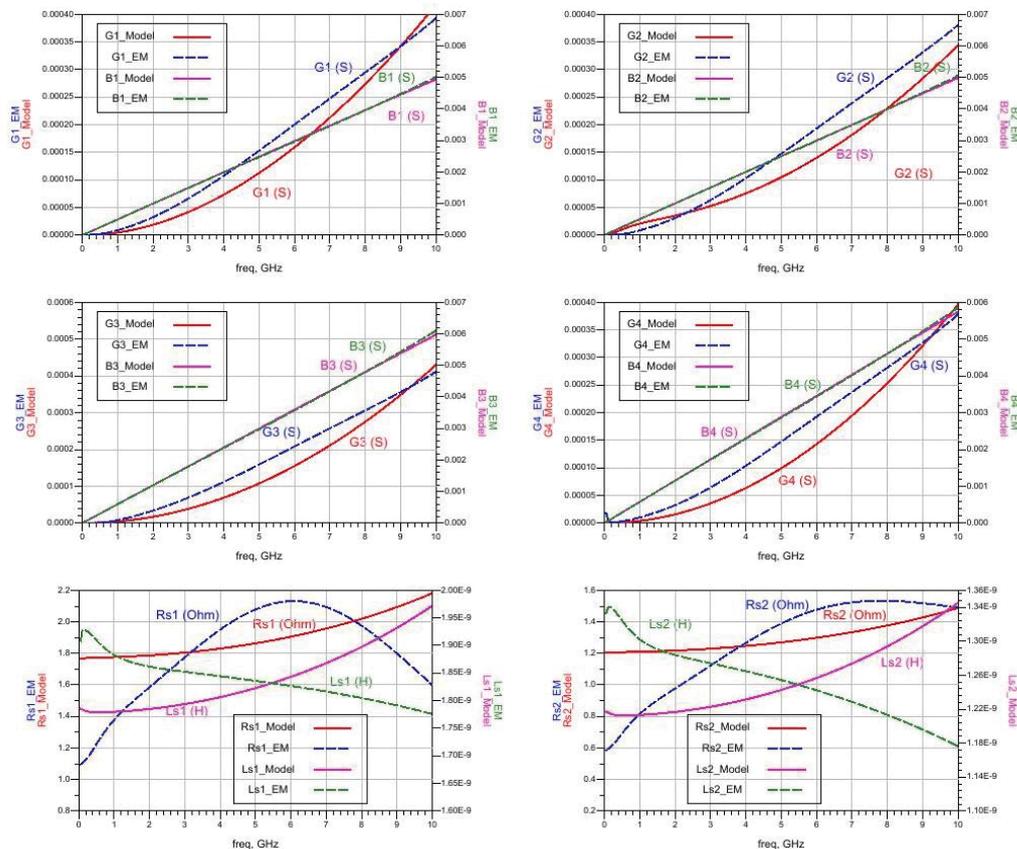
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 89 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S ENTRE OS ENROLAMENTOS (S13, S14, S23 E S24) DO CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 90 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, DO TRANSFORMADOR A, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE FIXOS, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

A análise dos resultados aqui obtidos leva a algumas conclusões:

- Provavelmente os valores de $C_s + C_c$ apesar de significativos (mesmo considerando o seu cálculo com base em placas paralelas) não podem aparecer de forma concentrada como está representado no circuito equivalente da Figura 85, ou seja o seu valor se representado somente por C_c (que é a capacitância entre os terminais de acesso ao enrolamento), C_s deve ser bem menor, e às vezes irrelevante, principalmente quando temos muitos segmentos ou muitas espiras, como aparece no capítulo 7 de Razavi (2011) e no trabalho de Leong (2003). Esta conclusão está evidente na observação dos valores de R_s e L_s crescendo muito próximo de 10 GHz, comportamento característico de ressonância;
- Os valores das capacitâncias devido às trilhas com o plano de terra quase que dobraram. A fórmula para placas paralelas só apresenta um resultado próximo ao real se as dimensões de largura e comprimento da trilha for muito maior do

que distância entre a trilha e o plano de referência, como é citado em diversos trabalhos como o de, Sakurai; Tamaru (1983), Nishiyama; Nakamura (1990) e Leite et al. (2012).

- c) Com elementos fixos de resistência e indutância série não é possível um modelo com uma boa aproximação, isto é visível na Figura 88, observando os parâmetros S12 e S34, que são os termos que se relacionam mais explicitamente com Rs e Ls e ainda de forma mais clara na Figura 90, especificamente no gráfico da Rs1 e Rs2, o circuito proposto no modelo não consegue reproduzir o comportamento do transformador simulado.

4.4.3.2 Avaliação dos erros entre circuito equivalente e modelo simulado

Para quantificar a diferença dos valores reais, como Rs e Ls foi avaliado o erro relativo, como na equação (4.22) abaixo:

$$eRs1 = \frac{Rs1_Model - Rs1_EM}{Rs1_EM} \quad (4.22)$$

Desta forma a diferença relativa é determinada, isto pode ser feito para cada um dos parâmetros que são reais e não nulos, e pode ser expresso em %.

No entanto para valores complexos como os parâmetros S ou as admitâncias fica um pouco mais difícil expressar a diferença devido a que, para ângulos ou as partes imaginárias, quando perto do zero o erro fica muito grande. Por isso foi adotado o erro do valor complexo, erro do módulo da diferença (em outras palavras a distância entre os dois pontos no plano complexo), como na Figura 91.

Com base na figura:

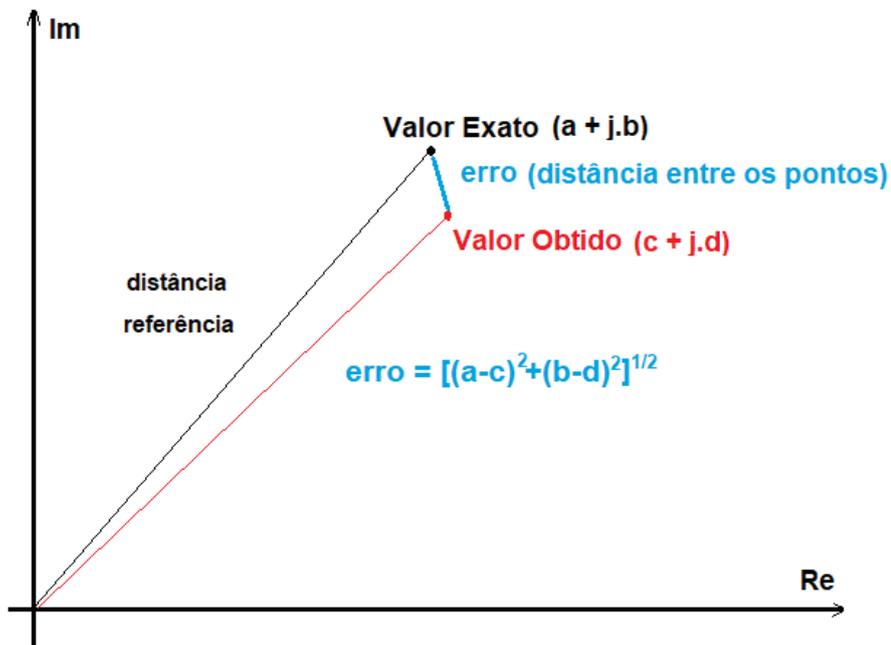
$$erro_f = \frac{\sqrt{(a-b)^2 + (b-d)^2}}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (4.23)$$

Como existem diversos valores simulados, um para cada frequência de simulação, o erro final será um valor representativo para o conjunto de valores, erro_t (erro total), como na equação (4.24):

$$erro_t = \sqrt{\frac{1}{Nf} \cdot \sum_1^{Nf} \frac{(a-b)^2 + (b-d)^2}{a^2 + b^2}} \quad (4.24)$$

Onde Nf são os números de amostras (frequências).

FIGURA 91 – ESBOÇO PARA O CÁLCULO DO ERRO DE GRANDEZAS COMPLEXAS, NA FIGURA O ERRO É O MÓDULO DA DIFERENÇA DOS VALORES.



FONTE: O autor (2023)

De posse desta formulação é possível comparar diversas situações de forma mais quantitativa e não somente qualitativa, com base nos gráficos.

Com base neste primeiro circuito otimizado os valores obtidos foram colocados na Tabela 5 FONTE: O autor (2023).

, com a evolução dos valores dos elementos dos ramos em paralelo (aqueles entre as portas e a referência, que definem as admitâncias em paralelo, Y_p).

A Tabela 5 mostra os valores para as três situações, valores iniciais, otimização com mecanismo de busca randômico e mecanismo de busca gradiente. Os erros destas admitâncias em paralelo, em porcentual (%), calculadas com a equação (4.23), também estão representadas nesta tabela assim como os erros dos parâmetros S relacionados (que são S11, S22, S33 e S44).

TABELA 5 – VALORES DOS RAMOS PARALELOS: INICIAIS; APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA, E APÓS A OTIMIZAÇÃO COM GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.

	Valores Iniciais	Randômico	Gradiente
Cox1 (fF)	39,12	78,46	46,93,6
Cgua1 (fF)	1,14	1,02	32,99
Rox1 (Ω)	12,3	20,74	60,0
Rgua1 (Ω)	2,07	1,46	3,00
Cox2 (fF)	39,12	77,6	49,04
Cgua2 (fF)	0,47	1,38	27,03
Rox2 (Ω)	12,3	21,81	51,1
Rgua2 (Ω)	2,07	597,6	0,0015
Cox3 (fF)	60,6	94,85	95,4
Cgua3 (fF)	0,41	0,711	0,097
Rox3 (Ω)	6,52	13,26	12,01
Rgua3 (Ω)	1,22	8,63	13,55
Cox4 (fF)	60,6	89,77	86,82
Cgua4 (fF)	0,98	0,76	0,82
Rox4 (Ω)	6,52	13,5	13,9
Rgua4 (Ω)	1,22	7,51	12,03
eYp1 (%)	49,4	1,30	1,30
eYp2 (%)	49,1	4,0	1,30
eYp3 (%)	36,4	3,3	3,40
eYp4 (%)	31,2	5,3	4,30
eS11 (%)	41,3	8,37	8,30
eS22 (%)	41,2	8,71	8,35
eS33 (%)	90,2	14,65	14,7
eS44 (%)	90,7	15,0	14,7

FONTE: O autor (2023).

Os valores dos ramos série, entre as portas 1 e 2 e entre as portas 3 e 4 também foram tabelados de maneira análoga aos ramos paralelos e estes resultados estão mostrados na Tabela 6.

TABELA 6 – VALORES DOS RAMOS SÉRIE: INICIAIS; APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA E APÓS OTIMIZAÇÃO COM GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.

	Valores Iniciais	Randômico	Gradiente
Rs1 (Ω)	2,92	1,76	1,76
Ls1 (nH)	2,16	1,79	1,79
Rs2 (Ω)	1,68	1,20	1,20
Ls2 (nH)	1,70	1,22	1,22
Cc1 + Cs1 (fF)	50,9	14,1	14,0
Cc2 + Cs2 (fF)	70,6	21,6	20,1
eRs1 (%)	169,3	19,1	19,1
eLs1 (%)	48,8	5,00	4,90
eRs2 (%)	122,5	28,2	28,3
eLs2 (%)	77,0	6,3	6,30
eS12 (%)	20,0	3,53	3,27
eS34 (%)	24,7	3,40	3,16

FONTE: O autor (2023).

Os elementos responsáveis pelo acoplamento entre os enrolamentos também estão tabelados.

TABELA 7 – VALORES DO RAMO PARALELO INICIAIS, APÓS A OTIMIZAÇÃO RANDÔMICA, E GRADIENTE. COM OS RESPECTIVOS ERROS, PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.

	Valores Iniciais	Randômico	Gradiente
K	0,077	0,071	0,071
C24 (fF)	1,56	4,23	4,32
eS13 (%)	30,3	13,1	12,9
eS14 (%)	68,5	12,8	12,5
eS23 (%)	60,1	7,95	7,84
eS24 (%)	88,3	28,0	26,85

FONTE: O autor (2023).

Nesta Tabela 7, além do coeficiente de acoplamento (k) e da capacitância entre a porta 1 e 3 (C_{24}) estão também representados o erro relativo dos parâmetros relacionados ao acoplamento que são (S_{13} , S_{14} , S_{23} e S_{24}).

Se forem considerados todos os erros dos parâmetros S (seriam 16 mas foram considerados 10 devido à repetição de valores de S_{xy} e S_{yx} que apresentam o mesmo erro), foi calculado o erro médio total dos parâmetros S , na Tabela 8 como Erro S total (%) e o mesmo procedimento foi repetido para o erro dos parâmetros (Y_p , R_s , L_s , C_c + C_s).

TABELA 8 – VALORES DOS ERROS MÉDIOS TOTAIS, PARA OS PARÂMETROS S E PARA OS PARÂMETROS OTIMIZADOS (Y_p , R_s , L_s , C_c), PARA MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 85.

	Valores Iniciais	Randômico	Gradiente
Erro S total (%)	55,5	11,56	11,26
Erro P total (%)	73,1	9,1	8,6

FONTE: O autor (2023).

Mesmo com um erro elevado, os valores iniciais foram determinantes para que a ferramenta de otimização tivesse um valor inicial para iniciar o processo, além de guiar o restante do desenvolvimento, observando quais estão muito fora e quais estão mais próximos dos objetivos.

Após o método de otimização baseado no gradiente, os valores de capacitância C_{ox} e C_{gua} e R_{ox} e R_{gua} das portas 1 e 2 se distribuíram. O resultado esperado pelos valores iniciais era semelhante ao obtido após a otimização randômica, no entanto o equivalente deu o mesmo valor (ou bem próximo), foi uma escolha da ferramenta de otimização.

Este resultado é um bom indicativo que é possível utilizar somente uma malha R + C para a representação destes componentes, entre a porta e a referência, e não duas malhas como inicialmente proposto.

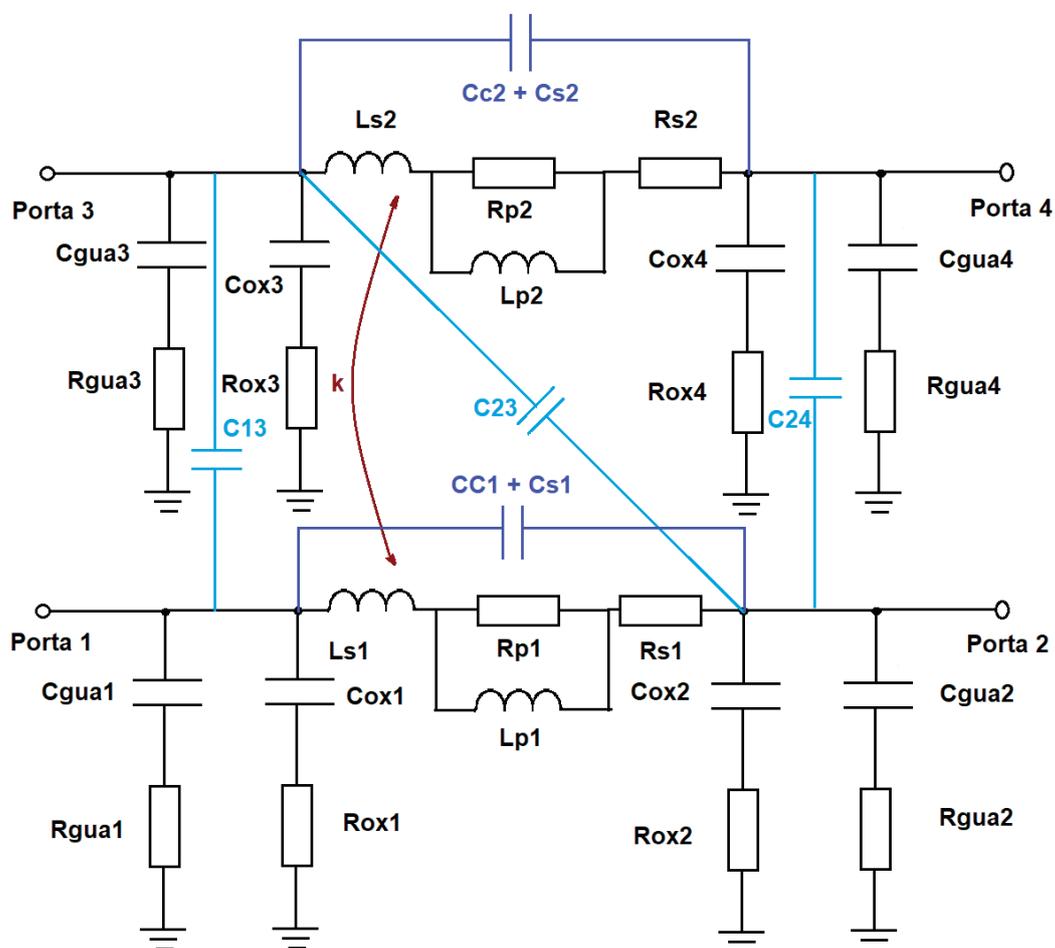
Com base nas tabelas é possível concluir que não tem como melhorar o comportamento dos ramos série dos enrolamentos com este modelo, além de ficar evidente que o acoplamento deveria ser melhorado, somente um capacitor não é suficiente para descrever o acoplamento que ocorre de forma distribuída.

4.4.3.3 Circuito equivalente π simples, com R_s e L_s associados a $R_p \parallel L_p$.

Uma vez que existem diversas formas de melhorar a descrição do ramo série e ainda pode ser melhorado o acoplamento incluindo mais capacitores entre as portas, isto é feito no circuito equivalente com R_p e L_p , para descrever o comportamento variável de L_s e R_s com a frequência, seguindo o que foi proposto no trabalho de Salimy et al. (2009).

O modelo equivalente fica, como na Figura 92.

FIGURA 92 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM R_p E L_p , COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE TOTAIS AS PORTAS) E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Com base no trabalho de Salimy et al. (2009) os valores iniciais são determinados. O valor de L_s é a indutância CC, conforme obtida pela equação (4.19), o valor de R_s é o valor CC da resistência, conforme o obtido pela equação (4.18) e o valor de R_p é a resistência com efeito pelicular na máxima frequência de simulação conforme o obtido pela equação (4.17), menos a resistência CC obtida pela equação (4.18).

O único novo parâmetro é a indutância paralela L_p , que é calculada segundo a equação (4.25), que considera o efeito de proximidade e efeito pelicular que altera indutância, como mostrada abaixo, esta equação que foi obtida em Salimy et al. (2009) é baseada em Kuhn; Ibrahim (2001).

A fórmula constante no artigo de Salimy et al. (2009) está com um pequeno erro, que pode ser corrigido com base no artigo de Asgaran (2002), onde o comprimento de cada trecho é adicionado na fórmula da indutância, multiplicando pelo comprimento do segmento (l), fazendo isso (na equação foi corrigido em vermelho) a equação (4.25) fica:

$$L_{pi} = \frac{\mu_0 \cdot l_i}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l_i}{w/2 + tam} \right) + 0,5 + \frac{\sqrt{(w/2)^2 + tam^2 + 0,46 \cdot tam \cdot w/2}}{3 \cdot l_i} - \frac{(w/2)^2 + tam^2}{24 \cdot l_i^2} \right] \quad (4.25)$$

e então:

$$L_p = \sum_{i=1}^N L_{pi} \quad (4.26)$$

Onde, N é o número de segmentos de cada enrolamento e l_i o comprimento de cada segmento.

Com isso:

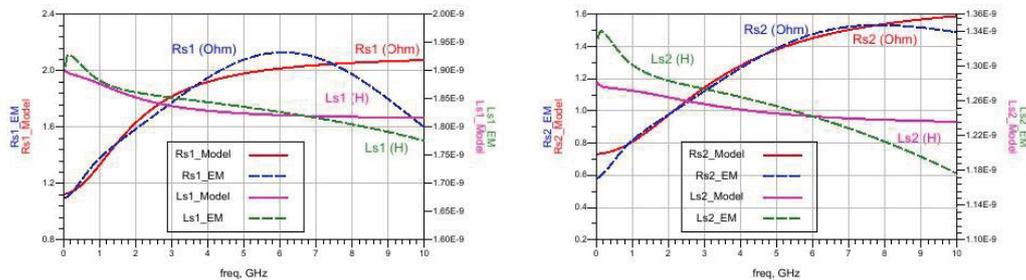
$$L_{p1} = 2,58 \text{ nH}$$

$$L_{p2} = 2,28 \text{ nH}$$

Colocando estes valores no circuito proposto na Figura 92 e efetuando a otimização, de acordo com o definido no fluxograma constante na Figura 78.

Temos a seguinte resposta para R_s e L_s , que se aproxima muito mais do que foi simulado eletromagneticamente. As respostas estão na Figura 93, mostrada a seguir.

FIGURA 93 – RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE DO CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM RP E LP (MODEL) EM COMPARAÇÃO COM O TRANSFORMADOR A SIMULADO (EM) APÓS A OTIMIZAÇÃO.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.00926	0.00723	0.15329	0.08532	0.01471	0.02300	0.19009	0.04161	0.01142	0.05152	0.05874

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0121	0.0279	0.0418	0.0622	0.0838	0.0465	0.0091	0.0225	0.0382

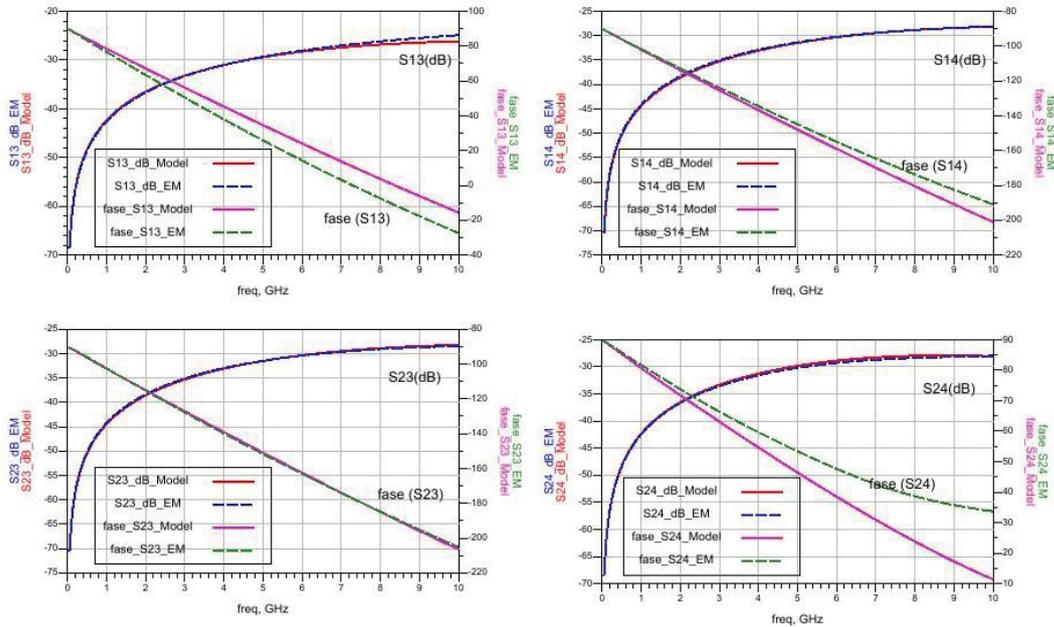
FONTE: O autor (2023).

Este resultado mostra que um circuito simples π , pode representar com uma boa aproximação o comportamento deste transformador A.

Os valores dos erros dos parâmetros S e dos elementos série e paralelo estão mostrados também na Figura 93, logo não estarão mais representados em tabelas em separado.

A outra deficiência do modelo anterior era o acoplamento entre as espiras, que é mensurado através dos S13, S14, S23 e S24. Estes valores agora estão mostrados na Figura 94, sempre em comparação com os valores obtidos do transformador A simulado com elementos finitos (EM).

FIGURA 94 – PARÂMETROS S DE ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTOS (S13, S14, S23 E S24), PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS COM RP E LP (MODEL) EM COMPARAÇÃO COM O TRANSFORMADOR A SIMULADO (EM) APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Os valores antes e após a otimização estão mostrados na Tabela 9, existe uma variação considerável nos valores de R_{s1} , R_{s2} , C_{c2} e L_{p2} .

TABELA 9 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE O RAMO SÉRIE, INICIAIS E APÓS A OTIMIZAÇÃO, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 92.

	R_{s1}	R_{s2}	L_{s1}	L_{s2}	C_{c1}	C_{c2}	R_{p1}	R_{p2}	L_{p1}	L_{p2}
	(Ω)	(Ω)	(nH)	(nH)	(fF)	(fF)	(Ω)	(Ω)	(nH)	(nH)
Iniciais	2,92	1,68	2,16	1,70	14,0	20,0	1,91	1,10	2,58	2,28
Otimizados	1,12	0,73	1,82	1,24	e-10	e-4	0,975	0,954	0,08	0,044

FONTE: O autor (2023).

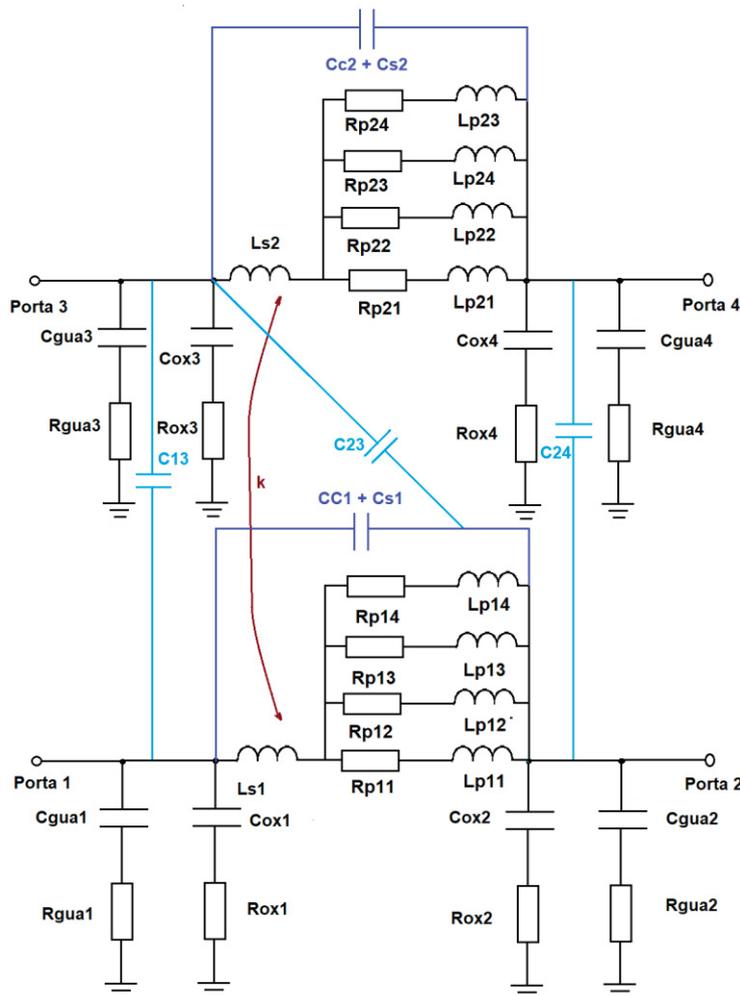
Apesar das curvas representadas nas Figura 93 e Figura 94, mostrarem uma boa convergência do modelo proposto otimizado, com erro médio dos parâmetros S de 5,87 % e erro médio dos Y_p , L_s e R_s de 3,82 %, o maior erro entre os elementos de 8,38 % na resistência série do primeiro enrolamento e maior erro entre os parâmetros S foi no acoplamento entre porta 2 e 4 erro de 19 %.

Para tentar melhorar a resistência série dois circuitos foram ainda otimizados, ainda em arranjo π simples, mantendo as capacitâncias de guarda e de óxido já obtidas, alterando somente o mecanismo da variação de R_s e L_s com a frequência.

4.4.3.4 Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls em escada simples.

Neste circuito a variação do Rs e de Ls é representada por uma escada simples, como mostrado na Figura 95.

FIGURA 95 – CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA COM RPX E LPX, COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE TODAS AS PORTAS) E INDUTIVO PARA A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Neste novo circuito os valores de Ls1 e Ls2 são calculados por uma fórmula empírica, com vários fatores que são apresentados como dependente da tecnologia e da topologia escolhida, para o artigo em referência Han et al. (2015).

Os elementos que compõem a escada são determinados a partir da seguinte relação:

$$\frac{Rp_2}{Rp_1} = \frac{Rp_3}{Rp_2} = \frac{Rp_4}{Rp_3} = \frac{Lp_2}{Lp_1} = \frac{Lp_3}{Lp_2} = \frac{Lp_4}{Lp_3} = ke \quad (4.27)$$

onde k_e é um fator empírico obtido a partir de simulações no trabalho de (Han et al., 2015) que também trata de indutores octogonais em tecnologia semelhante à deste trabalho.

Os valores iniciais de R_{p1} e L_{p1} também são obtidos a partir de simulações. Então estes valores foram estimados com base nos L_p e R_p já obtidos e o circuito foi otimizado.

Porém com os valores adotados, mantendo a relação entre os componentes que formam a escada, como na equação (4.27), o circuito não convergiu, ficando inclusive pior que circuito com somente um resistor e indutor em paralelo.

Então foi feita nova otimização considerando liberdade de valores para todos os componentes, para verificar se este tipo de arranjo produz um resultado mais satisfatório que os anteriores.

Os resultados da resistência série e da indutância série estão mostrados na Figura 96. É evidente a melhora na resposta deste tipo de arranjo, principalmente nos valores referentes ao primário (R_{s1} e L_{s1}). Estes resultados foram obtidos com os seguintes valores na escada mostrados na Tabela 10, mostrada a seguir.

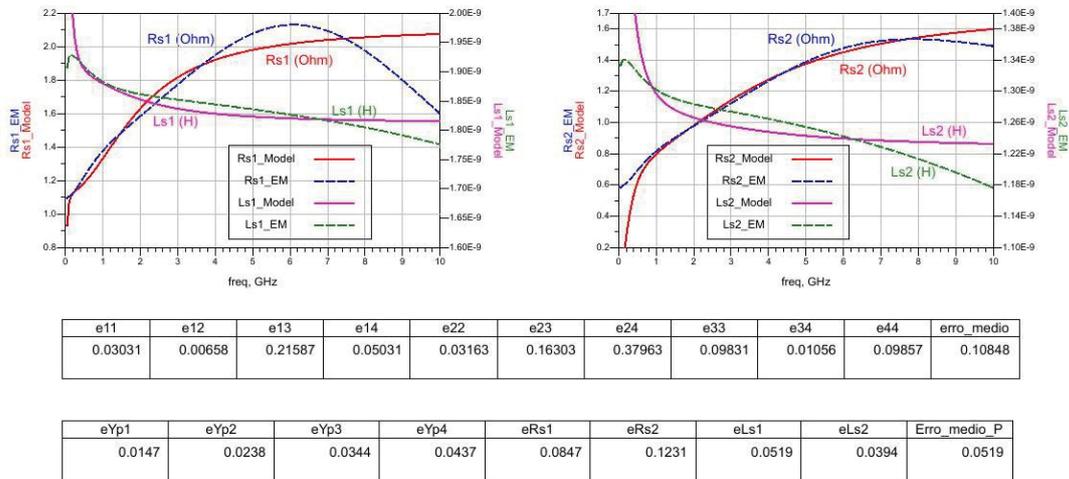
TABELA 10 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DA ESCADA APÓS A OTIMIZAÇÃO LIVRE, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA FIGURA 93.

	R_{p1} (Ω)	R_{p2} (Ω)	R_{p3} (Ω)	R_{p4} (Ω)	L_{p1} (nH)	L_{p2} (nH)	L_{p3} (nH)	L_{p4} (nH)	C_{cs} (fF)
Primário	6,49	1,46	0,028	0,18 m	0,303	0,35	20	13,8	~ 0
Secundário	2,04	1,73	7,61 m	3,63 μ	0,169	0,69 m	17,4	0,49	~ 0

FONTE: O autor (2023).

Fica evidente que a otimização não está convergindo para os valores e relações propostas pelo trabalho teórico. No entanto, ela apresenta um resultado ligeiramente melhor nos elementos série.

FIGURA 96 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA COM 4 X (RPX E LPX), COM UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO (ENTRE AS PORTAS) E INDUTIVO APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

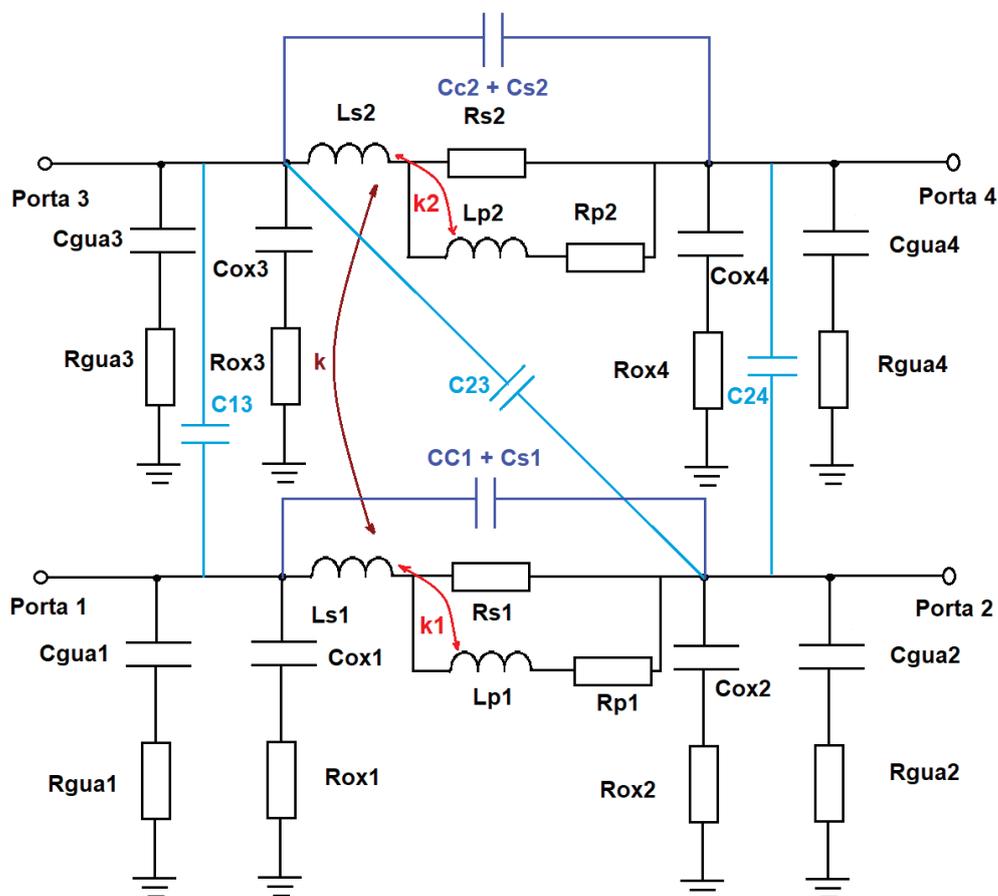
No entanto os fatores de acoplamento ainda apresentam um erro bem significativo, fazendo um erro total de 10,85 % e um erro dos parâmetros YP, Ls e Rs de 5,19 %.

Outros dois arranjos para representar as variações da indutância série e da resistência série foram testados, o proposto no trabalho de Cao et al. (2003). Neste artigo, o circuito proposto é um duplo π , porém foi feita uma adaptação para um circuito com π simples, utilizando o circuito mostrado na Figura 97.

4.4.3.5 Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls com acoplamento.

Os valores iniciais foram calculados de acordo com o que é proposto no artigo em questão, considerando algumas aproximações, uma vez que o objetivo aqui é observar o resultado das otimizações para a avaliação dos circuitos.

FIGURA 97 – CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM PARALELO COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO, ADAPTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO POR (CAO ET AL., 2003).



FONTE: O autor (2023).

Após a otimização os valores obtidos foram colocados na Tabela 11, mostrada a seguir.

TABELA 11 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DO ARRANJO SÉRIE, ADAPTADO DE (CAO ET AL., 2003), CIRCUITO DA FIGURA 97, APÓS A OTIMIZAÇÃO.

	R_s (Ω)	L_s (nH)	R_p (Ω)	L_p (nH)	k	C_{cs} (fF)
Primário	1,19	1,86	26,1	2,17	0,155	0,12
Secundário	0,75	1,27	33,2	1,56	0,161	~ 0

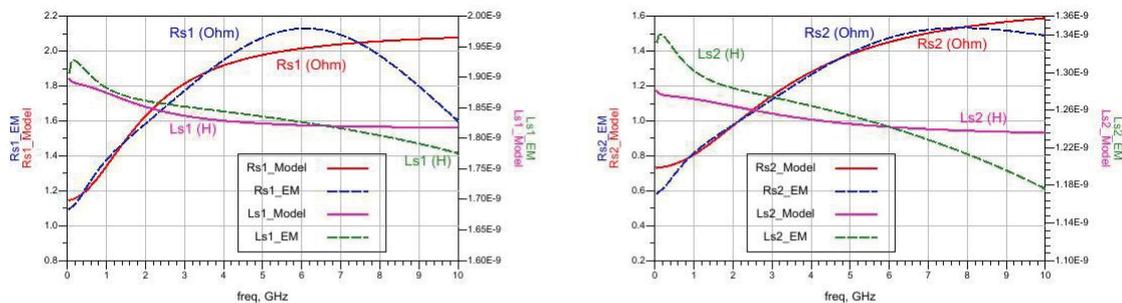
FONTE: O autor (2023).

Nesta tabela os valores obtidos para k , C_{23} , C_{13} e C_{24} não foram colocados, pois pertencem aos dois enrolamentos (são os valores de acoplamento entre os enrolamentos). Os valores foram não desprezíveis para $C_{23} = 3,22$ fF, $C_{24} = 0,53$ fF e $k = 0,07$, já o valor de C_{13} foi próximo de zero.

É interessante notar que quanto mais possibilidades de ajuste tem o arranjo série, menor fica a capacitância em paralelo com este arranjo, isto ocorreu no circuito da Figura 95 e no circuito da Figura 97.

Os valores obtidos para os elementos série estão representados na Figura 98, e foram mais convergentes para o enrolamento secundário que para o enrolamento primário. O comportamento de Rs1 com o modelo elétrico, não acompanha a redução de Rs1 que o circuito simulado apresenta (a partir de 6 GHz), o que é típico para circuitos com uma rede π . Já para o enrolamento secundário os dois elementos ficaram bem próximos do esperado.

FIGURA 98 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO RP E LP ACOPLADO MAGNETICAMENTE ADAPTADO DE (CAO ET AL., 2003), CIRCUITO DA FIGURA 97, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.01075	0.00668	0.22922	0.02287	0.01540	0.14063	0.35740	0.07335	0.01359	0.05950	0.09294

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0137	0.0255	0.1571	0.0431	0.0843	0.0460	0.0096	0.0224	0.0502

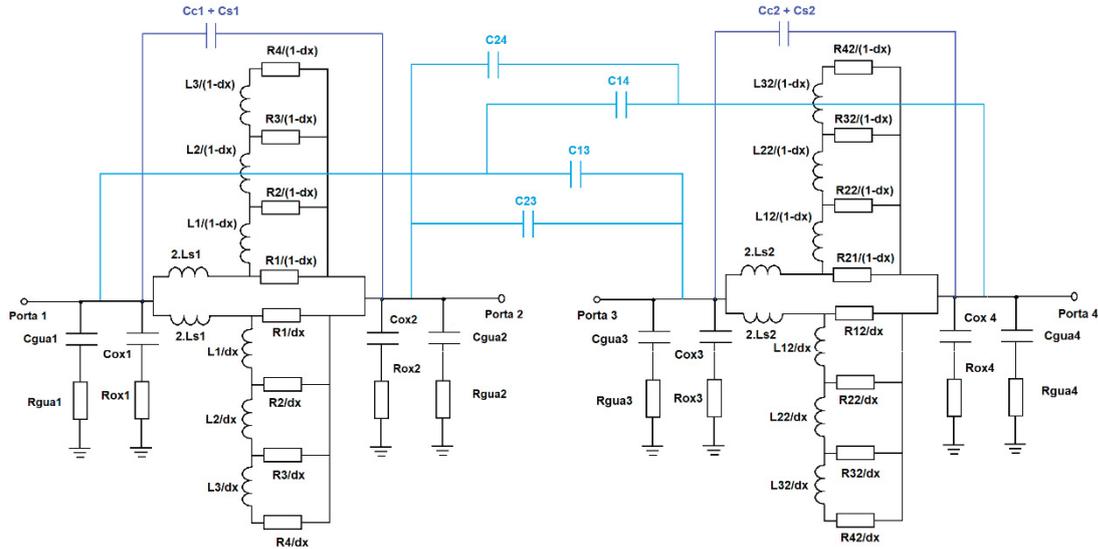
FONTE: O autor (2023).

O erro ainda é significativo para os elementos série e para os parâmetros S referentes ao acoplamento. O erro total dos parâmetros S é de 9,3 % e um erro dos parâmetros YP, Ls e Rs de 5,0 %.

4.4.3.6 Circuito equivalente π simples, com Rs e Ls em escada dupla.

O último arranjo que foi otimizado, para um circuito π simples (para os valores de Rs e Ls), é o que usa uma escada dupla como proposto por Sathyasree et al. (2019), mostrado na Figura 99. Nesta figura, existem duas escadas, uma responsável pelo efeito pelicular e a outra responsável pelo efeito da proximidade, para isso deve ser calculado um fator "dx" que define estes dois efeitos e que entra no cálculo de cada uma das escadas.

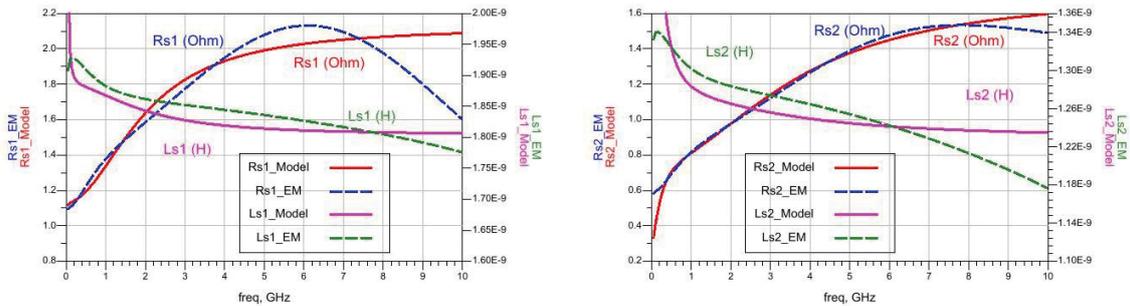
FIGURA 99 – CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO Π, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO EM ESCADA DUPLA, ADAPTAÇÃO DO CIRCUITO POR (SATHYASREE ET AL., 2019).



FONTE: O autor (2023).

O resultado após a otimização está mostrado na Figura 100, contendo tanto os gráficos de Rs e Ls quanto os valores obtidos dos erros.

FIGURA 100 – VALORES DE RS E LS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE Π SIMPLES, COM RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE ASSOCIADOS UM ARRANJO RP E LP ADAPTADO DE (SATHYASREE ET AL., 2019), CIRCUITO DA FIGURA 99, FIGURA 97 COM OS VALORES DE ERRO, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	erro_medio
0.01383	0.00617	0.22446	0.07440	0.01596	0.15095	0.37230	0.05091	0.01163	0.05295	0.09736

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	Erro_medio_P
0.0190	0.0255	0.0341	0.0470	0.0860	0.0471	0.0125	0.0342	0.0382

FONTE: O autor (2023).

A regra de como se comportam estes valores nesta escada depende deste valor dx, que é diferente para cada enrolamento. E a relação entre os elementos é bem semelhante

à mostrada na equação (4.27), com a diferença que a relação para os indutores é uma e para os resistores é outra, como na equação (4.28).

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{R_4} = RR \quad \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_2}{L_3} = LL \quad (4.28)$$

Os cálculos (iniciais) mostraram dx muito próximo de 0,5 o que corresponde a quase nenhum efeito de proximidade, o efeito predominante é o pelicular.

Após a otimização os valores obtidos são mostrados na Tabela 12.

TABELA 12 – VALORES DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE OS ELEMENTOS DO ARRANJO SÉRIE, ADAPTADO DE (SATHYASREE ET AL., 2019), CIRCUITO DA FIGURA 99, APÓS A OTIMIZAÇÃO.

	Ls (nH)	dx	R1 (Ω)	RR	L1 (nH)	LL	Ccs (fF)
Primário	1,814	0,5	2,11	0,875	0,367	0,006	~ 0
Secundário	1,237	0,813	1,035	1,284	0,082	0,11	~ 0

FONTE: O autor (2023).

Também foram deixados fora da tabela, os valores de acoplamento por pertencerem aos dois enrolamentos as capacitâncias de acoplamento e o k (entre enrolamentos). Os valores foram significativos para C14, C24, C23, e k que ficou em 0,075.

O erro é significativo para os parâmetros S referentes ao acoplamento. S13 foi de 22,45 % e S24 chegou a 37,23 %, com isso o erro total dos parâmetros S é de 9,74 %. No entanto o erro dos parâmetros YP, Ls e Rs foi de 3,82 %, o melhor valor encontrado entre os circuitos otimizados (rede π simples).

O erro no acoplamento foi relativamente alto em todos os circuitos aqui otimizados, e o comportamento de Rs1 após a 6 GHz, não foi convergente em nenhum dos circuitos. O Rs1 inicia em 1,1 Ω, sobe até um valor máximo de 2,13 Ω em 6,1 GHz, e depois cai até chegar a 1,6 Ω em 10 GHz (Figura 100).

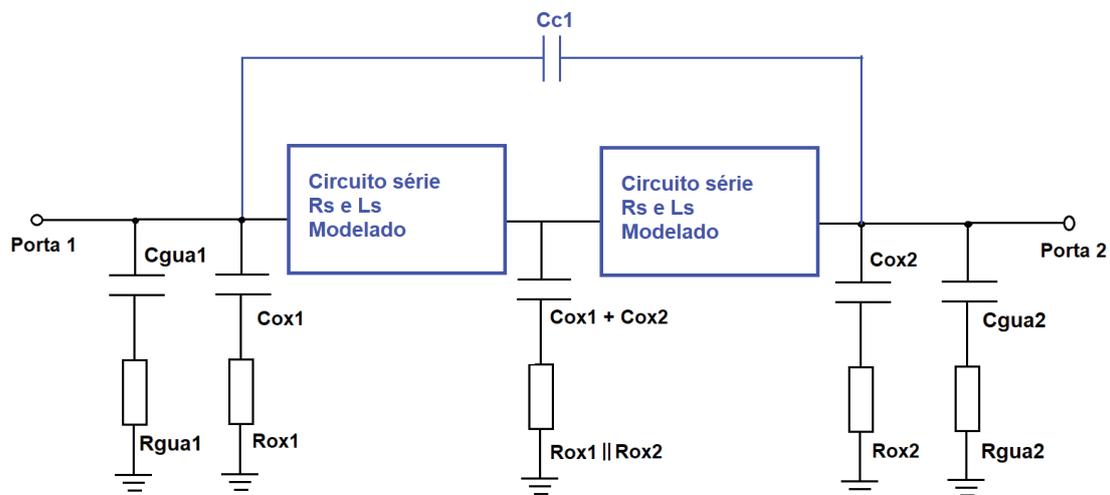
Um circuito com somente uma rede π não consegue reproduzir adequadamente este comportamento de Rs1, como é observado nos resultados obtidos e citado nos trabalhos de Han et al. (2015) e Gao; Yu (2006).

Então para melhorar a resposta do acoplamento e efetivamente conseguir modelar o comportamento de Rs, foram otimizados os circuitos com duplo π . Limitando àqueles cuja representação série tiveram as melhores respostas entre os circuitos com rede π simples. Neste caso específico os ramos série que serão utilizados são os que aparecem nas Figura 98 e Figura 100.

4.4.3.7 Circuito equivalente duplo π simples, com R_s e L_s com acoplamento.

Para o novo circuito otimizado é como se cada enrolamento tivesse dois circuitos da Figura 97 e Figura 99 em cascata, com a diferença que a capacitância e resistência de guarda não aparecem entre os circuitos, como na Figura 101.

FIGURA 101 – REPRESENTAÇÃO DOS CIRCUITOS QUE SERÃO OTIMIZADOS (DUPLO Π) A PARTIR DOS ARRANJOS SÉRIE JÁ UTILIZADOS.

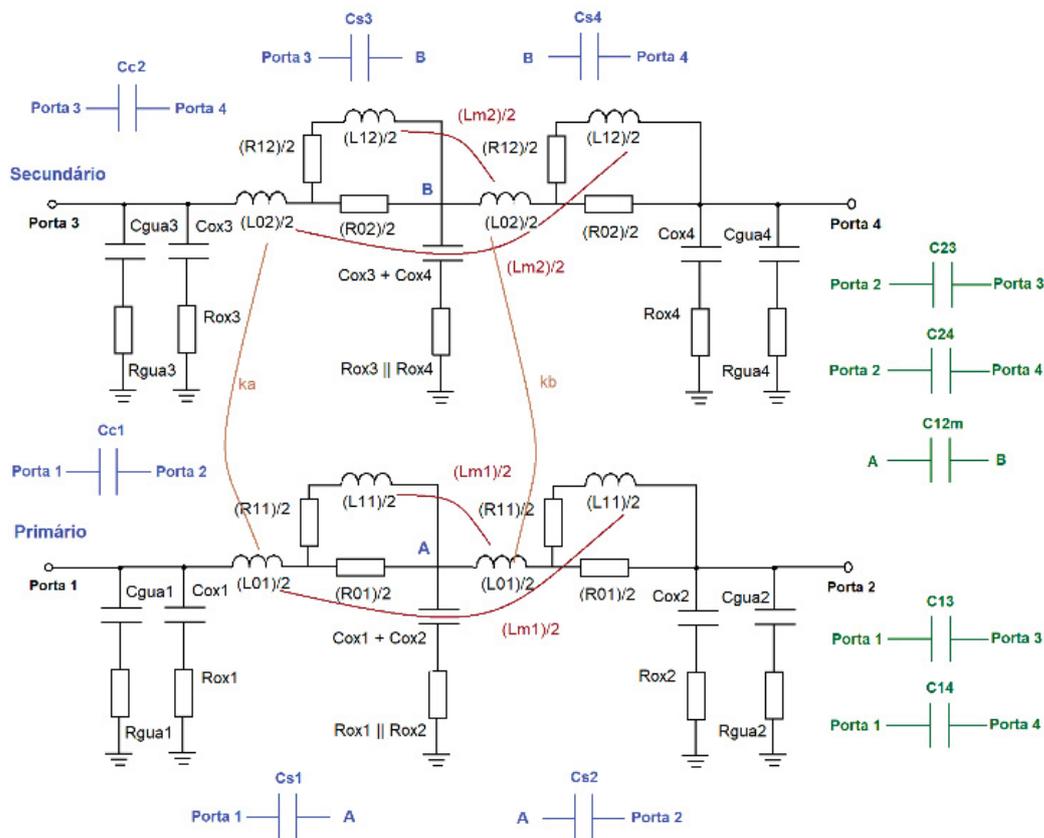


FONTE: O autor (2023).

Para ficar mais claro, o arranjo duplo π completo está representado na Figura 102 com o circuito proposto por Cao et al. (2003) com os acoplamentos entre os circuitos série em cascata implementados. Aqui todos os elementos estão representados.

Observe que este circuito da Figura 102 corresponde a dois circuitos série utilizados na Figura 98 em cascata com a diferença que existe um acoplamento entre os circuitos (L_{m1} e L_{m2}). Isto não existia no arranjo π simples.

FIGURA 102 - CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π SIMPLES, CONFORME PROPOSTO POR (CAO ET AL., 2003).



FONTE: O autor (2023).

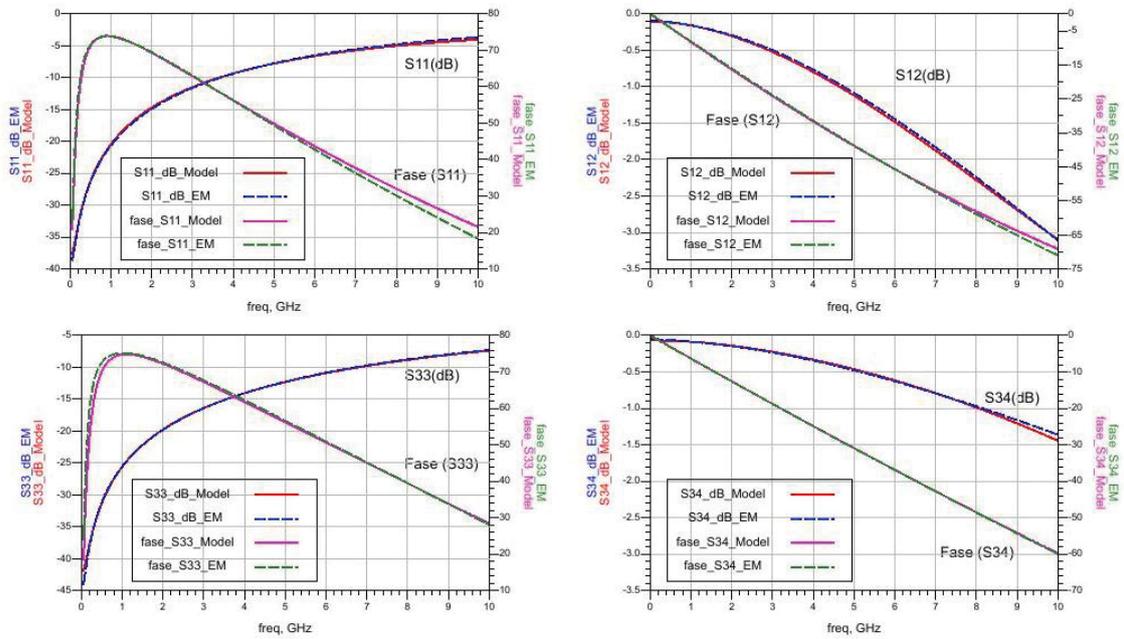
O resultado da otimização deste primeiro circuito duplo π que foi proposto por Cao et al. (2003), apresenta uma resposta mais satisfatória, como pode ser visto na Figura 103, para os parâmetros S relativos a cada enrolamento (S_{11} , S_{12} , S_{33} e S_{34}). Os resultados bons, mas compatíveis com os obtidos para rede π simples.

O trabalho de Cao et al. (2003) se baseia em uma rede duplo π , logo é esperado que a resposta seja melhor que o obtido para uma rede simples com o mesmo arranjo série.

Para os parâmetros S entre os enrolamentos, Figura 104, os resultados foram melhores que os obtidos com circuito π simples. Neste circuito além de apresentar mais capacitores de acoplamento, também apresenta mais acoplamentos indutivos.

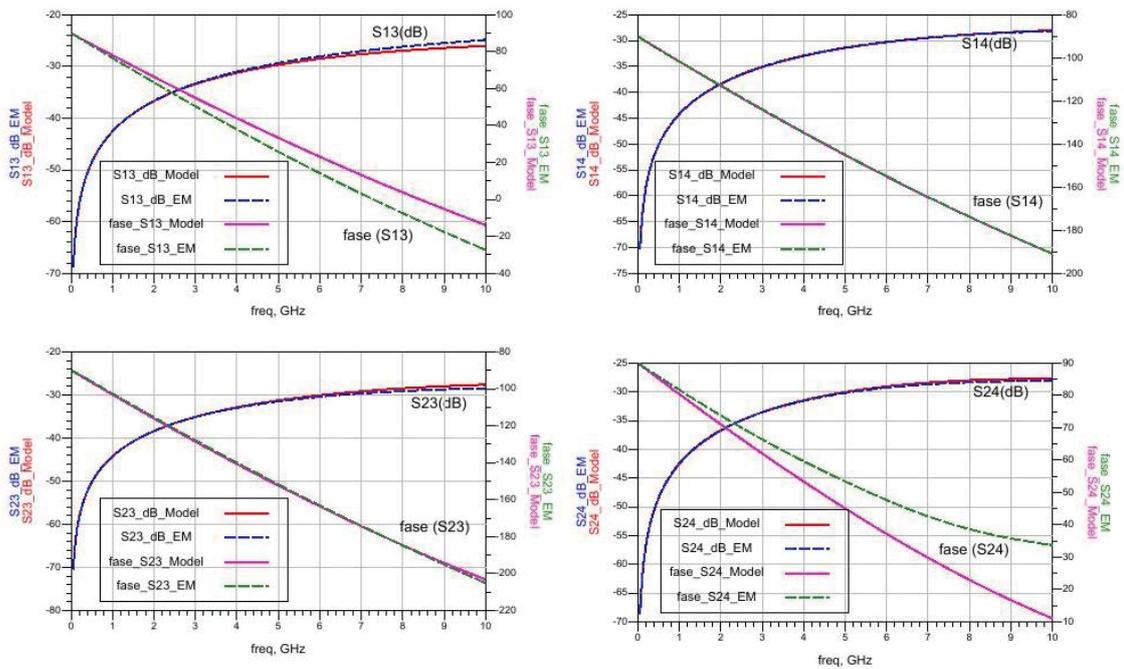
O resultado referente aos elementos que foram otimizados, admitâncias paralelas e resistência e indutâncias séries, Figura 105, também apresentou uma melhora, principalmente no comportamento da resistência série, como já era esperado.

FIGURA 103 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

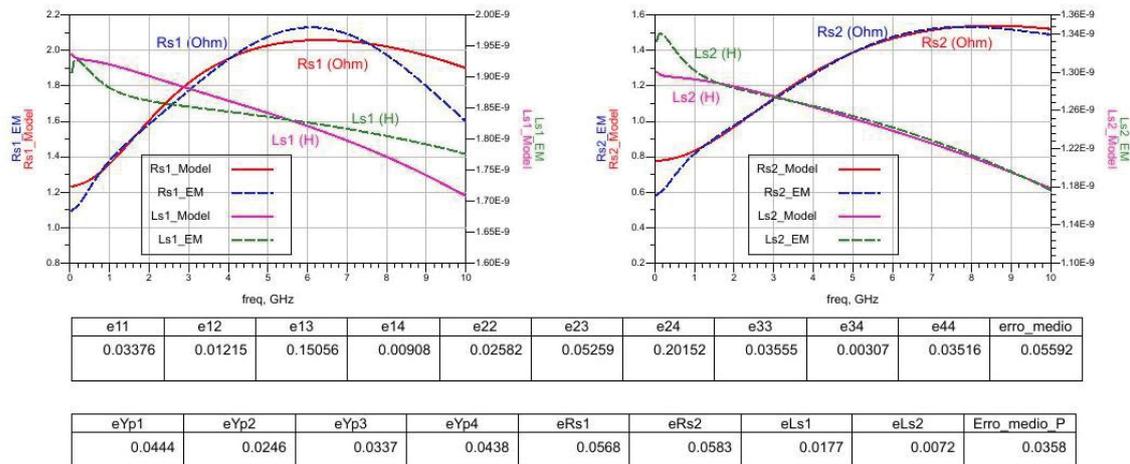
FIGURA 104 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24), DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

O erro médio dos parâmetros S ficou em 5,59 % e o erro médio dos parâmetros otimizados ficou em 3,58 %.

FIGURA 105 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP2E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO), DO TRANSFORMADOR A, PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

4.4.3.8 Circuito equivalente duplo π , com Rs e Ls em escada dupla.

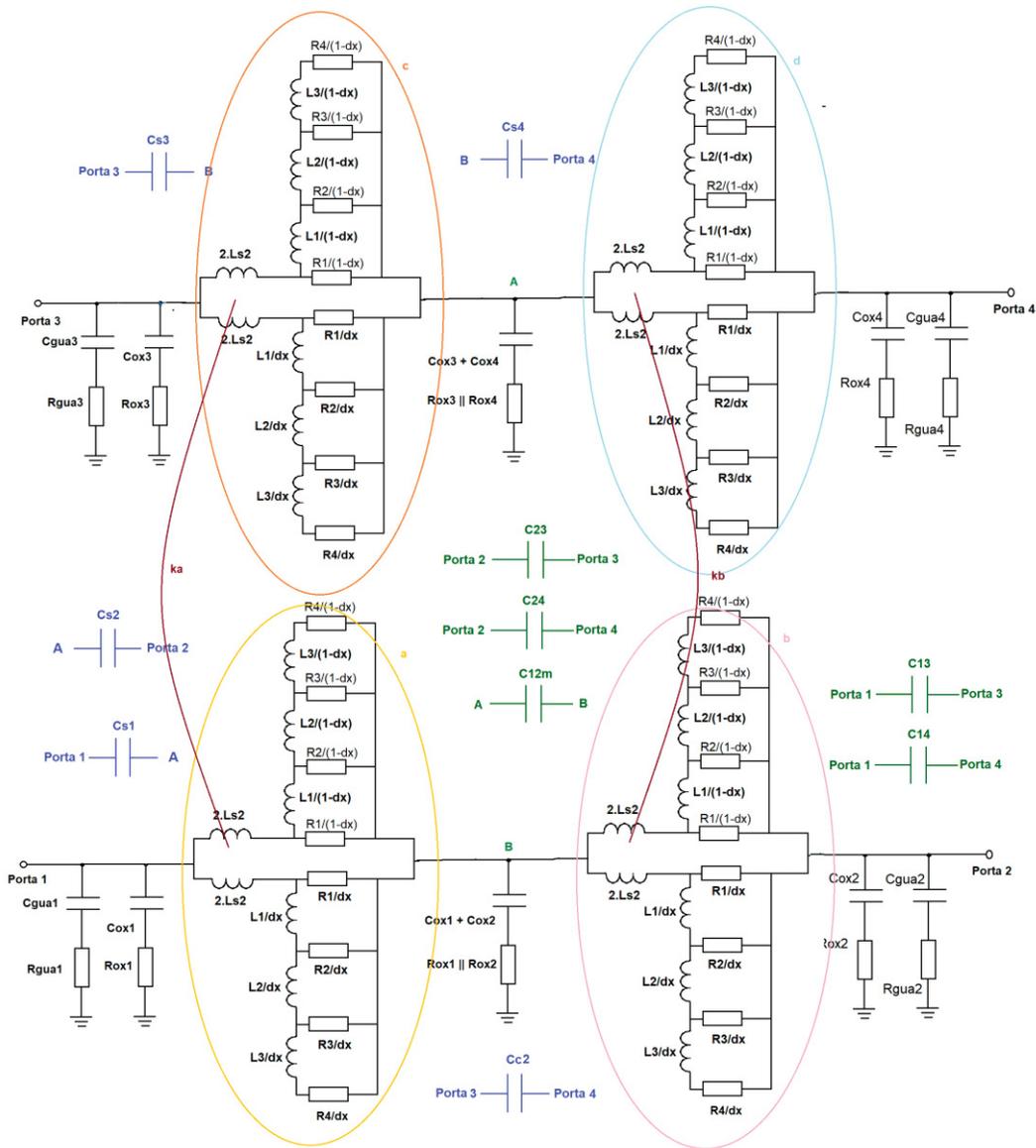
O circuito com os elementos série modelados através de uma escada dupla também é otimizado em um arranjo duplo π .

Para uma melhor visualização do circuito ele é representado na Figura 106, com todos os elementos da escada dupla em cascata, incluindo os capacitores de acoplamento e entre portas.

Os resultados do circuito mostrado na Figura 106 otimizado, com base no proposto por Sathyasree et al. (2019), são mostrados nas figuras a seguir.

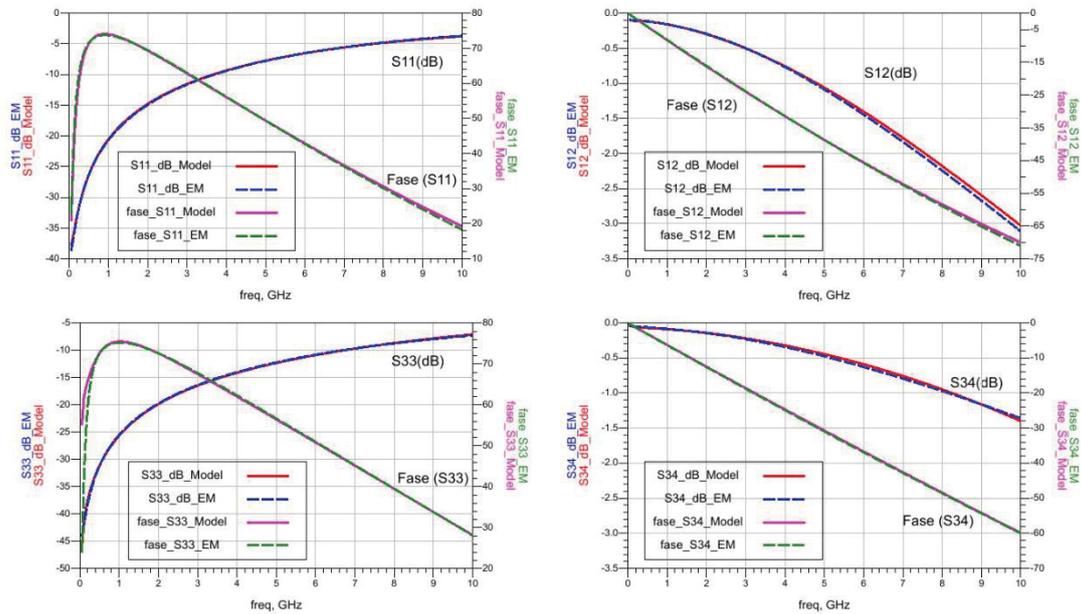
Como pode ser visto na Figura 107, para os parâmetros S relativos a cada enrolamento (S11, S12, S33 e S34) os resultados são bons e semelhantes aos já encontrados tanto no duplo π quanto para rede π simples.

FIGURA 106 - CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO II, COM RS E LS EM ESCADA DUPLA.



FONTE: O autor (2023).

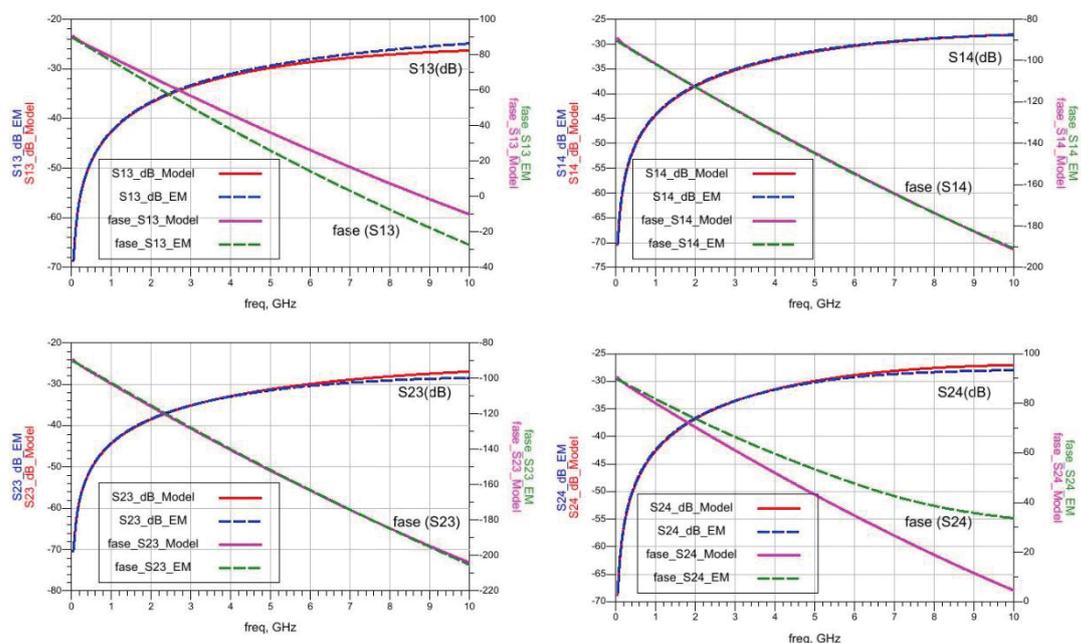
FIGURA 107 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Para os parâmetros S entre os enrolamentos, Figura 108, os resultados foram melhores que os obtidos com circuito π simples, de forma semelhante à rede duplo π , já otimizada.

FIGURA 108 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR A, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.

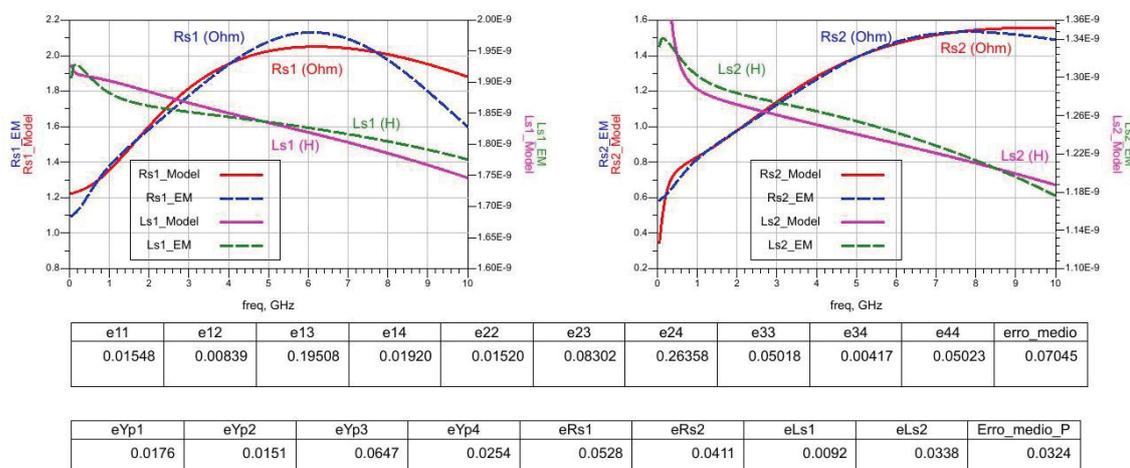


FONTE: O autor (2023).

O resultado referente aos elementos que foram otimizados, admitâncias paralelas e resistência e indutâncias séries, Figura 109, também apresentou uma melhora, principalmente no comportamento da resistência série, como já era esperado.

O erro médio dos parâmetros S ficou em 7,05 % e o erro médio dos parâmetros otimizados ficou em 3,24 %.

FIGURA 109 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP3 E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

TABELA 13 – TABELA COMPARANDO OS VALORES DE ERROS DOS PARÂMETROS S E DOS ELEMENTOS OTIMIZADOS (EP_TOTAL - ADMITÂNCIAS PARALELAS, RS E LS), COM VALORES MÉDIOS DE ERROS POR GRUPO – ES_ACP (ERRO DOS PARÂMETROS S DE ACOPLAMENTO, S13, S14, S23 E S24), ES_PROP (ERRO DOS PARÂMETROS S EM CADA ENROLAMENTO).

Arranjo série	Redes π simples					Redes duplo π	
	R e L fixos	R e L com R L	Escada com R+L	R e L acoplados	Escada dupla	R e L acoplados	Escada dupla
Esquema	Figura 85	Figura 92	Figura 95	Figura 97	Figura 99	Figura 101 + Figura 97	Figura 101 + Figura 99
eS_total	14,3 %	5,8 %	9,8 %	9,3 %	9,7 %	5,6 %	7,05 %
eP_total	8,5 %	3,82 %	5,17 %	5,02 %	3,82 %	3,6 %	3,2 %
eS13	19,7 %	15,3 %	21,2 %	22,9 %	22,4 %	15,1 %	19,5 %
eS14	8,6 %	8,53 %	2,77 %	2,29 %	7,4 %	0,91 %	1,92 %
eS23	18,1 %	2,3 %	12,0 %	14,1 %	15,1 %	5,26 %	8,3 %
eS24	44,0 %	19,0 %	34,5 %	35,7 %	37,2 %	20,2 %	26,4 %

eS_acp	22,6 %	11,3 %	17,1 %	18,7 %	20,5 %	10,4 %	14,03 %
eS11	8,4 %	0,93 %	3,01 %	1,08 %	1,38 %	3,38 %	1,5 %
eS22	8,6 %	1,47 %	3,17 %	1,54 %	1,6 %	2,58 %	1,52 %
eS33	14,7 %	2,3 %	9,82 %	7,3 %	5,1 %	3,56 %	5,02 %
eS44	14,7 %	4,56 %	9,87 %	5,9 %	5,3 %	3,52 %	5,02 %
eS12	2,99 %	0,72 %	0,63 %	0,67 %	0,61 %	1,22 %	0,84 %
eS34	3,16 %	1,14 %	1,03 %	1,36 %	1,16 %	0,31 %	0,42 %
eS_prop	8,76%	1,85 %	3,54%	2,98%	2,53%	2,43%	2,39%

FONTE: O autor (2023).

A Tabela 13 mostra os erros de cada um dos circuitos que foi otimizado, o eS_total é o erro médio de todos os parâmetros S analisados, os do próprio enrolamento (que também está na tabela como eS_prop) e os parâmetros S de acoplamento, ou seja, entre os enrolamentos, que aparece com eS_acp. O erro médio dos parâmetros (elementos) série e paralelos está como eP_total.

Observando os resultados, forma marcados em vermelho os piores resultados e em azul os melhores, em negrito os bons resultados. Com base nestes valores o circuito que apresenta a melhor relação complexidade e resultado é o circuito da Figura 92, que apresenta o melhor valor de erro dos parâmetros S do próprio enrolamento, o segundo melhor valor dos parâmetros de acoplamento, 11,3 % contra 10,4 % (melhor valor), também ficou em segundo no erro global dos parâmetros S, 5,8 % contra 5,6 % do melhor e em terceiro nos erros dos elementos ou parâmetros 3,82 % contra 3,6 % e 3,2 %. Como o circuito é muito menos complexo que os que ficaram com menor erro, e a diferença dos resultados não é significativa, este é o circuito escolhido.

4.4.4 Otimização do transformador B.

O transformador B, mostrado na Figura 65, foi otimizado de forma análoga ao transformador A.

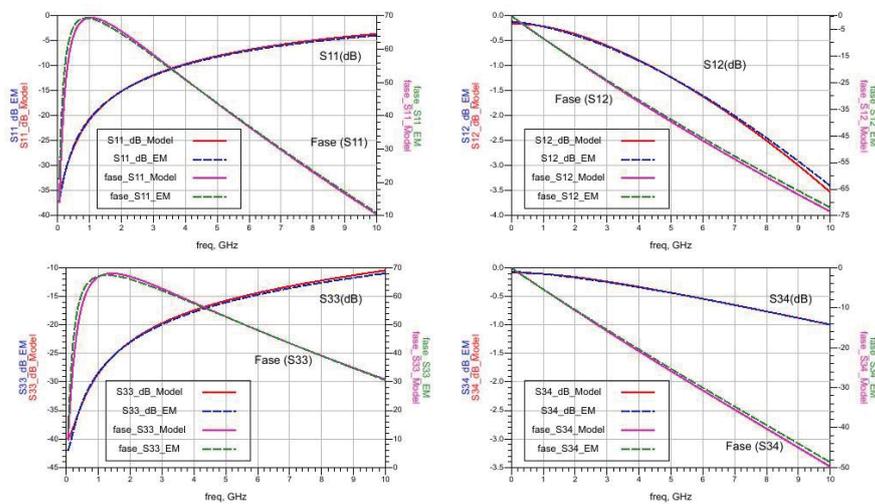
Porém não foram incluídos todos os circuitos otimizados aqui, somente um circuito em π (Figura 92), semelhante ao utilizado por Salimy et al. (2009) e os dois circuitos equivalentes que apresentaram o melhor desempenho, ou seja, apresentaram o menor erro nos parâmetros S e mais fielmente emularam o comportamento de Rs e Ls.

Estes circuitos são em duplo π , como o que foi proposto por Cao et al. (2003) Figura 101 e logo em seguida como foi proposto por Sathyasree et al. (2019) Figura 99.

4.4.4.1 Circuito equivalente π simples, com R_s e $L_s + R_p \parallel L_p$.

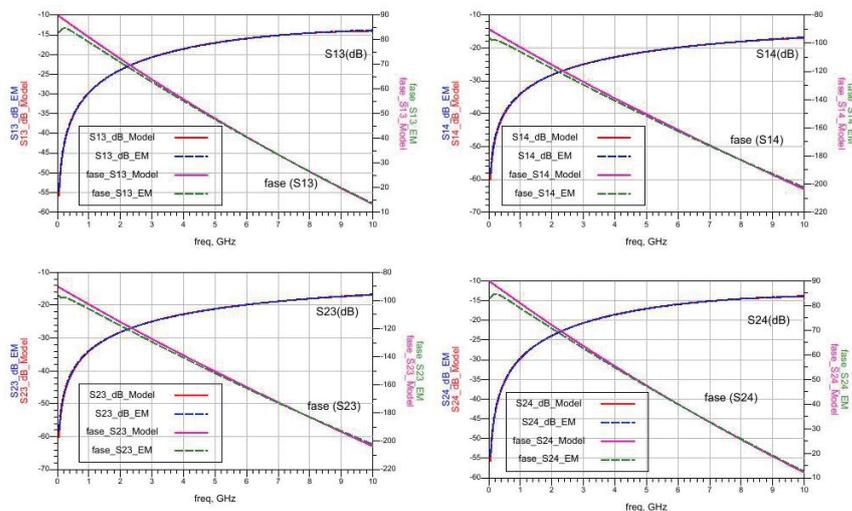
Para o circuito em π simples, mesmo circuito mostrado na Figura 92, os resultados foram bem satisfatórios após a otimização, como é mostrado nas figuras a seguir (Figura 110, Figura 111 e Figura 112).

FIGURA 110 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, $R_s + L_s + R_p \parallel L_p$ (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



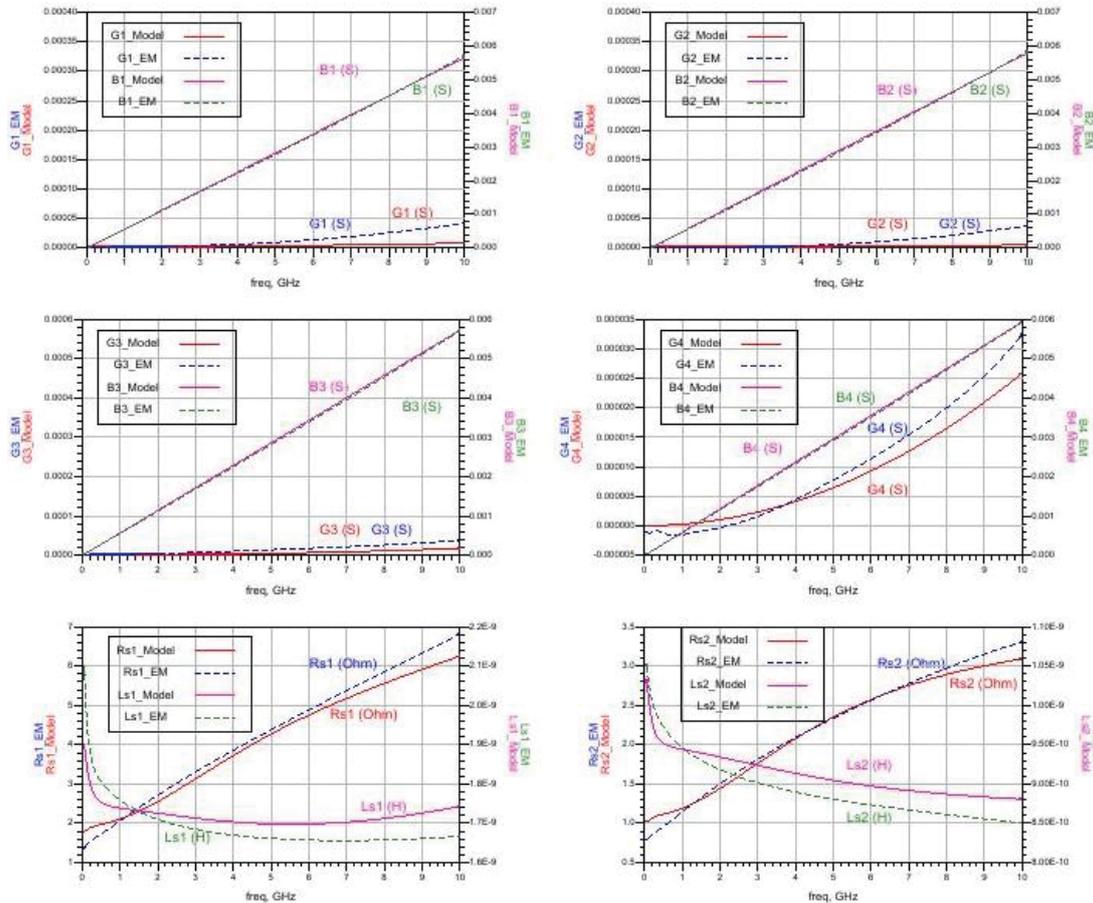
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 111 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE π SIMPLES, $R_s + L_s + R_p \parallel L_p$ (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 112 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP3, YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RS + LS + RP || LP (PARA ARRANJO SÉRIE), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.04295	0.01663	0.02685	0.04272	0.04304	0.04272	0.02662	0.05402	0.01133	0.05271	0.03596

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio P
0.0152	0.0195	0.0159	0.0146	0.0680	0.0609	0.0281	0.0263	0.0311

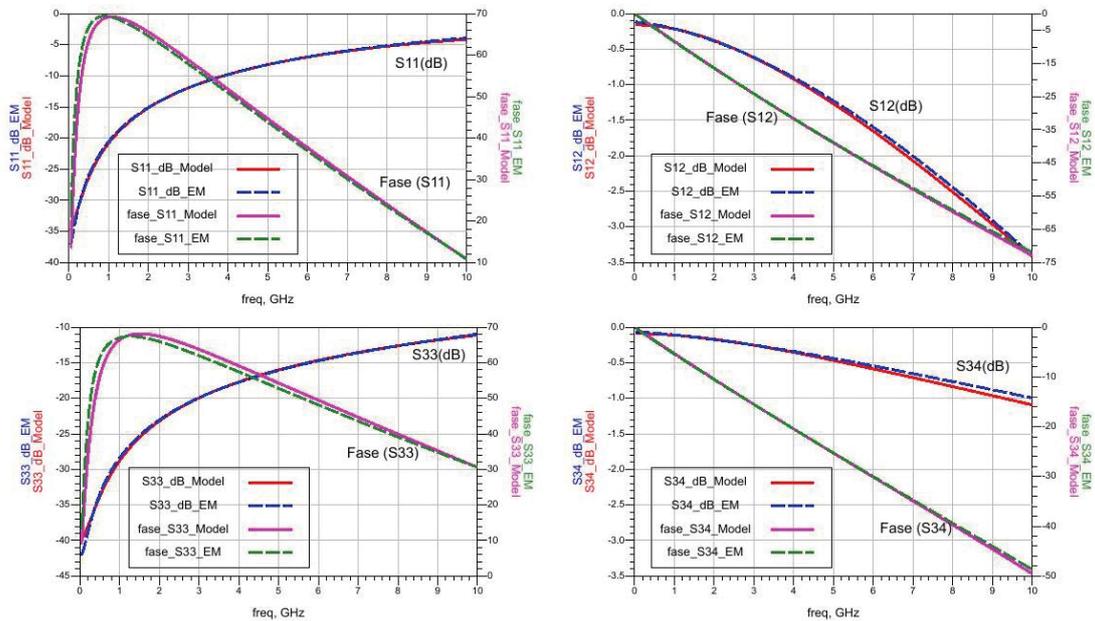
FONTE: O autor (2023).

4.4.4.2 Circuito equivalente duplo π , com Rs e Ls com acoplamento.

O transformador B, modelado com um circuito duplo π , de acordo com o que foi proposto por Cao et al. (2003), após o processo de otimização, tem os seus resultados mostrados a seguir.

Na Figura 113, para os parâmetros S relativos a cada enrolamento (S11, S12, S33 e S34).

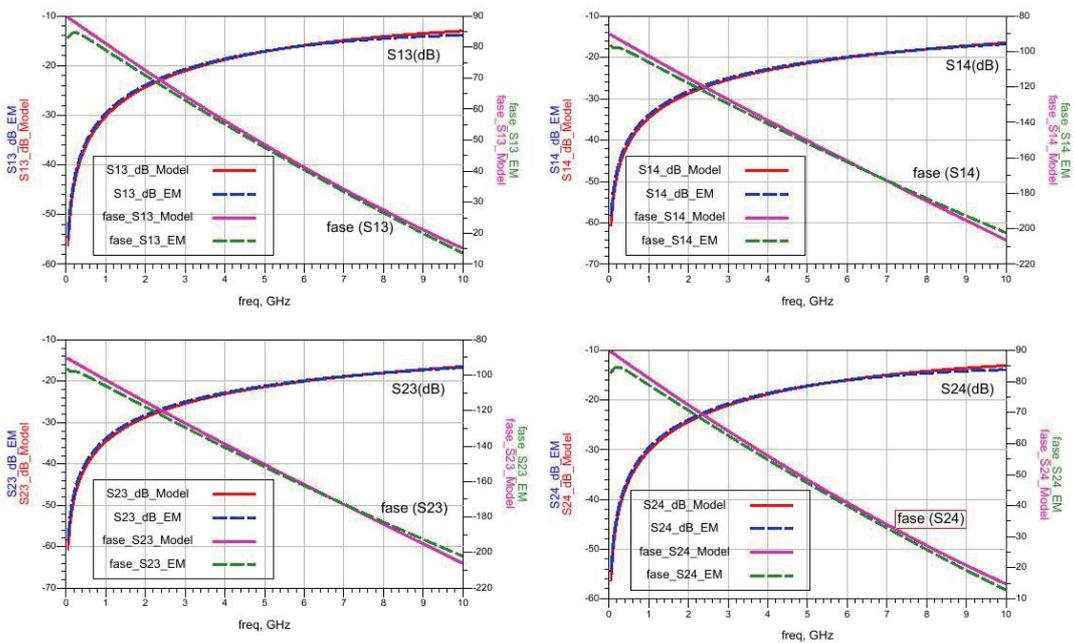
FIGURA 113 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Para os parâmetros S entre os enrolamentos, que mostra o efeito do transformador, Figura 114.

FIGURA 114 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.

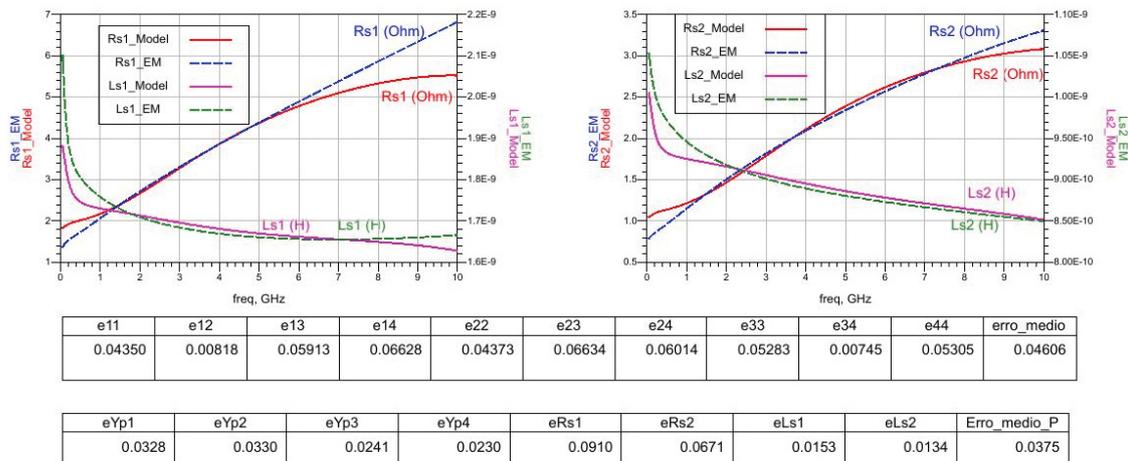


FONTE: O autor (2023).

O resultado referente aos elementos que foram otimizados, admitâncias paralelas e resistência e indutâncias séries, Figura 115 e Figura 105, também apresentou uma melhora, principalmente no comportamento da resistência série, como já era esperado.

O erro médio dos parâmetros S ficou em 4,61 % e o erro médio dos parâmetros otimizados ficou em 3,75 %.

FIGURA 115 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP3 E YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (CAO ET AL., 2003), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



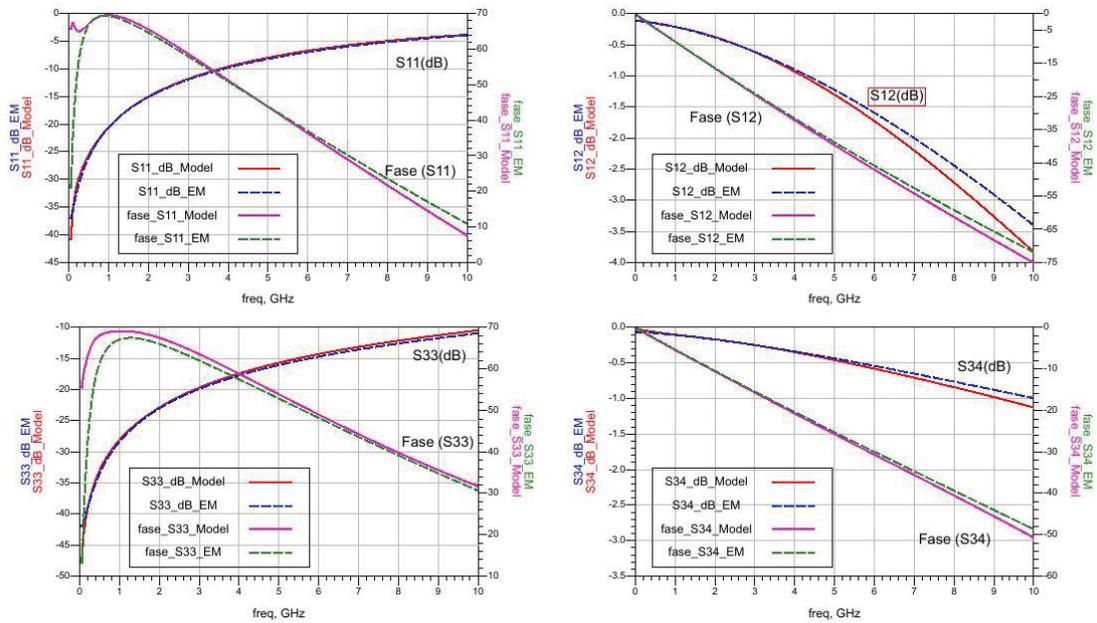
FONTE: O autor (2023).

4.4.4.3 Circuito equivalente duplo π , com Rs e Ls em escada dupla.

Os resultados do circuito otimizado, com base no proposto por (Sathyasree et al., 2019), são mostrados nas figuras a seguir.

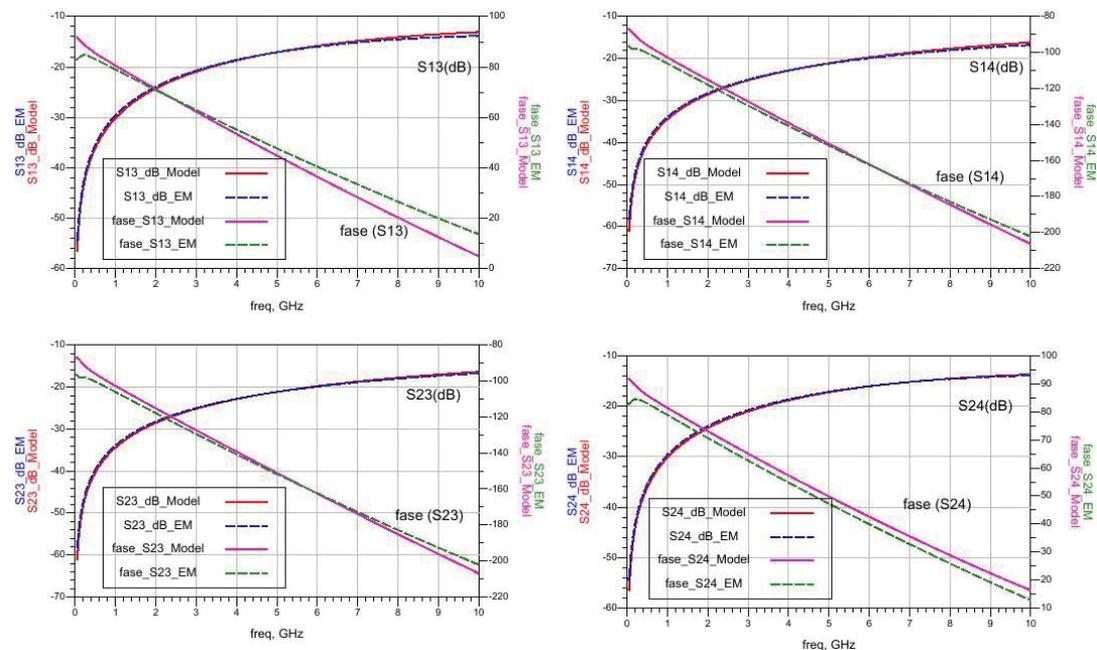
Como pode ser visto na Figura 116, para os parâmetros S relativos a cada enrolamento (S11, S12, S33 e S34) os resultados são bons, porém não melhores que os obtidos para a rede duplo π anterior. Principalmente em baixas frequências, nos casos de S11 e S33.

FIGURA 116 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES A CADA ENROLAMENTO (S11, S12, S33 E S34) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 117 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S REFERENTES AO ACOPLAMENTO ENTRE ENROLAMENTO (S13, S14, S23 E S24) DO TRANSFORMADOR B, CIRCUITO MODELADO COM EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

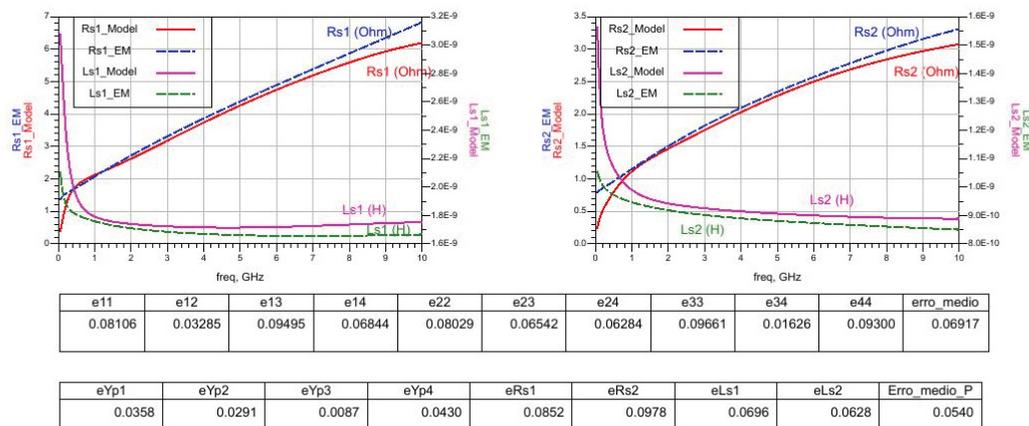
Para os parâmetros S entre os enrolamentos, Figura 117, os resultados foram semelhantes a rede duplo π , já otimizada.

O resultado referente aos elementos que foram otimizados, admitâncias paralelas e resistência e indutâncias séries, está apresentado na Figura 118.

O erro médio dos parâmetros S ficou em 6,92 % e o erro médio dos parâmetros otimizados ficou em 5,4 %.

Este modelo elétrico, baseado no artigo de Sathyasree et al. (2019) não mostrou ser mais eficiente que o modelo baseado no artigo de Cao et al. (2003).

FIGURA 118 – RESULTADOS DAS ADMITÂNCIAS PARALELAS DE CADA PORTA (YP1, YP2, YP3, YP4) ALÉM DAS RESISTÊNCIAS E INDUTÂNCIA SÉRIE RS1 E LS1 (PRIMÁRIO), RS2 E LS2 (SECUNDÁRIO) PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO EQUIVALENTE DUPLO Π , RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE SEGUNDO (SATHYASREE ET AL., 2019), APÓS A OTIMIZAÇÃO.



FONTE: O autor (2023).

Neste transformador B, o circuito que apresentou os melhores resultados foi o modelo π simples, mostrado na Figura 92. Uma razão para isso é o fato que o comportamento de Rs, nos dois enrolamentos, não apresenta um ponto de inflexão, como no transformador A, e este comportamento pode ser descrito por uma rede π simples.

Os resultados para os modelos otimizados dos transformadores A e B apresentaram respostas muito próximas ao dos transformadores simulados eletromagneticamente com elementos finitos, validando assim os circuitos e embasando os valores para a definição de equações que definam os elementos do modelo elétrico com base nas características físicas dos transformadores.

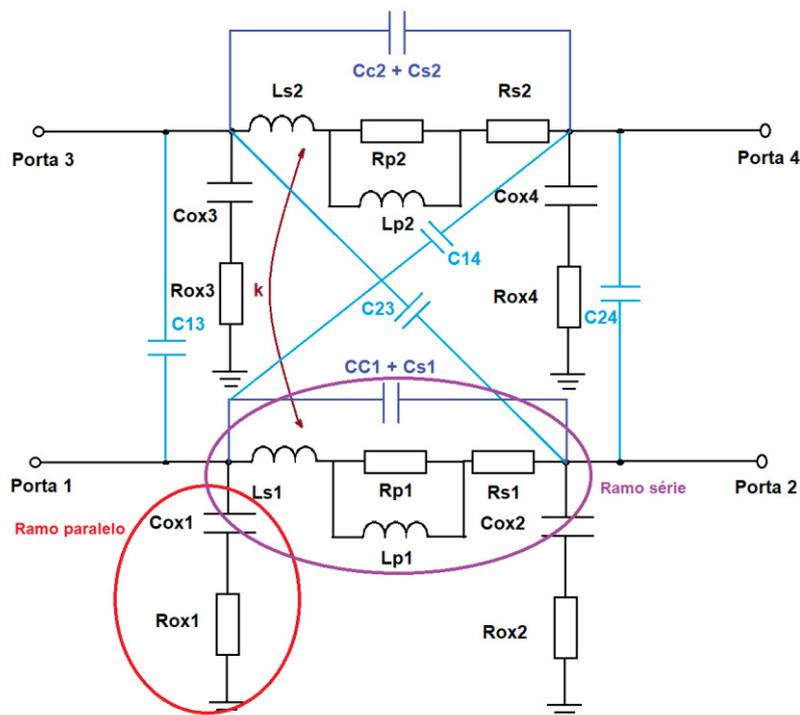
5 EQUAÇÕES PARA DETERMINAR OS ELEMENTOS DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE

Com base nos resultados obtidos na seção 4.4 os valores dos elementos que compõem o circuito elétrico equivalente foram determinados para os dois transformadores propostos.

Os resultados mostraram que o transformador com uma rede π simples, utilizando um arranjo série $R + L$ em série com um arranjo $R \parallel L$ em paralelo (Figura 92) teve um comportamento muito próximo ao melhor caso, e como um dos objetivos deste trabalho é obter um modelo equivalente que seja preciso e simples, este circuito foi o escolhido para modelar os dois transformadores.

Uma outra aproximação foi feita nos circuitos otimizados. O ramo paralelo, entre as portas e o plano de referência apresenta no modelo original dois circuitos série em paralelo, que são $R_{ox} + C_{ox}$ e $C_{gua} + R_{gua}$. Estes dois circuitos foram substituídos por somente um circuito série $C_{ox} + R_{ox}$, como mostrado no novo circuito que foi calculado para modelar os transformadores A e B, mostrado na Figura 119, ressaltando os elementos dos ramos paralelo e série além dos elementos de acoplamento.

FIGURA 119 – CIRCUITOS EQUIVALENTE π SIMPLES, COM SOMENTE $C_{OX} + R_{OX}$ NO RAMO PARALELO, MOSTRANDO A POSIÇÃO DOS RAMOS SÉRIE E PARALELO.



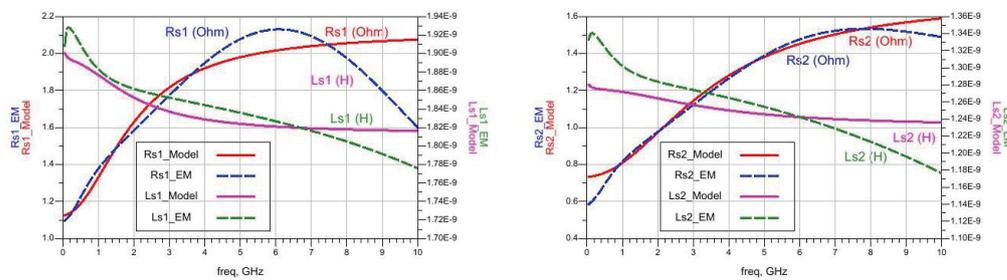
FONTE: O autor (2023).

Este circuito foi novamente otimizado e apresentou bons resultados para os transformadores A e B, ou seja, valores muito próximos aos obtidos com dois ramos paralelos, o que facilita a obtenção das equações para determinar os elementos.

Os resultados do modelo equivalente otimizado do transformador A estão mostrados na Figura 120. Nela observamos que o erro dos parâmetros S é de 5,49 % e dos elementos é de 3,46 %.

Para o transformador B os resultados estão mostrados na Figura 121, os erros são 3,67 % para os parâmetros S e 2,81 % para os elementos série e paralelo.

FIGURA 120 – RESULTADOS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, COM SOMENTE COX + ROX NO RAMO PARALELO, DO TRANSFORMADOR A, APÓS A OTIMIZAÇÃO.

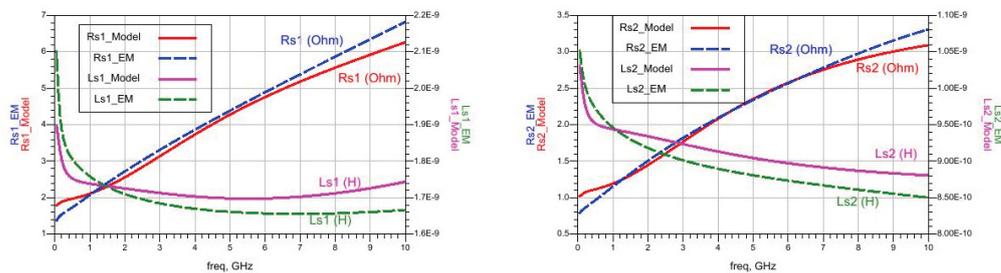


e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.00734	0.00888	0.14806	0.08259	0.01003	0.02173	0.17701	0.04145	0.01001	0.04135	0.05485

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0201	0.0183	0.0336	0.0428	0.0839	0.0466	0.0091	0.0225	0.0346

FONTE: O autor (2023).

FIGURA 121 – RESULTADOS PARA CIRCUITO EQUIVALENTE II SIMPLES, COM SOMENTE COX + ROX NO RAMO PARALELO, DO TRANSFORMADOR B, APÓS A OTIMIZAÇÃO.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.04420	0.01401	0.02711	0.04243	0.04328	0.04270	0.02687	0.05930	0.00884	0.05813	0.03669

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0130	0.0125	0.0092	0.0072	0.0680	0.0609	0.0281	0.0263	0.0281

FONTE: O autor (2023).

Os elementos estão separados em:

- elementos dos ramos paralelos (devido ao dielétrico);
- elementos série, entre as portas de cada enrolamento, aqui estão C_c , C_s , e o e circuito que emula a variação de resistência e indutância série com a frequência;
- o acoplamento entre enrolamentos – indutivo e capacitivo.

Estes elementos são calculados conforme descrito nos itens a seguir.

5.1 ELEMENTOS DEVIDO AO DIELÉTRICO (ELEMENTOS EM PARALELO)

Como existe um plano de terra (blindagem – padrão de trilhas, aterradas) entre a base do substrato e os enrolamentos do transformador, a capacitância se deve basicamente à interação das trilhas, que compõem os enrolamentos do transformador e este plano de terra, que funciona como uma blindagem, evitando a indução no substrato.

Apesar de reduzir significativamente este acoplamento, a presença do substrato abaixo do plano de terra altera os elementos paralelos, inclusive em função do padrão construtivo da blindagem, que normalmente são segmentos condutores visando minimizar a área de indução, de forma análoga a transformadores de energia que usam núcleos laminados.

Desta forma nesta etapa foram observados e calculados, a capacitância e a respectiva perda entre as trilhas e o plano de blindagem, e a indução e perdas neste plano de blindagem.

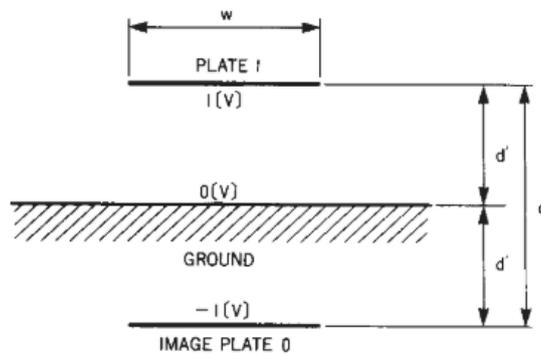
O cálculo da capacitância e respectivas perdas foi feito no capítulo anterior considerando placas paralelas, como é bastante frequente, nos trabalhos de Yao et al. (2014), El-Gharniti et al. (2007), Jin et al. (2018) e outros. No entanto como a largura da trilha (w) é da mesma ordem de grandeza que a separação entre estas trilhas e o plano de terra (t_{ox}), existe o efeito da dispersão das linhas de campo elétrico na borda da trilha (espraiamento ou efeito de franjas), já descrito aqui. Por este motivo o cálculo desta capacitância não é feito utilizando a equação de placas paralelas, mas sim utilizando equações que levam em consideração a dispersão do campo elétrico e a espessura do condutor.

5.1.1 Cálculo das capacitâncias do dielétrico

Alguns trabalhos tratam do fenômeno do espriamento das linhas de campo, entre estes está o de Nishiyama; Nakamura (1990). Neste trabalho os eletrodos do capacitor são divididos em pequenos segmentos e a equação de Laplace é resolvida pelo método dos elementos de contorno (BEM), semelhante ao método dos momentos, resolvendo equações integrais.

A Figura 122 mostra qual arranjo está sendo analisado:

FIGURA 122 – LINHA DE FITA DE LARGURA W, SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE D' (TOX) DO PLANO DE TERRA.



FONTE: Nishiyama; Nakamura (1990).

O que é bastante interessante neste artigo é que ele mostra vários outros estudos, com as respectivas formulações. A fórmula proposta por Nishiyama; Nakamura (1990) para a capacitância distribuída para uma linha de espessura desprezível em relação a distância do plano terra é dada por:

$$C_n = C_{pp} \cdot \left(1 + 4,246 \cdot \frac{tox}{w} \right) \quad \text{para } b < 0,005 \quad (5.1)$$

$$C_n = C_{pp} \cdot \left(1 + \sqrt{11,0872 \cdot \left(\frac{tox}{w} \right)^2 + 0,001097} \right) \quad \text{para } 0,005 \leq b < 0,05$$

$$C_n = C_{pp} \cdot \left(1 + 1,9861 \cdot \left(\frac{tox}{w} \right)^{0,8258} \right) \quad \text{para } b > 0,05$$

onde: C_{pp} é a capacitância distribuída devido a placas paralelas, dada por $\epsilon \cdot \frac{w}{tox}$ em (F/m); tox é a distância entre as trilhas e o plano de terra e w é a largura das trilhas.

Com esta equação e multiplicando pelo comprimento médio dos indutores que compõe os transformadores foram obtidos os seguintes resultados (para o transformador A e B).

$$\text{Cox1}_A = 203,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 241,8 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 186,9 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 138,3 \text{ fF}$$

Neste mesmo trabalho estão as fórmulas de diversos outros trabalhos que também foram testados, como:

Kaupp:

$$\text{Cox1}_A = 248,9 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 312,2 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 226,5 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 172,0 \text{ fF}$$

Schneider:

$$\text{Cox1}_A = 203,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 240,7 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 188,0 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 138,4 \text{ fF}$$

Kumar:

$$\text{Cox1}_A = 141,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 179,3 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 126,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 98,5 \text{ fF}$$

Wheeler:

$$\text{Cox1}_A = 204,7 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 244,3 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 188,4 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 139,5 \text{ fF}$$

Sakurai:

$$\text{Cox1}_A = 149,6 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 194,9 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 131,7 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 105,6 \text{ fF}$$

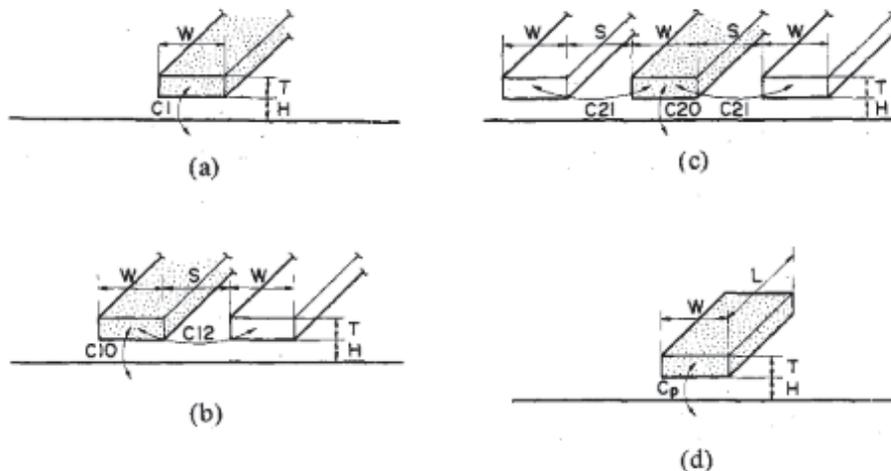
Poh:

$$\text{Cox1}_A = 203,6 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 251,3 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 185,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 140,5 \text{ fF}$$

Nenhum dos trabalhos acima leva em consideração a espessura da trilha, que nos transformadores modelados é um valor relevante, os trabalhos que consideram esta espessura geralmente obtêm a expressão para a capacitância utilizando a transformação no plano complexo, as transformações de Schwarz-Christoffel, (CHANG, 1976), que transformam polígonos em planos, (CHURCHILL; BROWN, 2015), de forma análoga a que se faz para obter a impedância intrínseca em linha de fita, linha *micro-strip*. Isto está no trabalho de Chang (1976).

Um trabalho baseado em Chang (1976) e que apresenta as fórmulas para linha onde a espessura da trilha é considerada é o de Sakurai; Tamaru (1983). Neste trabalho são desenvolvidas as equações para trilha isolada (a), duas trilhas coplanares (b), três trilhas coplanares (c) e plano sobre referência (d). Como mostra a Figura 123, a seguir.

FIGURA 123 – GEOMETRIA DAS TRILHAS, DE LARGURA W(W), ESPESSURA T, SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE H (TOX) E ESPAÇADAS POR UMA DISTÂNCIA S, A) TRILHA ISOLADA, B) DUAS TRILHAS COPLANARES, C) TRÊS TRILHAS COPLANARES, D) PLANO COM ÁREA W.L



FONTE: Sakurai; Tamaru (1983).

Neste artigo são apresentadas as fórmulas para os arranjos descritos na Figura 123, para o item a)

$$C1 = \varepsilon \cdot \left(1,15 \cdot \frac{w}{tox} + 2,8 \cdot \left(\frac{tam}{tox} \right)^{0,222} \right) \quad \text{item (a)} \quad (5.2)$$

$$C12 = \varepsilon \cdot \left(0,03 \cdot \frac{w}{tox} + 0,83 \cdot \frac{tam}{tox} - 0,07 \cdot \left(\frac{tam}{tox} \right)^{0,222} \right) \cdot \left(\frac{s}{tox} \right)^{-1,34} \quad (5.3)$$

$$C2 = C1 + C12 \quad \text{item (b)} \quad (5.4)$$

$$C3 = C1 + 2 \cdot C12 \quad \text{item (c)} \quad (5.5)$$

$$Cp = \varepsilon \cdot \left(1,15 \cdot \frac{\text{Área}}{tox} + 1,4 \cdot \left(\frac{tam}{tox} \right)^{0,222} \cdot \text{perim} + 4,12 \cdot \left(\frac{tam}{tox} \right)^{0,222} \cdot tox \right) \quad \text{item (d)} \quad (5.6)$$

onde: Área neste caso é w.L, mas pode ser qualquer área de um plano, perim é o perímetro neste caso 2.(w+L). C10 = C1, C20 = C1 e C12 = C21.

Com a equação (5.2) de C1, o resultado é:

$$\text{Cox1}_A = 223,4 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 256,0 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 210,9 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 149,5 \text{ fF}$$

Considerando a trilha coplanar (5.4) de C2, o resultado é:

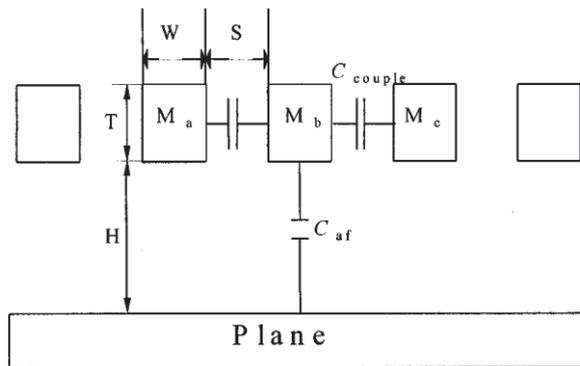
$$\text{Cox1}_A = 331,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 442,8 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 318,1 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 218,3 \text{ fF}$$

O que indica claramente que a formulação para estes casos é de linhas com aterramento nas linhas laterais, e não duas trilhas formando um par diferencial.

O trabalho de Wong; Lee (2000), apresenta também as equações para trilhas com trilhas coplanares laterais, a abordagem neste trabalho foi a partir da equação de Poisson, no entanto com uma abordagem semiempírica, buscando fórmulas que se ajustassem ao esperado.

O esboço da formulação está na Figura 124, a seguir.

FIGURA 124 – GEOMETRIA DAS TRILHAS, DE LARGURA W(W), ESPESSURA T(TAM), SOBRE UM PLANO DE TERRA DISTANTE H (TOX) E ESPAÇADAS POR UMA DISTÂNCIA S(S), CAF É A CAPACITÂNCIA ENTRE A TRILHA E O PLANO DE TERRA, CCOUPLE A CAPACITÂNCIA ENTRE AS TRILHAS.



FONTE: Wong; Lee (2000).

Neste artigo são apresentadas as seguintes fórmulas, para as capacitâncias distribuídas:

$$C_{af} = \epsilon \cdot \left(\frac{w}{tox} + 2,217 \cdot \left(\frac{s}{s + 0,702 \cdot tox} \right)^{3,193} \right) \quad (5.7)$$

$$C_{couple} = \epsilon \cdot \left(1,144 \cdot \frac{tam}{s} \cdot \left(\frac{tox}{tox + 2,059 \cdot s} \right)^{0,0944} + 0,7428 \cdot \left(\frac{w}{w + 1,592 \cdot s} \right)^{1,144} + 1,158 \cdot \left(\frac{w}{w + 1,874 \cdot s} \right)^{0,1612} \cdot \left(\frac{tox}{tox + 2,059 \cdot s} \right)^{1,179} \right) \quad (5.8)$$

A capacitância indicada no trabalho, devido aos três condutores mostrados na Figura 124, é calculada como $C_b = C_{af} + 2 \cdot C_{couple}$, no entanto para o transformador A e B, não existem três trilhas mas somente duas, então foi considerado todo o comprimento para C_{af} e o perímetro médio entre as espiras de um mesmo enrolamento para C_{couple} , com isso:

$$C_{ox1A} = 160,6 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 203,1 \text{ fF} \quad C_{ox1B} = 140,0 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 105,7 \text{ fF}$$

Da mesma forma que as equações de Sakurai; Tamaru (1983), tudo indica que as trilhas adjacentes são aterradas, fazendo o papel de guarda, uma vez que faz a soma, e não par diferencial.

Mais uma tentativa foi feita agora a partir das fórmulas encontradas em livros de linhas de transmissão especificamente para linha de fita (micro-strip) como no livro de Edwards; Steer (2016), Fleming; Galvão (1987) e Wadell (1991).

Como nestes livros o objetivo é encontrar a impedância característica, foi a partir desta equação de Zo (impedância característica) que foi obtido Cox.

A Zo para linha sem perdas é $\sqrt{\frac{L}{C}}$, a que velocidade de fase $vf = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon r}}$ onde L é a indutância distribuída da linha, C é a capacitância distribuída da linha e c a velocidade da luz no vácuo, podemos determinar L e C a partir de Zo e ϵr :

$$C = \frac{1}{Z_o \cdot vf} \quad L = \frac{Z_o}{vf} \quad (5.9)$$

Com base no que está descrito em Wadell (1991), podemos calcular a impedância característica levando em conta a espessura do condutor, utilizando:

$$we = w + \frac{tam}{\pi} \cdot \ln \left[\frac{4 \cdot e}{\sqrt{\left(\frac{tam}{tox}\right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \cdot \left(\frac{w}{tam}\right) + 1,1}\right)^2}} \right] \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2 \cdot \epsilon r}\right) \quad (5.10)$$

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{2 \cdot \epsilon r + 2}} \cdot \ln \left[1 + \frac{4 \cdot h}{we} \cdot \left(\frac{56 + \frac{32}{\epsilon r} \cdot tox}{11} \cdot \frac{tox}{we} + \sqrt{\left(\frac{56 + \frac{32}{\epsilon r} \cdot tox}{11} \cdot \frac{tox}{we}\right)^2 + \left(1 + \frac{1}{\epsilon r}\right) \cdot \frac{\pi^2}{2}} \right) \right] \quad (5.11)$$

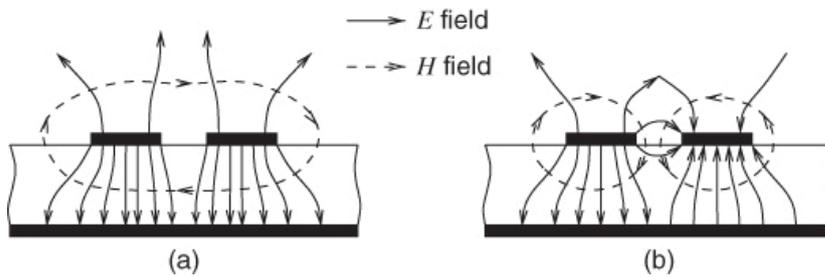
Como temos basicamente o mesmo dielétrico acima e abaixo da trilha, foi aproximado para o ϵr equivalente já determinado de 4,095, para o cálculo de Zo e vf.

Mais uma tentativa foi feita ainda pensando em linha de fita, desta vez associando o modo par de um par diferencial as duas trilhas que correm em paralelo nas espiras do indutor.

Como as duas trilhas estão levando praticamente a mesma corrente, a impedância de modo par pode ser uma boa alternativa para descrever a capacitância de óxido.

Na Figura 125, é representado o que significa e como ficam as linhas de campo de um par diferencial com impedância no modo par (a) e ímpar (b).

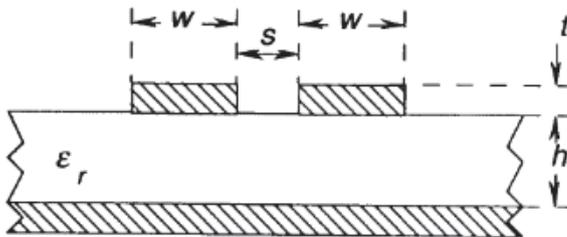
FIGURA 125 – MODO PAR (A) E ÍMPAR (B) PARA LINHAS DE FITA (MICRO-STRIP) FORMANDO UM PAR DIFERENCIAL, COM AS RESPECTIVAS LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO E MAGNÉTICO.



FONTE: Edwards; Steer (2016).

Considerando o que está definido no livro de Wadell (1991), o valor da impedância de modo par devido a duas trilhas, de largura w , espessura t , espaçadas por s , como na Figura 126, é dada pela equação (5.12):

FIGURA 126 – DIMENSÕES DE UMA PAR DIFERENCIAL, PARA A DETERMINAÇÃO DA IMPEDÂNCIA PAR.



FONTE: Wadell (1991).

$$Z_{oe} = \frac{Z_0}{1 - \frac{Z_0}{120 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot Q_4} \quad (5.12)$$

$$Q_4 = \frac{2 \cdot Q_1}{Q_2} = \frac{e^{-\frac{s}{tox}} \cdot \frac{w}{tox}^{Q_3} + \left(2 - e^{-\frac{s}{tox}}\right) \cdot \frac{w}{tox}^{-Q_3}}$$

$$Q_3 = 0,1975 + \left[16,6 + \left(\frac{8,4}{\frac{s}{tox}} \right)^6 \right]^{-0,387} + \frac{\ln \left[\frac{\left(\frac{s}{tox} \right)^{10}}{1 + \left(\frac{s}{3,4 \cdot tox} \right)^{10}} \right]}{241}$$

$$Q_2 = 1 + 0,7519 \cdot \frac{s}{tox} + 0,189 \cdot \left(\frac{s}{tox} \right)^{2,31}$$

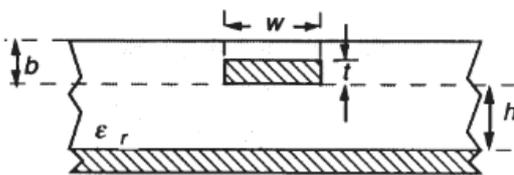
$$Q_1 = 0,8695 \cdot \left(\frac{w}{tox} \right)^{0,194}$$

onde Z_0 é a impedância característica obtida através das equações (5.10) e (5.11). Com base nestas equações, e utilizando (5.9) são obtidas as capacitâncias de óxido.

Foi calculada a capacitância de óxido para $Cox1_A$, com a fórmula aqui explícita devido a Wadell (1991) e também considerando o que está no livro de Edwards; Steer (2016), o valor de Cox deu muito abaixo do que estava esperado, é claro que o comprimento não é o total, mas sim o valor médio uma vez que a impedância já considera as duas espiras (espiras) do mesmo enrolamento.

Porém não foi corrigido o fato de não existir ar logo acima do dielétrico, isto pode ser feito considerando um ajuste na impedância característica, como mostra a Figura 126 e com as equações (5.13).

FIGURA 127 – LINHA DE FITA DENTRO DO DIELÉTRICO COM AR ACIMA, ESQUEMA PARA CORREÇÃO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA.



FONTE: Wadell (1991).

$$Z_{ob} = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}}}{\sqrt{\epsilon_{ref} b}} \quad (5.13)$$

$$\epsilon_{ref} b = \epsilon_{ref} \cdot e^{-\frac{2 \cdot b}{t \cdot \alpha}} + \epsilon_r \cdot \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot b}{t \cdot \alpha}}\right)$$

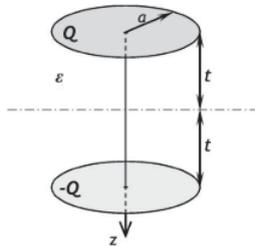
Onde: Z_0 é a impedância característica sem a correção, Z_{ob} a impedância característica corrigida; ϵ_r é permissividade relativa do dielétrico, ϵ_{ref} é a permissividade elétrica relativa efetiva devido a interface ar dielétrico na altura das trilhas e $\epsilon_{ref} b$ é a nova permissividade elétrica relativa devido ao arranjo mostrado na Figura 126.

Com isso o valor de $Cox1_A$ ficou em 74 fF para formulação de Wadell (1991) e 68 fF para Edwards; Steer (2016).

Logo esta abordagem foi abandonada, mesmo porque quando o transformador tiver mais do que 2 espiras, será bem difícil estimar através desta abordagem a capacitância de óxido.

No trabalho de Gõni et al. (2007) a capacitância de óxido é calculada com base na capacitância de uma placa circular carregada, como mostra a Figura 128.

FIGURA 128 – MÉTODO DAS IMAGENS PARA DETERMINAR A CAPACITÂNCIA DEVIDO A UMA PLACA CIRCULAR CARREGADA.



FONTE: Gõni et al. (2007).

A fórmula para este cálculo é:

$$C_{ox} = \frac{2 \cdot \epsilon_{ox} \cdot w \cdot l}{2 \cdot tox + \sqrt{\frac{w \cdot l}{\pi}} - \sqrt{4 \cdot tox^2 + \frac{w \cdot l}{\pi}}} \quad (5.14)$$

Com esta fórmula:

$$C_{ox1A} = 83,4 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 123,2 \text{ fF} \quad C_{ox1B} = 68,4 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 64,3 \text{ fF}$$

No trabalho de El-Gharniti et al. (2007) a capacitância de óxido é calculada simplesmente considerando a área ocupada pelos indutores que compõe o transformador, no trabalho citado, os indutores apresentam plano de terra (na camada condutora acima do dielétrico) e como a distância entre as trilhas e este plano é pequena é feita esta aproximação, a diferença é que tratam de indutores quadrados e não octogonais.

Desta forma foi adaptada a equação para indutores octogonais, segundo El-Gharniti et al. (2007), adaptado:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{tox} \left[\frac{2 \cdot dout^2}{1 + \sqrt{2}} - \frac{2 \cdot din^2}{1 + \sqrt{2}} \right] \quad (5.15)$$

Com base na fórmula (5.15) os valores são:

$$C_{ox1A} = 78,32 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 100,1 \text{ fF} \quad C_{ox1B} = 68,1 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 61,9 \text{ fF}$$

Como existe um espaço igual a s entre as espiras, e uma área entre a entrada igual a $(w \cdot s_{ent1})$ a fórmula proposta é a seguinte:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{tox} \left[\frac{2 \cdot dout^2}{1 + \sqrt{2}} - \frac{2 \cdot din^2}{1 + \sqrt{2}} - \frac{2 \cdot davg \cdot s}{1 + \sqrt{2}} - (w \cdot s_{ent}) \right] \quad (5.16)$$

Com base na fórmula (5.16) os valores são:

$$C_{ox1A} = 76,4 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 99,1 \text{ fF} \quad C_{oxB} = 66,1 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 60,6 \text{ fF}$$

Estes valores estão abaixo do esperado, fica evidente que o fato de desconsiderar as franjas faz com que os valores fiquem bem abaixo do esperado, existe uma equação que considera o efeito de franja para áreas, com os respectivos perímetros. Se for considerado só o externo, a franja de dentro fica sendo desconsiderada, se foram

consideradas os dois lados, não é possível saber se a equação (5.6) de Sakurai; Tamaru (1983) prevê isso. Considerando somente o perímetro externo:

$$C_{ox1A} = 127,3 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 149,5 \text{ fF} \quad C_{oxB} = 117,3 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 98,2 \text{ fF}$$

Considerando o perímetro externo e o interno:

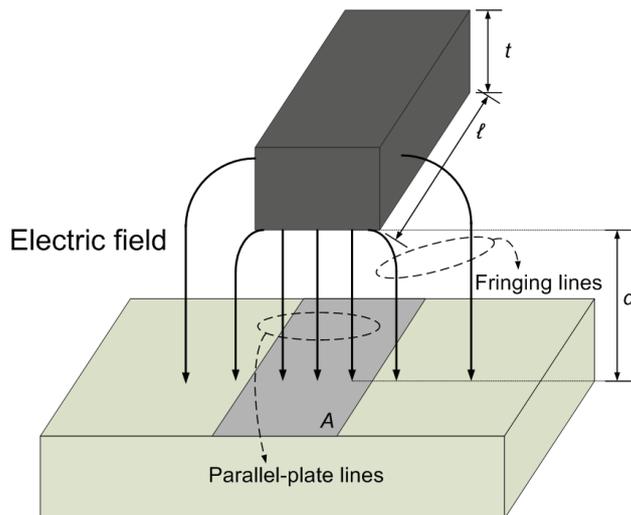
$$C_{ox1A} = 157,9 \text{ fF} \quad C_{ox2A} = 171,9 \text{ fF} \quad C_{oxB} = 151,4 \text{ fF} \quad C_{ox2B} = 116,3 \text{ fF}$$

A última abordagem aqui será a feita através do trabalho de Leite et al. (2012), neste trabalho a capacitância é devido placas paralelas somada com a devido as franjas, como aparece na Figura 129 , a seguir.

A equação da capacitância de franjas, é dada por:

$$C_{franja} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\ln \left[1 + \frac{2 \cdot tox}{tam} + \sqrt{\frac{2 \cdot tox}{tam} \left(\frac{2 \cdot tox}{tam} + 2 \right)} \right]} \quad (5.17)$$

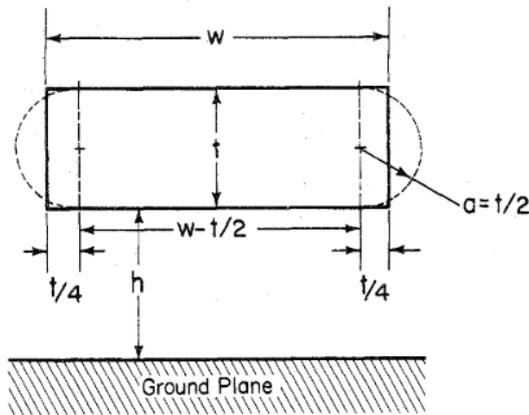
FIGURA 129 – LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO MOSTRANDO O ESPRAIAMENTO (FRINGING) DAS LINHAS DO CAMPO ELÉTRICO E AS DIMENSÕES PARA O CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA.



FONTE: (Leite, 2015).

A equação (5.17) é proposta por Yuan; Trick (1982) e se baseia na capacitância de linhas de transmissão bifilares, como visto em Chipman (1979), associado a capacitância de placas paralelas com uma redução na largura da placa devido a interação com a linha bifilar (usando método das imagens) como mostra a Figura 130.

FIGURA 130 – ARRANJO PARA A EQUAÇÃO QUE PREVÊ A CAPACITÂNCIA DE FRANJAS.



FONTE: Yuan; Trick (1982).

Então quando utilizada a equação (5.17), é necessário efetuar uma redução de na largura efetiva da trilha igual a metade da espessura da trilha ($t/2$) no cálculo de capacitância como placas paralelas. Quando a largura da trilha for menor que a metade da espessura ($t/2$), então existe uma fórmula alternativa (5.18) :

$$C_{franja} = l \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \left[\frac{\pi \cdot \left(1 - 0,0543 \cdot \frac{tam}{2 \cdot tox} \right)}{\ln \left[1 + \frac{2 \cdot tox}{tam} + \sqrt{\frac{2 \cdot tox}{tam} \left(\frac{2 \cdot tox}{tam} + 2 \right)} \right]} + 1,47 \right] \quad (5.18)$$

As equações (5.17) e (5.18) só consideram o lado da trilha. Para o cálculo completo deve ser somada a capacitância de placas paralelas, (com redução ou não de $t/2$). Nestas equações já foram substituídas as grandezas da figura por tox (d) e tam (t), considerando esta equação mais placas paralelas, então:

$$Cox1_A = 224,1 \text{ fF} \quad Cox2_A = 250,2 \text{ fF} \quad Cox1_B = 214,0 \text{ fF} \quad Cox2_B = 202,7 \text{ fF}$$

Uma vez que a equação (5.17) considera somente as franjas, ela é a ideal para colocar franjas na equação da área equivalente do enrolamento, que está em (5.16), fazendo o cálculo da capacitância de franja a partir dos perímetros externos e internos das áreas:

$$Cox1_A = 151,3 \text{ fF} \quad Cox2_A = 160,8 \text{ fF} \quad Cox1_B = 146,8 \text{ fF} \quad Cox2_B = 110,2 \text{ fF}$$

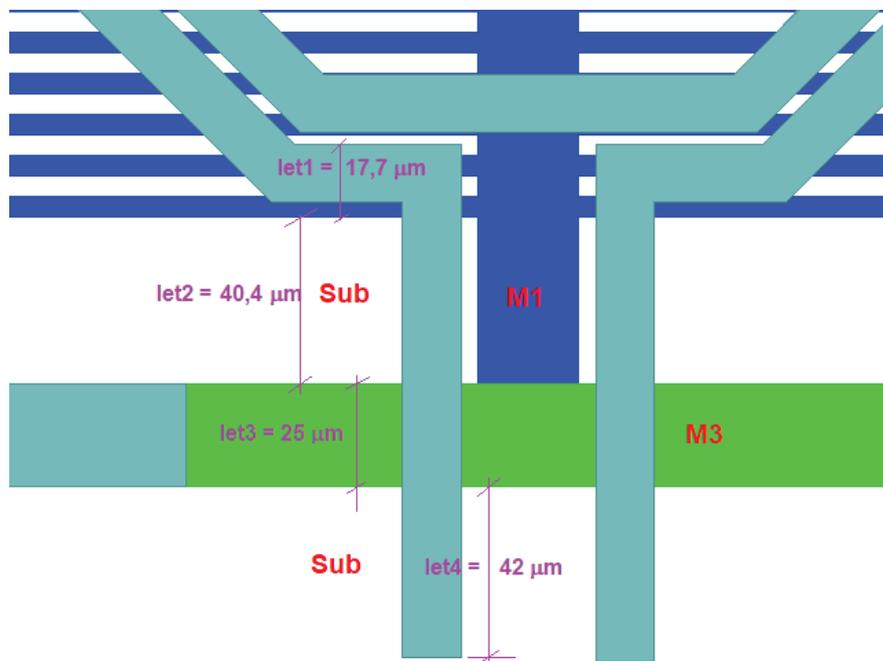
Todos os valores calculados até aqui consideraram somente o corpo do indutor, ou seja, os terminais de alimentação não estão incluídos. A capacitância devido a estes terminais é calculada no item 5.1.2.

5.1.2 Cálculo das capacitâncias dos terminais dos enrolamentos

C_{ter1A} é a capacitância dos dois terminais que chegam ao primeiro enrolamento (1 ou primário) do transformador A, o seu valor é calculado a partir da equação de placas paralelas (C_{pp}), como está na equação (4.5) mais a capacitância de franja (C_{franja}) equação (5.17).

Especificamente para estes transformadores (A e B) a determinação desta capacitância não é imediata, uma vez que estas trilhas não estão totalmente sobre o plano de referência, mas sim sobre três camadas diferentes como mostra a Figura 131, a seguir.

FIGURA 131 – CAMADAS ABAIXO DA TRILHA DE TERMINAL, MOSTRANDO A COMPOSIÇÃO DA CAPACITÂNCIA DOS TERMINAIS PARA CADA PORTA (TRANSFORMADOR A, PORTAS 1 E 2)



FONTE: O autor (2023).

Então a capacitância é a soma de 4 termos, o primeiro com o plano de terra na camada M1 por baixo, o segundo tem a camada M1 a direita e o substrato abaixo, o terceiro tem M3 como camada de referência e o quarto apresenta o substrato com plano de referência. Para melhor entender este cálculo, será definido:

$$C_t(\varepsilon_r, w, h, t, l) = l \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \left[1,15 \cdot \frac{w}{h} + 1,4 \cdot \left(\frac{t}{h} \right)^{0,222} \cdot \left(2 + 2 \cdot \frac{w}{l} \right) + \left(4,12 \cdot \frac{t}{h} \right)^{0,728} \cdot \frac{h}{l} \right] \quad (5.19)$$

$$C_{ter}(\varepsilon_r, w, h, t, l) = l \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \left[\frac{w-t}{h} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\ln \left[1 + \frac{2 \cdot h}{t} + \sqrt{\frac{2 \cdot h}{t} \left(\frac{2 \cdot h}{t} + 2 \right)} \right]} \right] \quad (5.20)$$

$$C_{ter1} = C_{ter}(\varepsilon_{r1}, w1, tox, tam, lte1) + C_{ter}(\varepsilon_{r1}, w1, tsub, tam, lte2) \quad (5.21)$$

$$+ C_{ter}(\varepsilon_{r1}, w1, tox, t3, lte3)$$

$$+ C_{ter}(\varepsilon_{r1}, w1, tsub, tam, lte4)$$

Onde lte1 é o primeiro trecho do terminal, que está acima do plano em M1, lte2 o segundo trecho que está acima do substrato, lte3 o trecho acima de M3 e tl4 acima do substrato, como mostra a Figura 131.

Utilizando estes valores e a equação (5.21), foram determinadas as capacitâncias dos terminais dos que levam aos enrolamentos dos transformadores A e B;

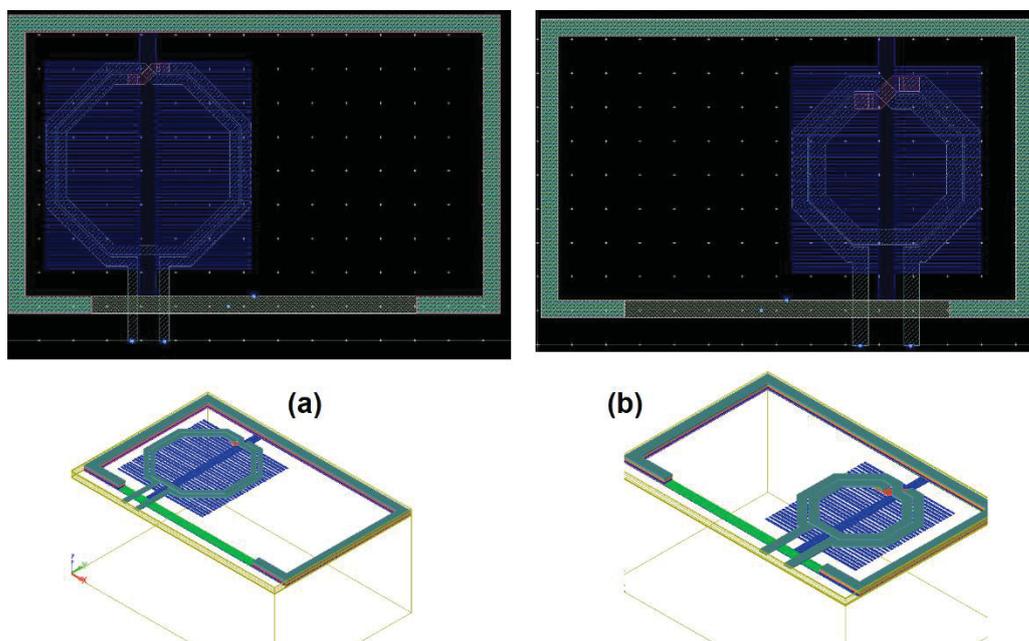
$$C_{ter1A} = 25,6 \text{ fF} \quad C_{ter2A} = 38,4 \text{ fF} \quad C_{ter1B} = 14,9 \text{ fF} \quad C_{ter2B} = 28,4 \text{ fF}$$

5.1.3 Simulação dos enrolamentos dos transformadores isolados

Existem valores alvos para os quais as equações devem convergir, estes valores são os obtidos no processo de otimização, no entanto pode acontecer de a otimização mostrar valores irrealis, que convergem matematicamente, mas não correspondem ao que foi fisicamente estabelecido. Por isso foi feita a simulação das espiras isoladas, para poder ter uma visão mais próxima das realidades dos valores buscados. A partir deste esquema foram encontradas as capacitâncias, resistências e indutâncias dos enrolamentos isolados.

A Figura 132 mostra o transformador A com os seus enrolamentos separados. Desta forma é possível simular evitando o acoplamento entre eles.

FIGURA 132 – ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR A SEPARADOS PARA (A) ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO), (B) ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), PARA ANÁLISE ISOLADA.



FONTE: O autor (2023).

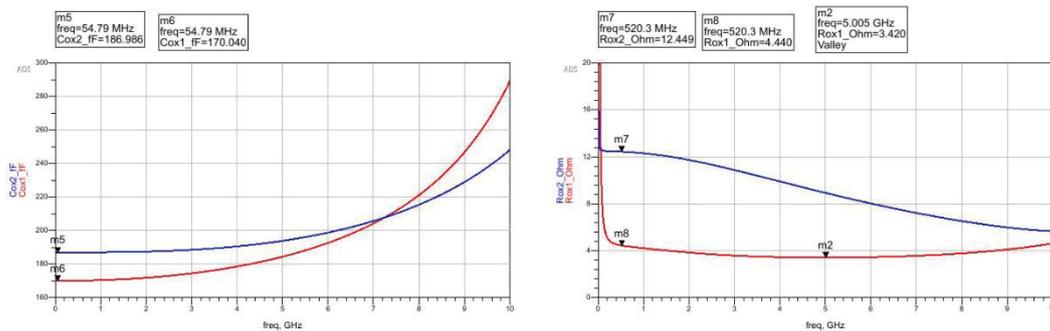
Foram feitas duas simulações, a primeira visando somente determinar a capacitância entre o enrolamento e o plano de terra (que foi mantido), ou seja, foi colocada somente uma fonte (porta), entre o enrolamento e o plano de terra, que é o objetivo neste item. A segunda simulação foi feita considerando duas portas como aparece na Figura 132, visando obter também os parâmetros série sem acoplamento.

Com isso foram determinados, através de simulação, as capacitâncias de óxido para o enrolamento 1 e 2 do transformador A.

Os resultados estão na Figura 133, mostrando um valor de C_{ox} em Rox em função da frequência, considerando somente uma fonte (porta) em cada enrolamento.

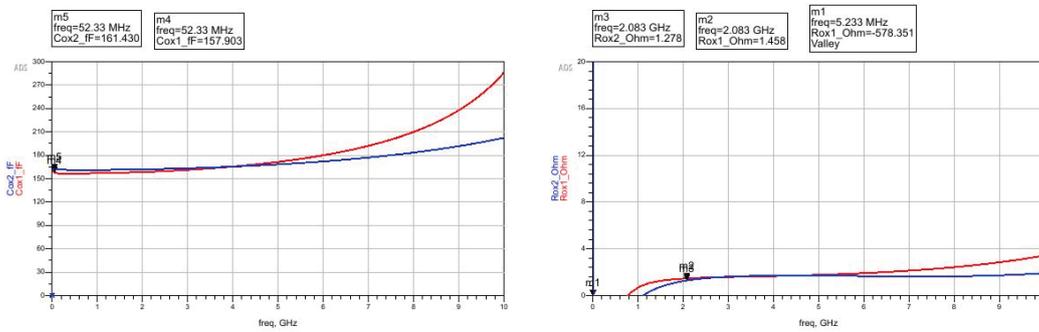
O comportamento de um aumento na capacitância com a frequência é decorrente do aumento da reatância indutiva, que inicialmente era desprezível e com o aumento da frequência começa a se tornar mais significativa. Como o valor da capacitância é mascarado pela indutância em frequências mais elevadas, para a definição do valor da capacitância no modelo elétrico equivalente, os valores de baixas frequências são os que interessam, Figura 132.

FIGURA 133 – RESULTADOS DE COX E ROX DO TRANSFORMADOR A PARA ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO) E ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), ANÁLISE ISOLADA.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 134 – RESULTADOS DE COX E ROX DO TRANSFORMADOR B PARA ENROLAMENTO 1 (PRIMÁRIO) E ENROLAMENTO 2 (SECUNDÁRIO), ANÁLISE ISOLADA.



FONTE: O autor (2023).

Os resultados da simulação mostram os seguintes valores de capacitância de óxido:

$$\text{Cox1}_A = 170,0 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_A = 187,0 \text{ fF} \quad \text{Cox1}_B = 157,9 \text{ fF} \quad \text{Cox2}_B = 161,4 \text{ fF}$$

Estes valores já incluem a capacitância de terminal, C_{ter} . Porém quando foi calculada a capacitância de óxido seguindo as diversas fontes que constam na Tabela 14, a capacitância de terminal não foi incluída.

5.1.4 Tabela resumo com os dados de capacitância do dielétrico

A definição de qual o melhor método de cálculo para a capacitância de óxido foi feito com base em uma tabela, onde os valores obtidos através da otimização (descontando a capacitância de terminal) foram comparados aos métodos descritos no item 5.1.1, e foi escolhido o método que apresentou o menor erro nas 4 capacitâncias de óxido. Estes valores estão na Tabela 14.

TABELA 14 – VALORES CALCULADOS DE COX A PARTIR DE DIVERSAS REFERÊNCIAS, COMPARADAS AOS VALORES OBTIDOS APÓS A OTIMIZAÇÃO.

Fonte do valor	Comentário	Cox1A (fF)	Cox2A (fF)	Cox1B (fF)	Cox2B (fF)	Cox1A erro	Cox2A erro	Cox1B erro	Cox2B erro
Valor otimizado	ADS	128,6	143,5	124,1	113,6	(%)	(%)	(%)	(%)
(Nishiyama & Nakamura, 1990)	sem tam	203,1	241,8	186,9	138,3	57,9%	68,5%	50,6%	21,7%
Kaupp	sem tam	248,9	312,2	226,5	172	93,5%	117,6%	82,5%	51,4%
Schneider	sem tam	203,1	240,7	188	138,4	57,9%	67,7%	51,5%	21,8%
Kumar:	sem tam	141,1	179,3	126,1	98,5	9,7%	24,9%	1,6%	-13,3%
Wheeler:	sem tam	204,7	244,3	188,4	139,5	59,2%	70,2%	51,8%	22,8%
Sakurai:	sem tam	149,6	194,9	131,7	105,6	16,3%	35,8%	6,1%	-7,0%
Poh:	sem tam	203,6	251,3	185,1	140,5	58,3%	75,1%	49,2%	23,7%
Sakurai & Tamaru, 1983	com tam	223,4	256	210,9	149,5	73,7%	78,4%	69,9%	31,6%
Coplanar	com tam	331,1	442,8	318,1	218,3	157,5%	208,6%	156,3%	92,2%
Wong & Lee, 2000	com tam	160,6	203,1	140	105,7	24,9%	41,5%	12,8%	-7,0%
(Gõni et al., 2007	com tam	83,4	123,2	68,4	64,3	-35,1%	-14,1%	-44,9%	-43,4%
Gharniti et al., 2007	com tam	78,32	100,1	68,1	61,9	-39,1%	-30,2%	-45,1%	-45,5%
Adaptado - s retirada	com tam	76,4	99,1	66,1	60,6	-40,6%	-30,9%	-46,7%	-46,7%
só perímetro externo	com tam	127,3	149,5	117,3	98,2	-1,0%	4,2%	-5,5%	-13,6%
perímetro externo e interno	com tam	157,9	171,9	151,4	116,3	22,8%	19,8%	22,0%	2,4%
Leite, 2015	com tam	224,1	250,2	214	202,7	74,3%	74,4%	72,4%	78,4%
Leite, 2015 + área	com tam	151,3	160,8	146,8	110,2	17,7%	12,1%	18,3%	-3,0%
Yuan & Trick 1982 + área mod	com tam	132,2	141,5	128,8	118,4	2,8%	-1,4%	3,8%	4,2%

FONTE: O autor (2023).

Com base no erro obtido na tabela, a melhor opção é a área equivalente modificada, mais a capacitância de franjas obtida em Yuan; Trick (1982) e mais a capacitância dos terminais como descrito no item 5.1.2. Que corresponde a última linha da tabela onde aparece a melhor opção em função do erro entre o que foi calculado e otimizado.

5.1.5 Cálculo dos resistores devido as perdas no plano de terra.

As perdas devido ao dielétrico são desconsideradas pois o plano terra isola o substrato dos enrolamentos, desta forma a perda seria somente devido a tangente de perdas do óxido entre as camadas condutoras, e este valor é desprezível.

Logo, as resistências são devidas às perdas no plano de terra (blindagem). A equação utilizada para determinar esta resistência é a devido ao efeito pelicular em

condutores planos com espessura finita, desenvolvida no livro de Ramo et al. (1981), mostrada abaixo,

$$R_{ox}(\sigma, w, t, l, \delta) = \frac{l}{\sigma \cdot w \cdot \delta} \cdot \left[\frac{\sinh\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right)} \right] \quad (5.22)$$

onde δ é a profundidade nominal de penetração, calculada como em (4.6). O valor desta resistência foi calculado para uma frequência de meio da escala, ou seja, 5 GHz. Para o transformador B, devido à proximidade da guarda de aterramento, na ordem de grandeza da distância do plano de aterramento, a guarda também compõe a resistência de óxido, então é utilizada a mesma equação (5.22), para determinar adicionalmente a R_{ox} do transformador B.

Com isso:

$$R_{ox1_A} = 8,4 \, \Omega \quad R_{ox2_A} = 4,7 \, \Omega \quad R_{ox1_B} = 2,45 \, \Omega \quad R_{ox2_B} = 0,5 \, \Omega$$

Ao contrário do definido no cálculo dos valores iniciais, não foi considerada a resistência devido a guarda para o transformador A.

5.1.6 Cálculos das capacitâncias e resistências de guarda

A proximidade da guarda com as espiras mais externas dos enrolamentos dos transformadores, causa uma capacitância adicional na capacitância entre os enrolamentos e a referência, no modelo proposto, estes valores são incorporados a R_{ox} e C_{ox} .

Para o transformador A, as portas 1 e 3 apresentam este acréscimo, pois são as trilhas que estão próximas destas portas que tem uma influência da guarda por proximidade. Como estas trilhas têm acoplamento mais forte através da espessura, a formulação é bastante semelhante a proposta para a capacitância entre os enrolamentos, ou seja, e equação é a (5.8). Considerando a distância entre a trilha e a guarda e a como e a resistência associada semelhante ao cálculo do óxido. Desta forma os valores de capacitância de guarda e de resistência de guarda ficam, para o transformador A:

$$C_{gua1_A} = 4,8 \, \text{fF}, \quad R_{gua1_A} = 0,28 \, \Omega, \quad C_{gua3_A} = 3,3 \, \text{fF}, \quad R_{gua3_A} = 0,27 \, \Omega$$

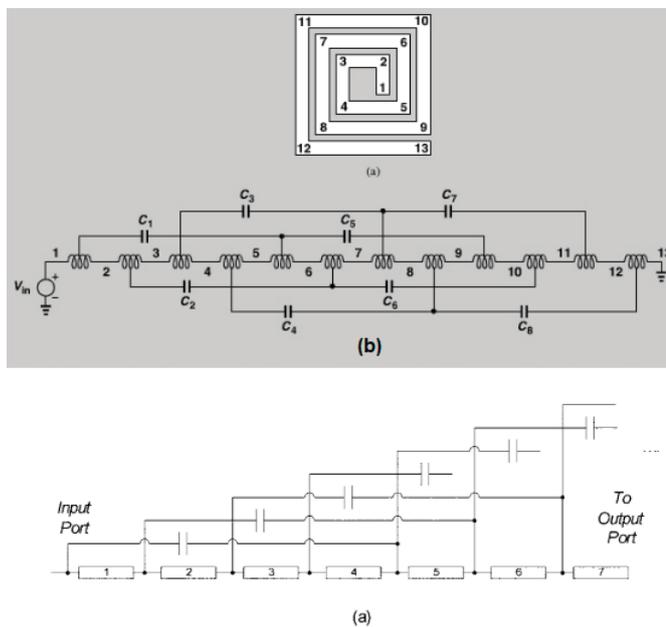
Para o transformador B:

$$C_{gua1_B} = C_{gua2_B} = 15,3 \, \text{fF}, \quad R_{gua1_B} = R_{gua2_B} = 0,21 \, \Omega$$

5.2 CAPACITORES ENTRE ESPIRAS (CS);

Como já exposto na análise dos resultados da otimização, item, 4.4.3.1o valor de C_s não é dado pela capacitância equivalente a placas paralelas entre as trilhas do mesmo enrolamento. A característica distribuída desta capacitância altera significativamente o seu valor. Esta característica é citada em Leong (2003) e em Razavi (2011), e pode ser vista na Figura 135.

FIGURA 135 – CARACTERÍSTICA DISTRIBUÍDA DA CAPACITÂNCIA ENTRE ESPIRAS DO MESMO ENROLAMENTO, SEGUNDO LEONG (2003) EM (A) E RAZAVI (2011) EM (B).



FONTE: Leong (2003) (a) e Razavi (2011) (b).

No trabalho de Leong (2003) não é nem considerada a capacitância entre as espiras do enrolamento, somente a capacitância devido ao cruzamento entre as espiras utilizando a equação para placas paralelas. Em Razavi (2011) é sugerida uma fórmula para o cálculo desta capacitância, levando em consideração o número de segmentos que compõem o enrolamento, como mostra a figura no item (a), como mostrado,

$$C_s = \frac{\sum_{n=1..N} C_n}{(N^2 - 1)^2} \quad (5.23)$$

onde n é a n ésima capacitância e N o número total de segmentos.

No entanto nos dois trabalhos é dito que normalmente a capacitância é desconsiderada por ter seu valor muito baixo.

5.3 CAPACITORES NAS ENTRADAS (PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO) (CC)

Já a capacitância entre os terminais de entrada, como mostrada na Figura 83, costuma ser calculada e considerada, neste caso é utilizada a fórmula (5.8), sugerida por Wong; Lee (2000), que apresenta valores mais próximas aos obtidos através da otimização.

Os valores obtidos são:

$$C_{c1A} = 1.26 \text{ fF} \quad C_{c2A} = 1.15 \text{ fF} \quad C_{c1B} = 0.627 \text{ fF} \quad C_{c1B} = 0.873 \text{ fF}$$

5.4 ELEMENTOS DE ACOPLAMENTO ENTRE OS ENROLAMENTOS;

Aqui serão vistos a determinação dos fatores de acoplamento entre os enrolamentos dos transformadores em estudo, além dos capacitores de acoplamento.

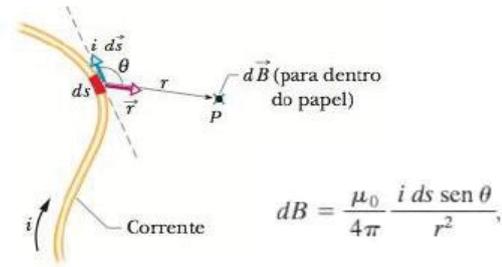
5.4.1 Fator de acoplamento entre enrolamentos

Como já descrito no item 4.4.2.3, nas equações (4.15) e (4.16), a determinação dos valores de k , tanto do transformador A quanto do B é feita por área equivalente.

Esta suposição foi feita baseado na definição do fluxo magnético, que é função das áreas dos enrolamentos envolvidos, no entanto esta é uma aproximação grosseira uma vez que só seria exata se o vetor densidade de fluxo magnético B , fosse constante para a área do enrolamento. Para o transformador B, como o segundo enrolamento está dentro do primeiro o B é mais próximo de constante, porém para o transformador A, isto é longe de ser verdade. No entanto nas fórmulas aproximadas é considerado que todo o fluxo está entre o raio equivalente $(d_{out1}+D)$ e $(d_{out1}+D+d_{out2})$ o que também não é verdade, logo uma aproximação pode compensar a outra no caso de áreas equivalentes.

Para validar as aproximações primeiro foi verificado se efetivamente o campo dentro de uma espira é aproximadamente constante, para isso foi utilizado a equação mais básica, que é de Biot-Savart, aplicada a uma espira circular de raio $d_{out}/2$.

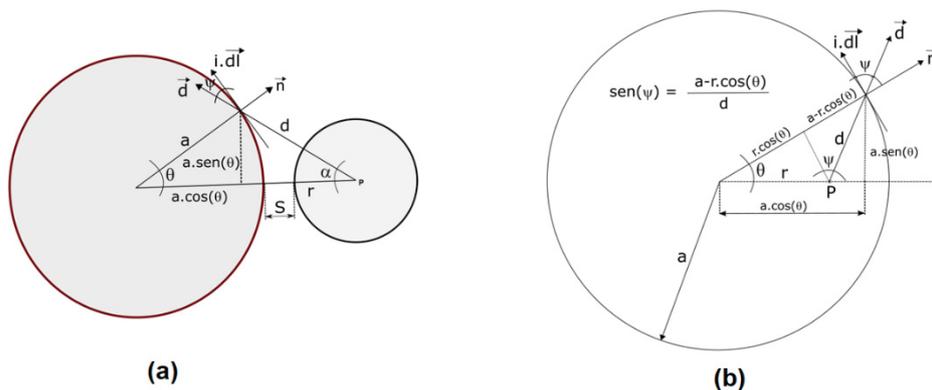
FIGURA 136 – LEI DE BIOT-SAVART PARA DETERMINAR B A PARTIR DE I.



FONTE: Halliday et al. (2012).

Com base nesta lei, teremos dois campos a serem calculados, um externo ao enrolamento 1, para o transformador A e o outro interno a este enrolamento, que se aplica ao transformador B, para o campo externo a formulação é a baseada na Figura 137 (a) e para o campo externo e (b) para o campo externo a espira circular de raio a.

FIGURA 137 – ARRANJO PARA O CÁLCULO DO CAMPO MAGNÉTICO (A) -EXTERNO E (B) - INTERNO EM P DE UMA ESPIRA CIRCULAR A PARTIR DE I.DL.



FONTE: O autor (2023).

Na Figura 137 (a) o campo devido a um elemento de corrente $i \cdot dl$, causa um campo magnético infinitesimal dH em P. O campo total H é obtido integrando dH , para toda a circunferência, devido a simetria, integral de 0 a π , e multiplica por 2, aí teremos $H(r)$, para obter o $B(r)$ e o fluxo interno Φ_i . Com base na Figura 137, pode ser definido,

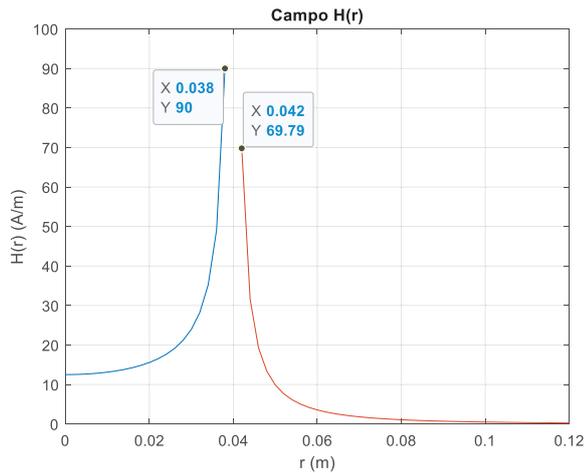
$$H_i(r) = \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{a \cdot (a - r \cdot \cos(\theta)) \cdot d\theta}{[(a \cdot \cos(\theta) - r)^2 + (a \cdot \sin(\theta))^2]^{\frac{3}{2}}} \quad (5.24)$$

Na Figura 137 (b) o procedimento é o mesmo, no entanto a integração é feita para toda a circunferência.

$$H_o(r) = \frac{I}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta - \operatorname{atan}\left(\frac{a \cdot \sin(\theta)}{r - a \cdot \cos(\theta)}\right)\right)}{[(a \cdot \cos(\theta) - r)^2 + (a \cdot \sin(\theta))^2]^{\frac{3}{2}}} \cdot d\theta \quad (5.25)$$

Para validar as expressões foi plotado o campo magnético $H(r)$ em função de r (distância a partir do centro) de uma espira circular com condutores de 2 mm, raio a de 40 mm, circulando uma corrente de 1 A, os resultados foram obtidos com o uso do MatLab, e estão na Figura 138.

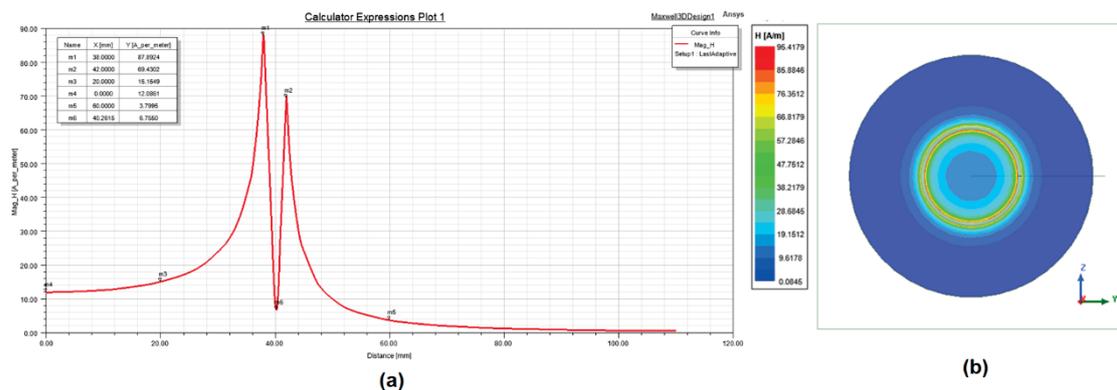
FIGURA 138 – VALORES DO CAMPO MAGNÉTICO DEVIDO A UMA CORRENTE DE 1 A EM UMA ESPIRA CIRCULAR DE 40 MM DE RAIOS E 2 MM DE DIÂMETRO DO FIO, UTILIZANDO AS EQUAÇÕES (5.24) E (5.25) COM O MATLAB.



FONTE: O autor (2023).

Para ratificar o obtido através das fórmulas (5.24) e (5.25) foi também simulado esta espira circular de raio 40 mm no SW Maxwell da Ansys, e plotado o gráfico de $H(r)$ e o campo $H(r)$ em 2D, mostrado na Figura 139.

FIGURA 139 – VALORES DO CAMPO MAGNÉTICO DEVIDO A UMA CORRENTE DE 1 A EM UMA ESPIRA CIRCULAR DE 40 MM DE RAIOS E 2 MM DE DIÂMETRO DO FIO, SIMULAÇÃO COM O SW MAXWELL DA ANSYS.



FONTE: O autor (2023).

Uma vez validada as equações, foram calculados os acoplamentos (k) através da determinação dos fluxos nos enrolamentos dos transformadores A e B.

Com as duas expressões obtidas, ou seja, (5.24) e (5.25), é possível calcular o fluxo total no enrolamento 1 e 2, para o transformador A. isto é feito a partir de,

$$\Phi_{i1} = \int_0^{\frac{d_{out1}}{2}-w1} \int_0^{2.\pi} H_i(r) . r . d\theta . dr \quad (5.26)$$

para o fluxo dentro da espira 1, e

$$\begin{aligned} \Phi_{o2} & \quad (5.27) \\ & = \int_0^{\frac{d_{out2}}{2}-w2} \int_0^{2.\pi} H_o \left[\sqrt{(Se - r . \cos(\theta))^2 - (r . \sen(\theta))^2} \right] . r . d\theta . dr \end{aligned}$$

onde $Se = d_{out1}/2 + d_{out1}/2 + S$, S é a distância entre as bordas externas dos dois enrolamentos do transformador A.

O acoplamento seria basicamente o quociente entre o fluxo 2 e o fluxo 1,

$$k = \frac{\Phi_{o2}}{\Phi_{i1}} \quad (5.28)$$

resultando em 0,0795 para o transformador A.

Para o transformador B a equação do fluxo 1 é a mesma, a equação do fluxo 2 é a mesma obtida para o fluxo 1, porém com diferença nos limites de integração,

$$\Phi_{i2} = \int_0^{\frac{d_{out2}}{2}-w2} \int_0^{2.\pi} H_i(r) . r . d\theta . dr \quad (5.29)$$

resultando em 0,26 para o transformador B.

O que valida os resultados obtidos por área equivalente descritos no item 4.4.2.3

5.4.2 Capacitores entre enrolamentos

O que difere aqui do que está descrito no item 4.4.2.3 é que ao invés de utilizar a equação para capacitores de placas paralelas, será utilizada a expressão para capacitores proposta por Wong; Lee (2000), mais especificamente a equação (5.8).

Para o transformador A, o acoplamento entre os enrolamentos lateralmente acoplados se deve a C24 e C14 (valores que se mostraram relevantes na otimização).

Para a determinação de C24 é repetido o mesmo procedimento que em 4.4.2.3, separando C24 em 3 partes duas devido ao acoplamento inclinado, para o qual foi proposto uma distância equivalente, conforme Figura 84, se a equação (5.8) for rescrita como,

$$\begin{aligned}
C_{cpl}(\epsilon, w, h, t, s) = \epsilon r. \epsilon o. & \left(1,144. \frac{t}{s} \cdot \left(\frac{h}{h + 2,059. s} \right)^{0,0944} \right. \\
& + 0,7428. \left(\frac{w}{w + 1,592. s} \right)^{1,144} \\
& \left. + 1,158. \left(\frac{w}{w + 1,874. s} \right)^{0,1612} \cdot \left(\frac{h}{h + 2,059. s} \right)^{1,179} \right)
\end{aligned} \tag{5.30}$$

onde ϵr é a permissividade elétrica relativa do dielétrico, h é a altura do dielétrico (tox), w é a largura da trilha ($w1$ ou $w2$), t é espessura da trilha (tam) e s é a separação entre as trilhas. Este valor é dado em (F/m) logo, para obter a capacitância o valor deve ser multiplicado pelo comprimento. Para C24b o comprimento é a média entre o lado externo do enrolamento 1 e o lado externo do enrolamento 2 que dá $(dout1+dout2)/2 \cdot (1 + \sqrt{2})^{-1} = lm$, com isso:

$$C24b = lm. C_{cpl}(\epsilon 5, \frac{(w1+w2)}{2}, tox, tam, S) = 3,784 \text{ fF}$$

$$C24a = C24c = \frac{lm}{\sqrt{2}} \cdot C_{cpl} \left(\epsilon 5, \frac{(w1+w2) \cdot \sqrt{2}}{2}, tox, tam, \left(S + \frac{lm}{\sqrt{2}} \right) \right) = 0,443 \text{ fF}$$

$$C24 = 4,67 \text{ fF}$$

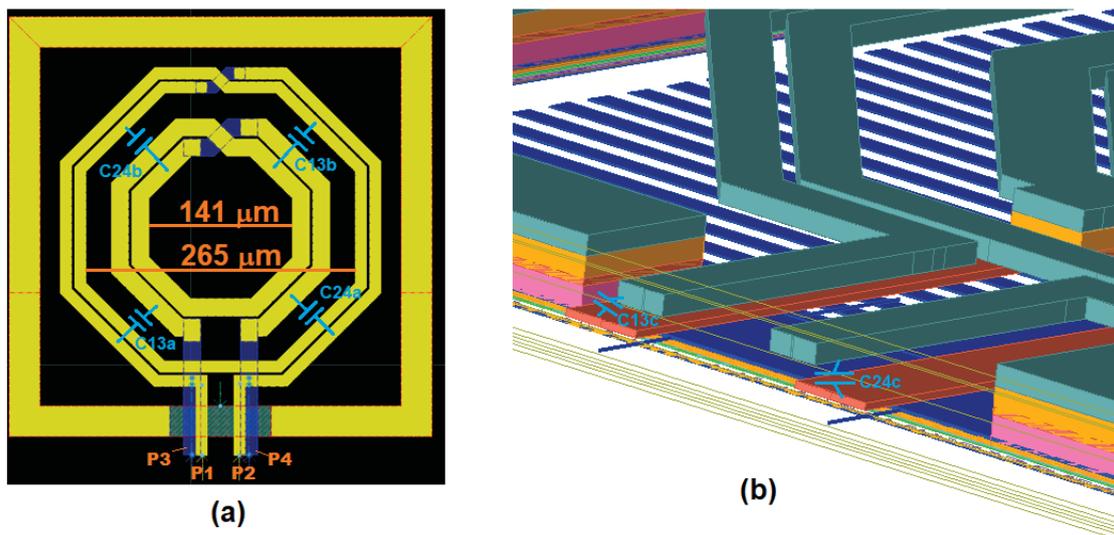
O resultado obtido na otimização foi de 5,41 fF, para C24. Existe uma aproximação um tanto quanto grosseira na determinação de C24a e C24c, que pode ser calculada de forma mais precisa com base na Figura 140, e na equação (5.31),

$$C24c = \int_0^{\frac{lm}{\sqrt{2}}} C_{cpl} \left(\epsilon 5, \frac{w1 + w2}{\sqrt{2}}, tox, tam, (S + 2. x) \right) \cdot dx \tag{5.31}$$

ao forte acoplamento na entrada onde temos trilha quase sobrepostas, com uma pequena distância de separação, como mostra a Figura 141, (b). Já as capacitâncias entre as portas 1 e 4 (C14) e 2 e 3 (C23) se devem a capacitância entre trilhas e foi considerado um segmento para cada capacitância destas, calculadas como acopladas lado a lado equação (5.30).

A capacitância C13 foi definida como $3,5.C13a + 3,5.C13b + C13c$ onde C13a e C13b são calculadas com as mesmas equações utilizadas no transformador A, para trilhas acopladas lado a lado, equação (5.30) e a capacitância C13c, através da equação (5.19) de Sakurai; Tamaru (1983b). A capacitância C24 ficou igual a C13 por simetria.

FIGURA 141 –DISTRIBUIÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS ENTRE OS ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR B, (A) – TRILHAS COPLANARES, (B) TRILHAS QUASE QUE SOBREPOSTAS.



FONTE: O autor (2023).

Com este procedimento os valores de C13, C14, C23 e C24, para o transformador B, são encontrados.

$$C23_B = 1,2 \text{ fF} \quad C13_B = 13,7 \text{ fF} \quad C24_B = 13,7 \text{ fF} \quad C14_B = 1,2 \text{ fF}$$

5.5 ELEMENTOS SÉRIE – RS E LS.

A indutância série (ou autoindutância) de uma trilha é a relação entre o fluxo magnético produzido por esta trilha pela corrente que gerou este fluxo,

$$L = \frac{\phi}{I} = \frac{\iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S}}{I} \quad (5.32)$$

onde L é a autoindutância em (H) ϕ é o fluxo magnético em (Wb) e I a corrente em (A).

Para condutores reais, com perdas, existe uma distribuição de corrente dentro do próprio condutor, que causa um fluxo magnético também no interior do condutor. Com isso a indutância de um condutor é composta por duas componentes, a indutância externa, devido ao fluxo externo ao fio e a indutância interna, devido ao fluxo magnético interno.

A indutância interna é maior quanto menor a frequência, devido ao efeito pelicular, então em frequências mais altas a indutância é majoritariamente externa.

Em um condutor na forma de trilha, (retangular) a indutância externa é dada por,

$$L_s = \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot l \cdot \left[\ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{l}{GD} \right)^2} + \frac{l}{GD} \right) - \left(\sqrt{1 + \left(\frac{AD}{l} \right)^2} + \frac{AD}{l} \right) \right] \quad (5.33)$$

$$AD = 0,311 \cdot t + 0,1015 \cdot w \quad e \quad GD = 0,2235 \cdot (w + t)$$

onde l é o comprimento da trilha, w a largura, t a espessura e μ a permeabilidade magnética. Esta equação está no trabalho de Unterweissacher et al. (2008) e apresenta uma boa concordância com os valores simulados.

A indutância interna é raramente mencionada em trabalhos sobre indutores pois seu valor além de bem mais baixo que a indutância externa, cai rapidamente com o aumento da frequência. No livro do Ramo et al. (1981) existe uma demonstração analítica desta indutância interna, porém a equação é obtida para um condutor plano e não para condutor retangular. A equação para condutor retangular é apresentada no trabalho de Chen; Fang (2000) e citada no trabalho de Huo et al. (2006). Não é uma formulação analítica clássica, mas é obtida para condutores retangulares. Esta equação é um polinômio como,

$$L_{int} = \frac{\mu}{8 \cdot \pi} \cdot l \cdot \left[2,863 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{w}{t} - 1 \right)^4 - 1,99 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{w}{t} - 1 \right)^3 + 5,53 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{w}{t} - 1 \right)^2 - 8,608 \cdot 10^{-2} \cdot \left(\frac{w}{t} - 1 \right) + 1,07143 \right] \quad (5.34)$$

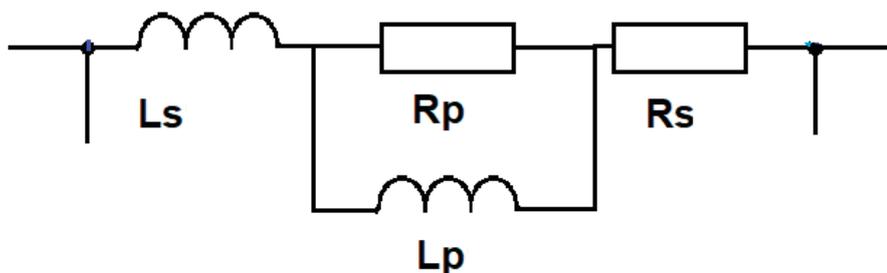
O termo marcado na equação está na fonte Chen; Fang (2000), porém não está em Huo et al. (2006), aparentemente por um problema de grafia.

Para determinar a indutância total dos indutores dos transformadores A e B é necessário determinar também a mútua indutância entre as trilhas que compõe cada enrolamento, isto é proposto por Greenhouse (1974), utilizando um cálculo aproximado do fluxo a partir do vetor potencial magnético \mathbf{A} . Essa formulação utilizada em outros diversos trabalhos como Hsu (2004), Leite et al. (2012) e Fino (2016), e se baseia no cálculo da distância geométrica média (GMD). No entanto este cálculo é bastante trabalhoso, uma vez que o efeito de cada filamento deve ser considerado. No trabalho de Fino (2016), um método de cálculo utilizando Verilog-A é proposto. A abordagem feita por Mohan et al. (1999) utiliza uma formulação aproximada porém bem mais simples de ser utilizada e com resultados próximos aos simulados e os obtidos pelo método dos GMD. A equação proposta por Mohan et al. (1999) foi utilizada para os cálculos iniciais dos elementos é a equação (4.19), citada em 4.4.2.4

A resistência série também foi definida como no item 4.4.2.4, e teve o seu valor determinado pelas equações (4.17) e (4.18).

O circuito que deverá ser calculado é o ramo série como mostra a Figura 142.

FIGURA 142 – RAMO SÉRIE DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE, PARA A DETERMINAÇÃO ANALÍTICA DOS VALORES.



FONTE: O autor (2023).

O que já foi calculado foram as resistências em corrente contínua, R_{cc} , a indutância em corrente contínua L_{cc} , a resistência em final de faixa, ou seja, a 10 GHz e a indutância interna ao condutor, L_{int} .

Em corrente contínua os indutores são um curto-circuito, logo a resistência R_s da Figura 142, é igual a R_{cc} , em baixas frequência. Próximo de CC, a indutância L_{cc} é a soma de $L_s + L_p$, e em altas frequências, especificamente no limite de 10 GHz, a impedância resultante deve ser tal que a parte real seja igual a $R(f)$ também calculada.

Com isso é possível determinar R_p , assumindo que L_p é a indutância interna, também já conhecida, com isso, equacionando teremos,

$$R_p^2 - R_p \cdot \frac{(\omega \cdot L_p)^2}{(R(f) - R_{cc})} + (\omega \cdot L_p)^2 = 0 \quad (5.35)$$

onde ω é igual a $2 \cdot \pi \cdot f$.

Resolvendo a equação do segundo grau, encontraremos o valor que falta para a simulação que é o valor de R_p .

Na primeira tentativa, devido ao valor de $R(f)$ não ser real, não foi possível determinar R_p , logo uma nova fórmula foi utilizada para $R(f)$. Esta fórmula está descrita no livro de Niknejad (2007), e está transcrita abaixo:

$$xw = \sqrt{2 \cdot f \cdot \sigma \cdot \mu \cdot w \cdot t} \quad (5.36)$$

$$R(f) = \frac{l}{\sigma \cdot t \cdot w} \cdot \left[\frac{0,43093 \cdot xw}{1 + -0,041 \cdot \left(\frac{w}{t}\right)^{1,19}} + \frac{1,1147 + 1,2868 \cdot xw}{1,2296 + 1,287 \cdot xw^3} + 0,0035 \cdot \left(\frac{w}{t} - 1\right)^{1,8} \right] \quad (5.37)$$

A equação (5.37) vale para xw maior ou igual a 2,5 e se for menor:

$$R(f) = \frac{l}{\sigma \cdot t \cdot w} \cdot [1 + 0,0122 \cdot xw^{(3+0,01 \cdot xw^2)}] \quad (5.38)$$

Com base nesta equação (5.37) ou (5.38), os novos valores de $R(f)$ foram calculados e os valores de R_p determinados para os dois enrolamentos dos dois transformadores em estudo.

Para uma maior precisão no cálculo da resistência CC, os valores das resistências de cruzamento e das vias também é calculado, isto é feito com as,

$$R_{cros} = \frac{1}{\sigma l y} \cdot \frac{(sx + 2 \cdot wx) \cdot \sqrt{2}}{wx \cdot tly} \quad (5.39)$$

$$R_{via} = \frac{1}{\sigma av} \cdot \frac{toav}{wx \cdot wx} \quad (5.40)$$

onde o valor de x nas equações é o enrolamento em questão, no caso em estudo varia de 1 a 2, o número de vias é igual a 4 e de cruzamentos 1 por enrolamento.

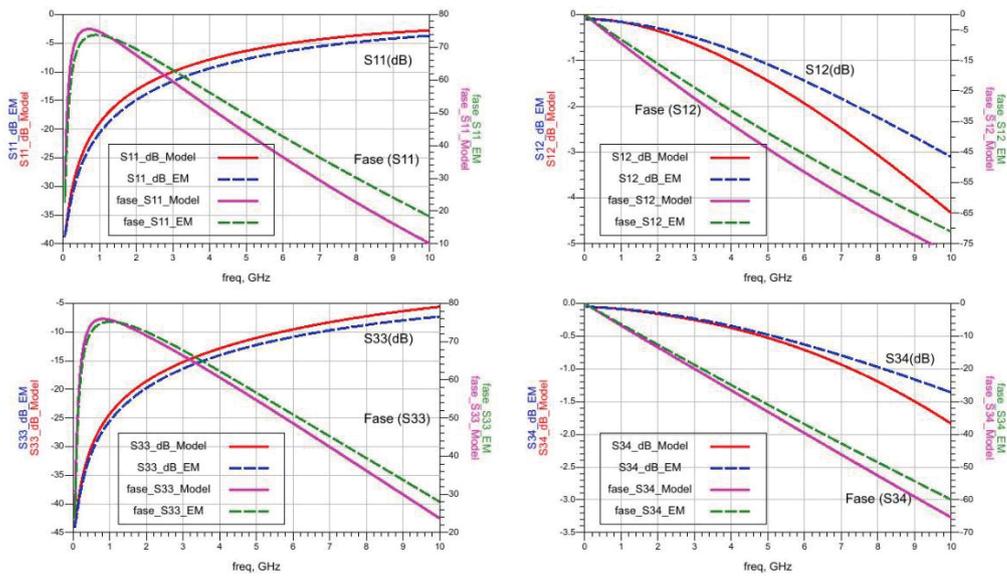
5.6 COMPARAÇÃO ENTRE OTIMIZAÇÃO E VALORES CALCULADOS, PARA O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE;

Os dois circuitos calculados foram confrontados com os valores obtidos para os transformadores simulados eletromagneticamente, os resultados encontrados estão aqui mostrados:

Para o transformador A:

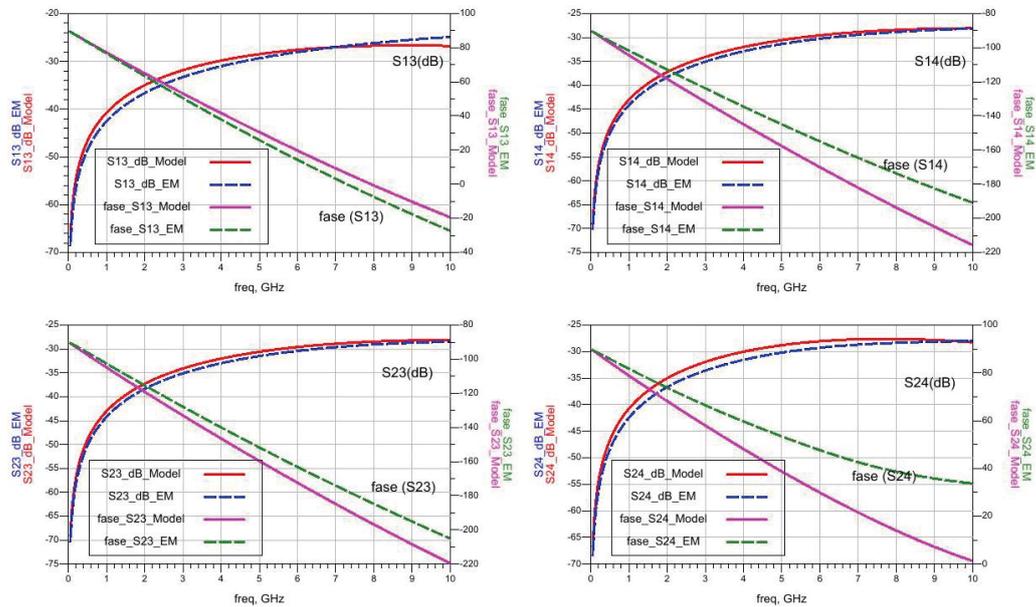
Os resultados obtidos são bem satisfatórios quando se trata de observar o comportamento dos parâmetros S de forma global, mesmo os parâmetros de acoplamento, ou seja, os S13, S14, S23 e S24, mostrados na Figura 144, apresentam um resultado aceitável, sendo que é visível que o parâmetro mais distante é o S24.

FIGURA 143 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE II SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.



FONTE: O autor (2023).

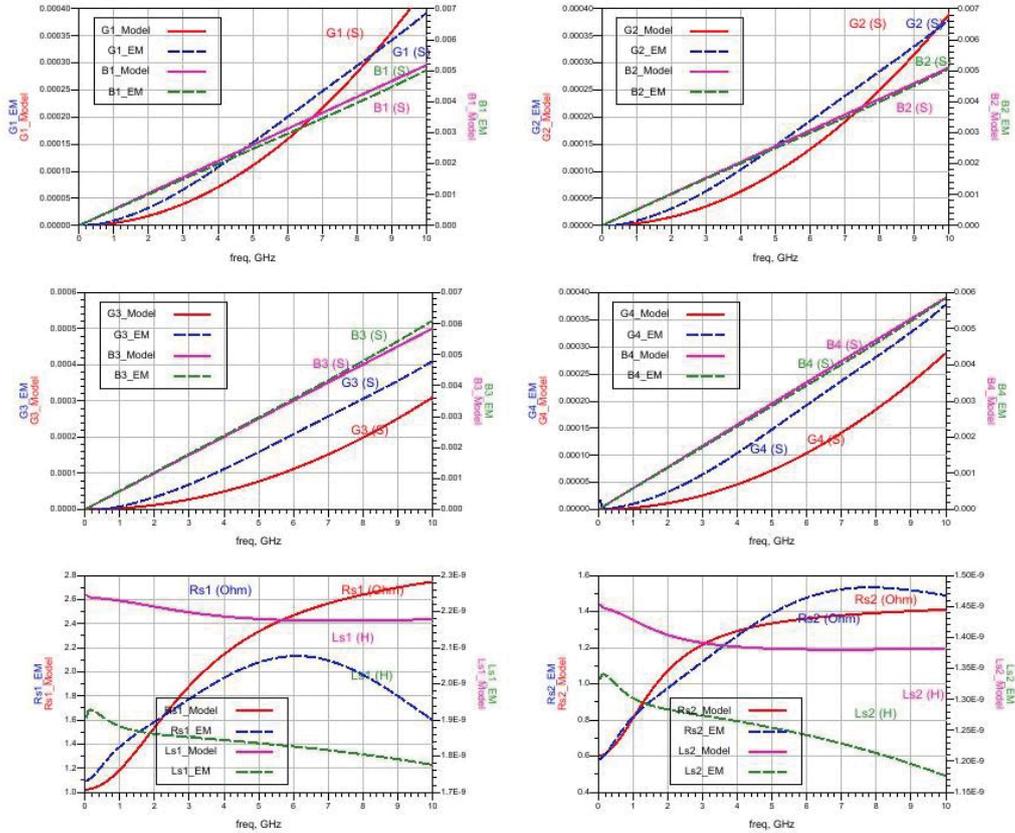
FIGURA 144 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.



FONTE: O autor (2023).

No entanto só é possível verificar claramente esta concordância quando são comparados os valores dos elementos e dos erros, que são mostrados na Figura 145. Somente nesta figura é possível afirmar se houve ou não uma concordância entre os valores calculados e os simulados.

FIGURA 145 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.20739	0.10751	0.17412	0.27819	0.20419	0.19429	0.36125	0.17228	0.05330	0.17775	0.19303

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0473	0.0257	0.0443	0.0498	0.2709	0.0707	0.1941	0.1164	0.1024

FONTE: O autor (2023).

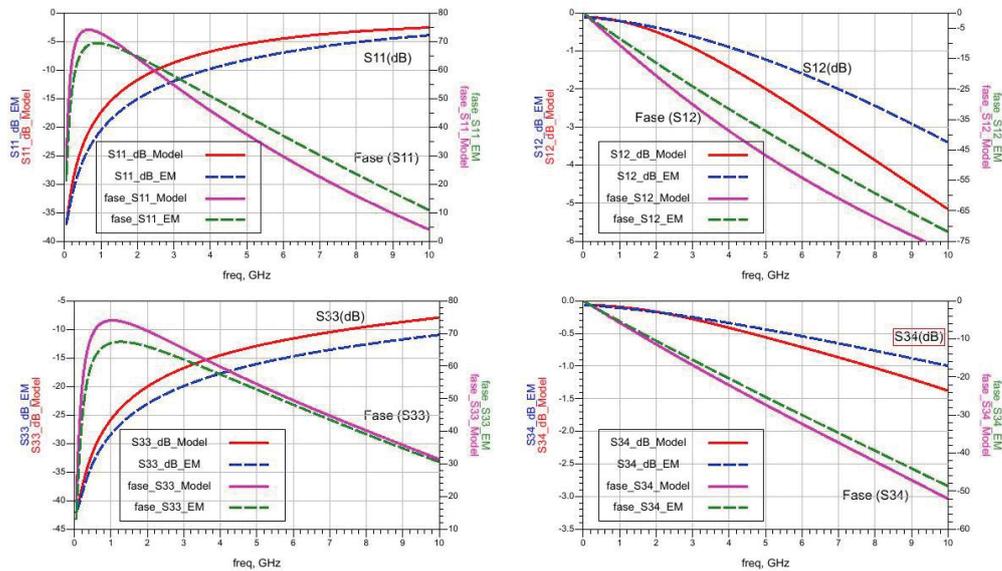
O erro dos parâmetros S ficou em 19,3 % e nos elementos que compõem o modelo em 10,24 %. É um erro maior que o esperado e é visível nas curvas que a grande discrepância está no valor da indutância CC série.

Aparentemente os valores calculados para Lcc tanto para o enrolamento 1 quanto para o enrolamento 2 do transformador A, não estão de acordo com o que ocorre na simulação, no enrolamento 1 a diferença é de quase 300 pH, e esta diferença é bem superior à indutância interna ou mesmo devido ao efeito de proximidade das espiras.

Este mesmo comportamento foi observado no transformador B.

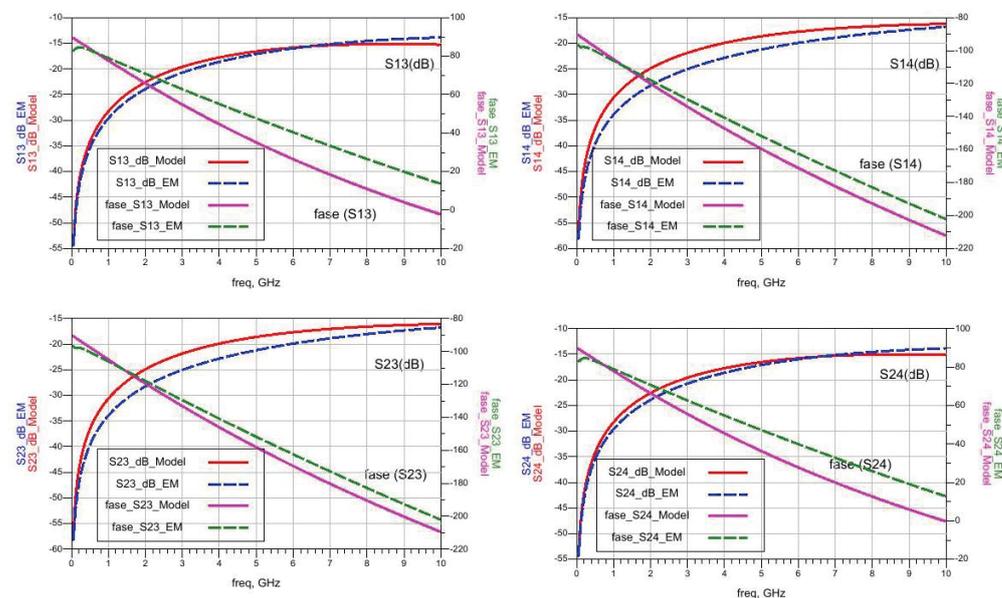
Para o transformador B:

FIGURA 146 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 147 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.

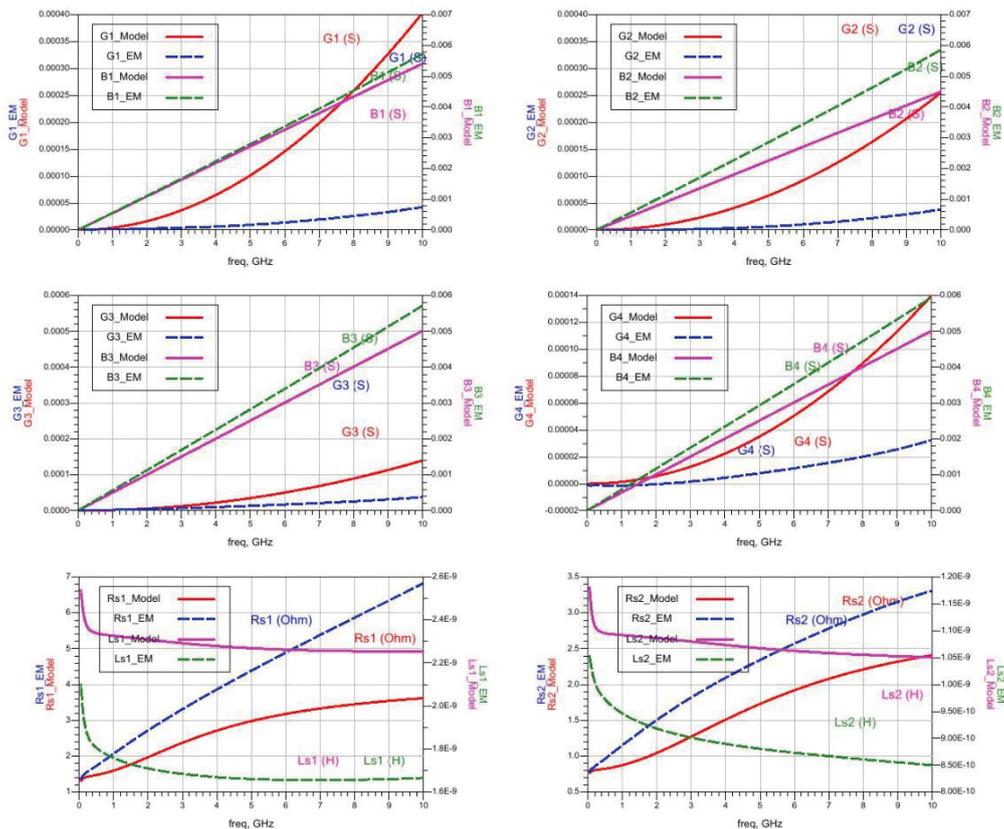


FONTE: O autor (2023).

Os resultados obtidos são satisfatórios quando se trata de observar o comportamento dos parâmetros S de forma global, porém quando se observa os valores equivalentes (admitâncias paralelas, e elementos série) a situação muda de figura, ainda

mais quando se quantifica o erro. Neste caso o erro dos parâmetros S foi de 29,4 % e nos elementos (admitâncias e ramos série) foi de 21,1 %, valores relativamente altos.

FIGURA 148 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, COM EQUIVALENTE Π SIMPLES, RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE + RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA PARALELOS NOS RAMOS SÉRIE.



e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.37564	0.15243	0.23350	0.36787	0.36516	0.36068	0.20834	0.41930	0.04211	0.41732	0.29424

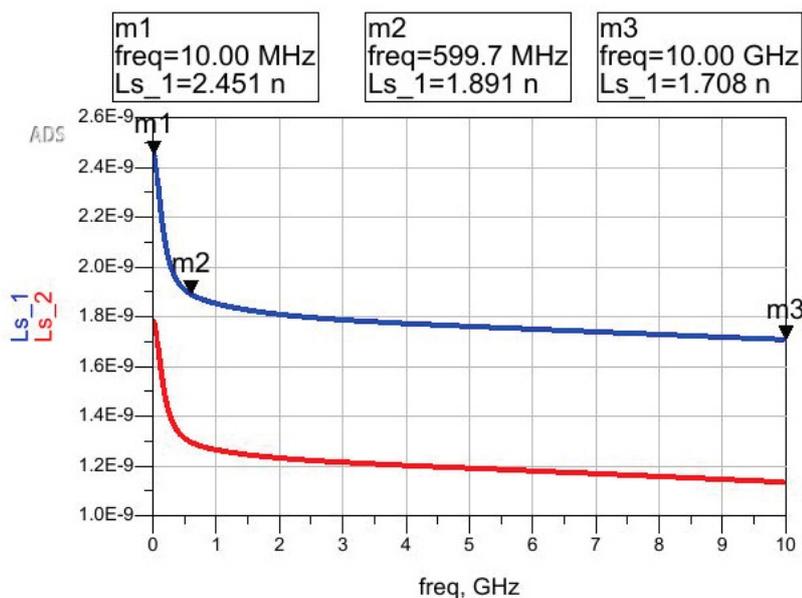
eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0504	0.2136	0.1153	0.1469	0.3386	0.2629	0.3530	0.2048	0.2107

FONTE: O autor (2023).

Da mesma forma que foi observado para o transformador A, a maior discrepância entre o que foi obtido através da simulação eletromagnética e o que foi calculado está na indutância em corrente contínua. No entanto o valor desta indutância foi feito através da fórmula proposta por Mohan et al. (1999), que é bastante robusta e o valor está de acordo com outras formulações como a de Greenhouse (1974), que mais tarde foi refeita por Fino (2016), e também com a abordagem de Biondi et al. (2006). Todas as formulações levam a valores muito próximos aos obtidos através da equação (4.19).

Então para verificar a validade foi testado cada enrolamento dos transformadores em separado. A simulação foi feita utilizando duas portas para que o valor da indutância série pudesse ser identificado. O resultado para a indutância série do transformador A foi plotado na Figura 149. O valor na marca m1 corresponde ao que foi calculado para a indutância do primário, porém ocorre um comportamento diferente do esperado, pois a indutância varia fortemente entre 10 MHz e 1 GHz, e a variação é bem maior que a indutância interna, isto se repete de forma bastante recorrente em todos os enrolamentos. Não se trata simplesmente do efeito de proximidade e do efeito pelicular das trilhas, mas sim ao fato de existir uma guarda bastante próxima aos enrolamentos e pela presença de um plano de terra relativamente próximo (na camada M1).

FIGURA 149 – RESULTADOS DAS INDUTÂNCIAS SÉRIE DO TRANSFORMADOR A, OBTIDAS PARA ENROLAMENTOS ISOLADOS, LS_1 É A INDUTÂNCIA DO PRIMÁRIO E LS_2 DO SECUNDÁRIO.



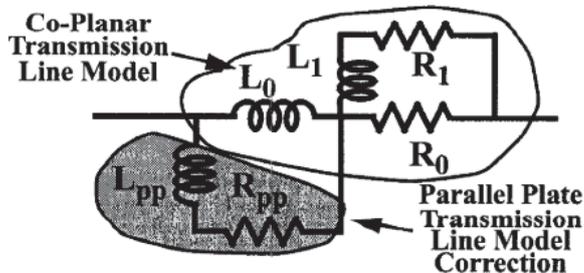
FONTE: O autor (2023).

Ou seja, este comportamento está associado aos planos de terra e guarda, que não estão previstos nos diversos modelos apresentados, e como a otimização se dá para a faixa de 1 a 9 GHz, o valor inicial para L_s é o mostrado na marca m2 na Figura 149, que em torno de 75% do valor calculado.

Este tipo de comportamento foi relatado para linhas acopladas no trabalho de Krauter; Mehrotra (1998), que sugere utilizar um arranjo de LPP + RPP em paralelo com a indutância CC, para representar este comportamento, Figura 150. Mas isto foi sugerido para modelar linhas coplanares próximas de guardas e planos de terra e não para

indutores. Infelizmente a formulação se baseia em linhas e alguns parâmetros não são calculados.

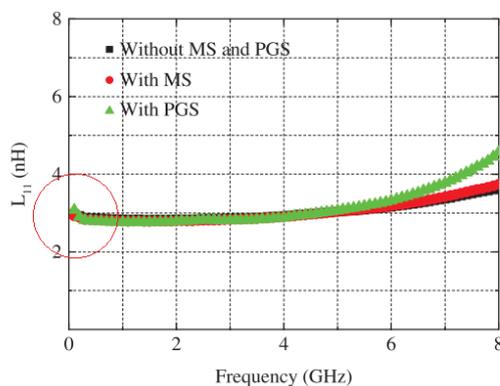
FIGURA 150 – ARRANJO PROPOSTO POR KRAUTER; MEHROTRA (1998) PARA CORRIGIR LS EM FUNÇÃO DA PROXIMIDADE DE PLANO DE TERRA E DE GUARDA DE ATERRAMENTO.



FONTE: Krauter; Mehrotra (1998).

Um outro trabalho de Ahyoune et al. (2017) faz um estudo do comportamento de indutores com e sem plano de terra e a guarda de aterramento, mostrando os efeitos para indutores quadrados. Os efeitos não são tão pronunciados neste estudo pois a distância da guarda é maior que nos transformadores A e B. O trabalho de Ling et al. (2002) também avalia o comportamento do indutor com diferentes distâncias da guarda de aterramento, além de outros parâmetros. Neles também o efeito não é tão evidente pois a guarda está a 50 μm do indutor na menor distância. O trabalho de Jayaraman et al. (2019) também leva em consideração a proximidade do plano de terra mas não fica evidente o que foi verificado aqui.

FIGURA 151 – COMPORTAMENTO DA INDUTÂNCIA EM FUNÇÃO DE GUARDA DE ATERRAMENTO (MS NA FIGURA), PLANO DE TERRA (PGS NA FIGURA). REGIÃO EM VERMELHO MOSTRA O COMPORTAMENTO DA INDUTÂNCIA NO TRABALHO DE ZHANG; LIAO (2012).



FONTE: O autor (2023).

Somente no trabalho de Zhang; Liao (2012) que dá para perceber o efeito visto aqui, porém como foi utilizada uma escala muito aberta (o gráfico de L vai de 0 a 8 nH,

e o valor de L varia entre 2,8 nH e 4,6 nH) é difícil de ver bem o efeito, marcado na Figura 151.

Como para os enrolamentos em estudo o comportamento de L_{cc} ficou em 75 % do valor CC total e 85 % do valor obtido pela formulação de Mohan et al. (1999), isto foi feito em todos os transformadores e os valores de S , e dos parâmetros série e paralelos foram obtidos novamente, e os resultados estão na Figura 152, na Figura 153 e na Figura 154 para o transformador A e na Figura 155, na Figura 156, e na Figura 157 para o transformador B.

Para o transformador B ocorre que a espira mais externa do enrolamento 1 se encontra a 15 μm da guarda (que é da mesma ordem de grandeza que a distância para o plano de terra), isto altera consideravelmente o comportamento da indutância e da corrente de retorno do óxido, então para este enrolamento e para este transformador a correção na indutância foi de 75 % e as resistências da guarda de aterramento foram consideradas na determinação da resistência de óxido.

O erro agora é de 7,89 % nos parâmetros S e 6,98 % nos elementos série e paralelos para o transformador A e 7,64 % e 12,65 % para o transformador B.

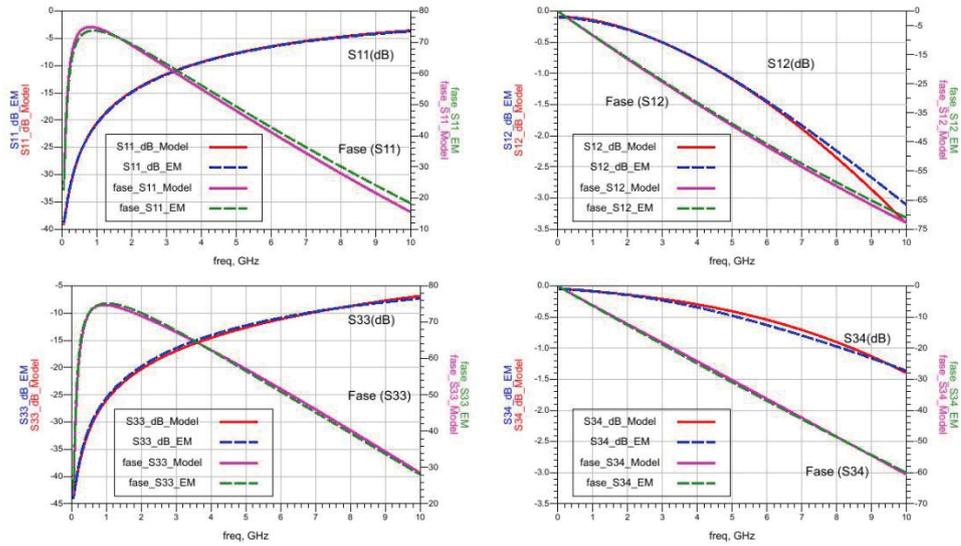
Estes valores são bem aceitáveis, sendo que todos os elementos foram obtidos a partir das características físicas dos transformadores, com somente um ajuste que foi devido ao efeito do plano de terra e da guarda, que não tinha sido previsto.

Ao contrário do transformador A, o transformador B apresenta uma maior dependência da guarda de aterramento e plano de terra no enrolamento 1, isto se deve ao fato que este enrolamento estar completamente envolto na guarda de aterramento, intensificando assim seu efeito, da mesma forma devido a esta proximidade da guarda, a resistência de óxido é significativamente menor.

Poderiam ser feitos dois roteiros de cálculo, em função destas características, mas o objetivo deste trabalho é encontrar uma formulação comum aos dois tipos de transformadores coplanares em estudo, por isso foi mantido como está aqui definido.

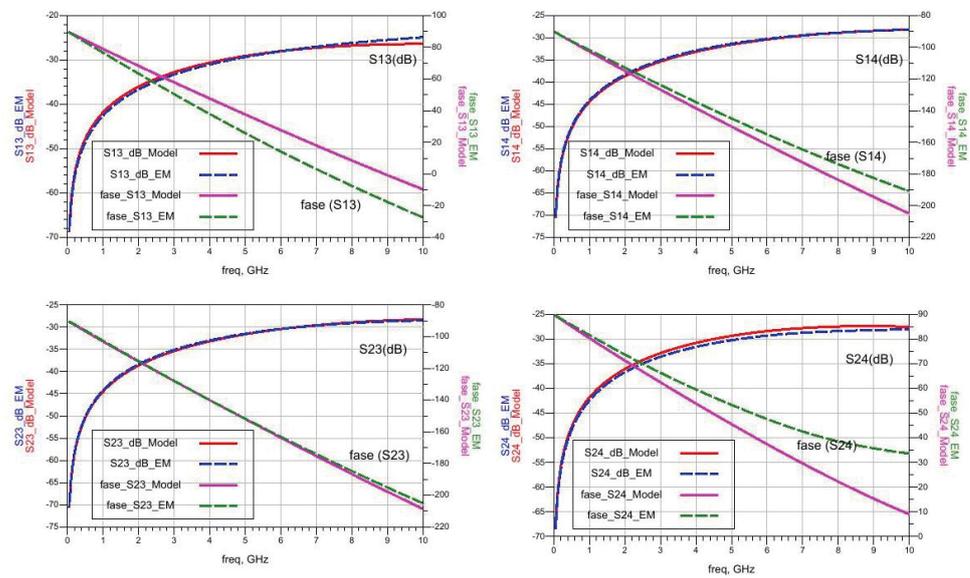
Para o transformador A:

FIGURA 152 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE II SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



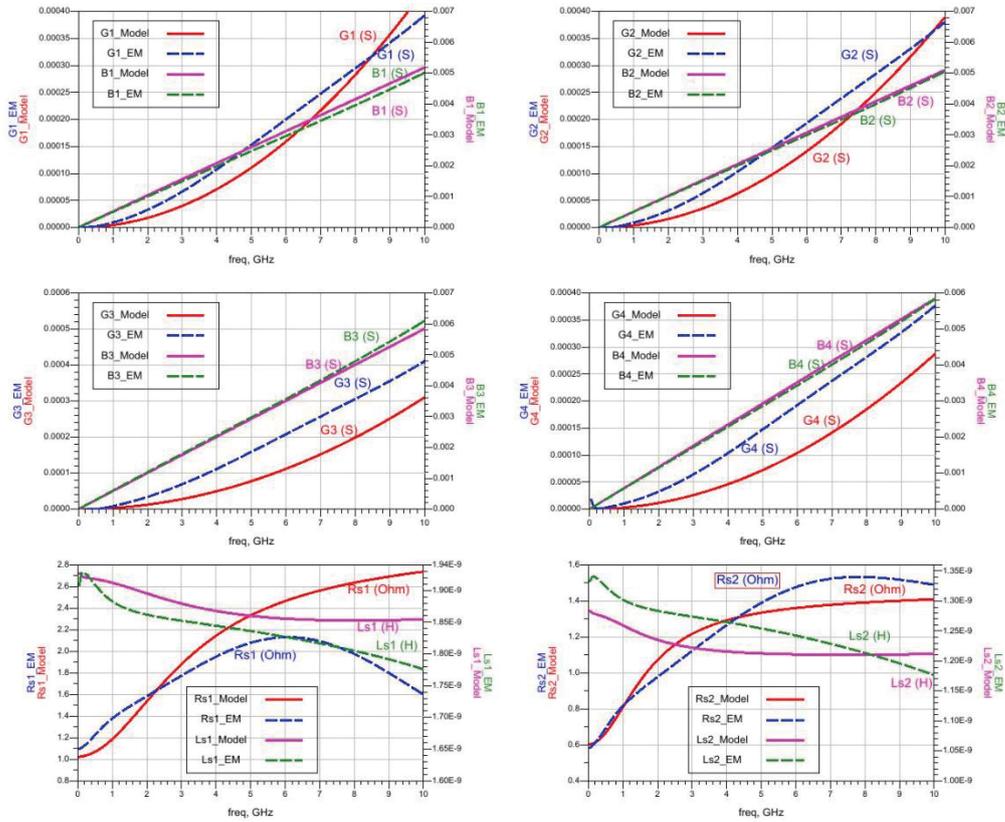
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 153 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE II SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 154 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR A, CIRCUITO DA EQUIVALENTE Π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



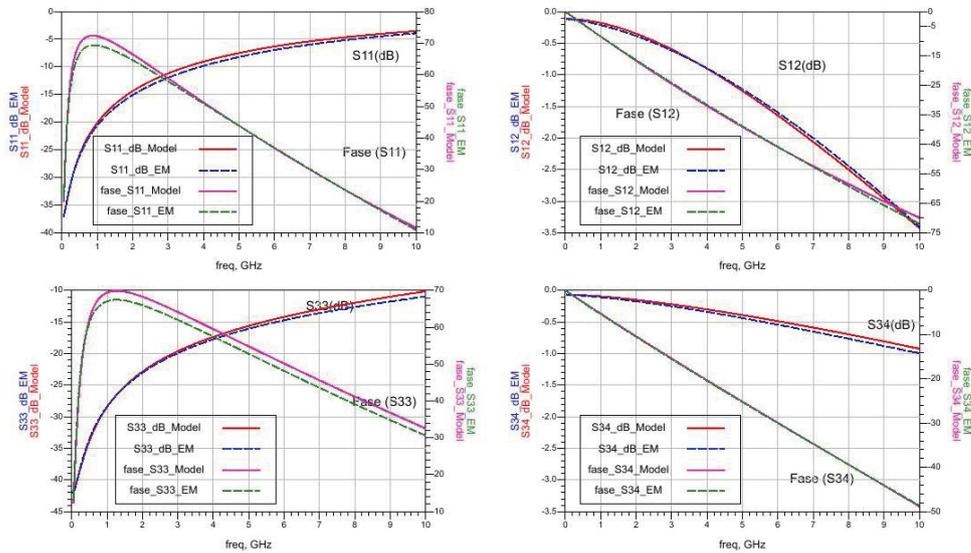
e11	e12	e13	e14	e22	e23	e24	e33	e34	e44	...medio
0.03262	0.01926	0.21595	0.12589	0.02698	0.03333	0.23443	0.04400	0.01032	0.04649	0.07892

eYp1	eYp2	eYp3	eYp4	eRs1	eRs2	eLs1	eLs2	...medio_P
0.0473	0.0257	0.0443	0.0498	0.2687	0.0710	0.0214	0.0302	0.0698

FONTE: O autor (2023).

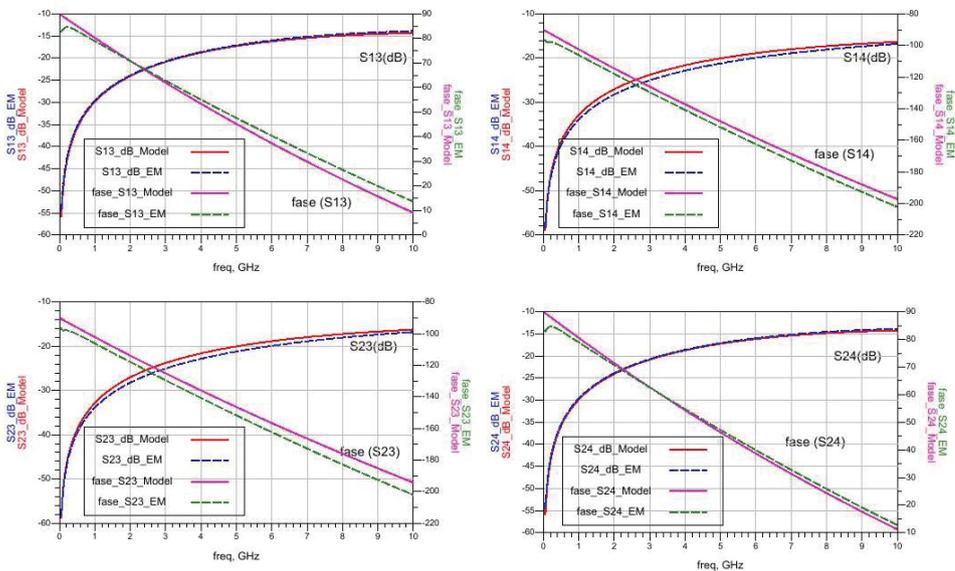
Para o transformador B:

FIGURA 155 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES PARA CADA ENROLAMENTO - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE II SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



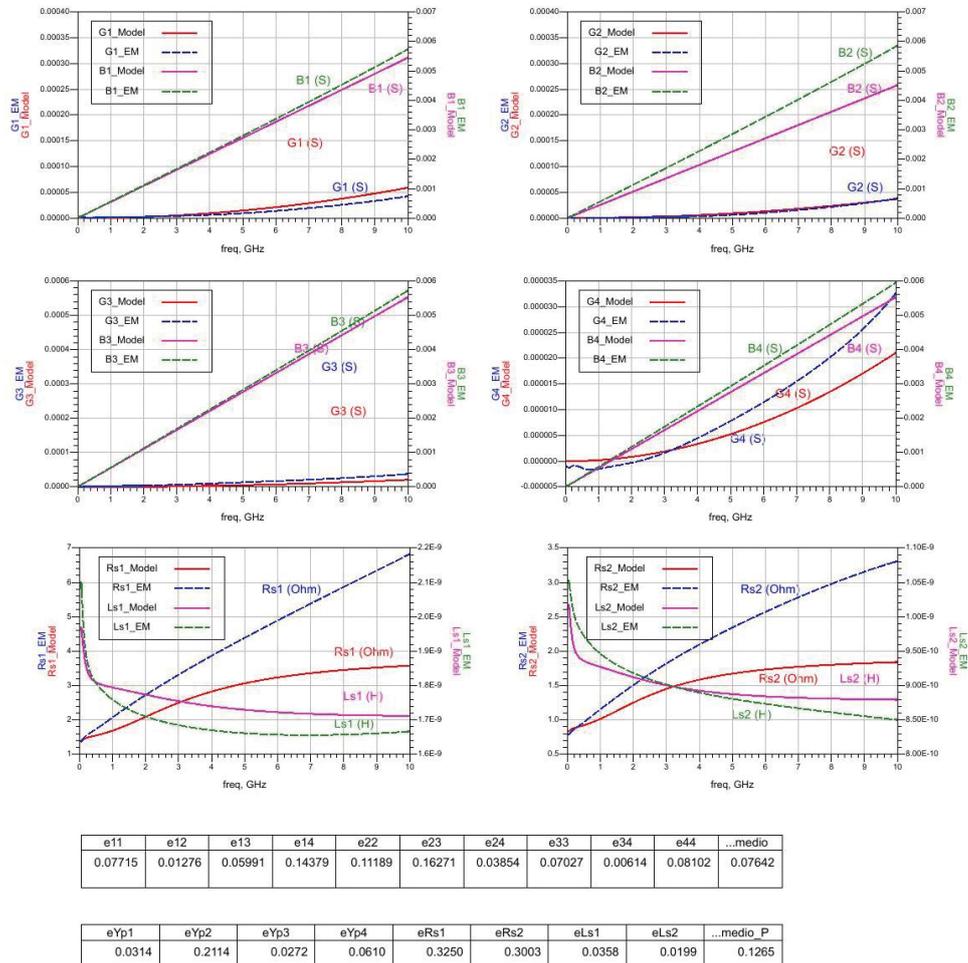
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 156 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS S, VALORES ENTRE OS ENROLAMENTOS (ACOPLAMENTO) - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE II SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 157 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS DE ADMITÂNCIA PARALELO E DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA SÉRIE, COM A TABELA DE ERROS - CIRCUITO COM VALORES CALCULADOS PARA O TRANSFORMADOR B, CIRCUITO DA EQUIVALENTE Π SIMPLES DA FIGURA 92, COM CORREÇÃO NA INDUTÂNCIA SÉRIE LS1 E LS2.



FONTE: O autor (2023).

5.7 ROTEIRO DE CÁLCULO PARA TRANSFORMADOR COPLANAR

O roteiro para o cálculo de um transformador coplanar segue os passos descritos a seguir:

1º Passo: obter todas as características físicas possíveis do transformador e da tecnologia onde este será desenhado;

2º Passo: Calcular a permissividade elétrica relativa das várias camadas da tecnologia, utilizando a equação (4.4);

3º Passo: Determinar a resistência em corrente contínua para os enrolamentos do transformador, utilizando as equações (4.18),(5.39) e (5.40);

4º Passo: Calcular a indutância CC dos enrolamentos, a partir da equação (4.19), (4.20) e (4.21);

5º Passo: Determinar a capacitância de óxido, a partir do cálculo da área modificada, com redução de t , em d_{in} e d_{out} , equação (5.16), mais a correção devido as franjas para a borda externa e interna da área em questão, equação (5.17); Adicionalmente, se a guarda de aterramento estiver muito próxima, determinara capacitância entre o lado e a grade através de (5.8) e adicionar a C_{ox} . A resistência de óxido é calculada utilizando a equação que prevê efeito pelicular para resistência plana, equação (5.22), utilizando uma frequência média, tanto para a guarda, quando esta for próxima, quanto para a o plano de terra.

6º Passo: Calcular a indutância interna das trilhas dos enrolamentos, utilizando a equação (5.34);

7º Passo: Determinar resistência CC, equação (4.19), indutância CC, equação (5.33) e capacitância, equação (5.20), dos terminais de entrada;

8º Passo: Calcular o acoplamento magnético, através das equações de áreas equivalentes equações (4.15) ou (4.16) e o acoplamento elétrico através da equações (5.30) e ou (5.31) quando for o caso;

9º Passo: Determinar a capacitância entre os terminais de entrada de cada enrolamento, também com a equação (5.30).

10º Passo: De posse dos valores já determinados, seguindo o descrito no item 5.5, determinar $R(f)$, com a equação (5.37) e calcular R_p com a equação (5.35).

6 VALIDAÇÃO DOS MODELOS PROPOSTOS

Para validar os modelos obtidos, tanto através da otimização quanto por fórmulas, duas abordagens foram seguidas.

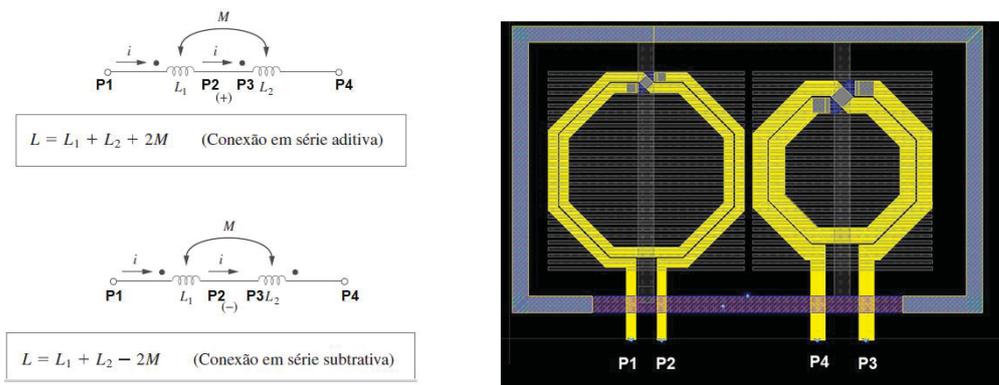
A primeira consiste em associar os enrolamentos dos transformadores em série, considerando que a associação será somativa, ou seja, a indutância mútua se soma às indutâncias próprias e com associação subtrativa, onde a indutância mútua é subtraída da soma das indutâncias próprias.

A segunda forma de avaliar, será utilizado o modelo otimizado e calculado em uma aplicação onde já tinha sido utilizado o transformador simulado, no caso a aplicação é um VCO.

6.1 ASSOCIAÇÃO SÉRIE DE TRANSFORMADOR MODELADO E SIMULADO.

Uma das maneiras de determinar a indutância mútua entre dois enrolamentos é fazendo a associação destes enrolamentos em série. Conforme a ligação, a indutância resultante pode ser $L_1 + L_2 + 2.M$ (associação aditiva) ou $L_1 + L_2 - 2.M$ (associação subtrativa), onde L_1 é a indutância do primeiro enrolamento L_2 do segundo e M a indutância mútua. A Figura 158 mostra o que foi dito, além de mostrar o objeto de estudo, o transformador A.

FIGURA 158 – ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA E SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRADO NA FIGURA.



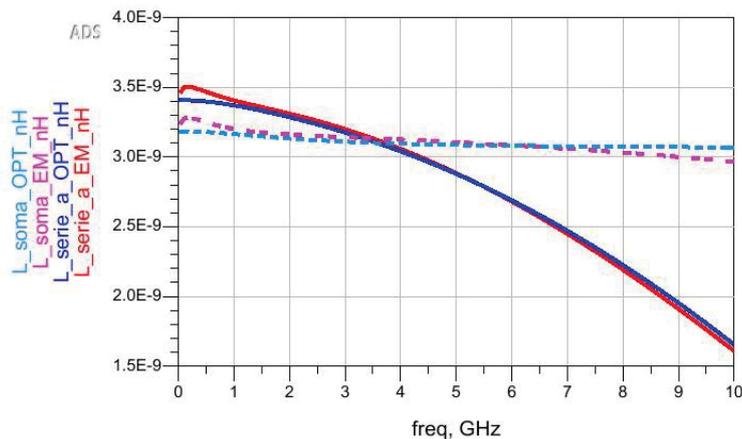
FONTE: adaptado de Alexander; Sadiku (2013) e o autor (2023).

Foram obtidos os gráficos da indutância dos enrolamentos em série para a associação do transformador simulado com elementos finitos (EM), para o modelo otimizado (OPT) e para o modelo calculado (CAL). Adicionalmente foi incluído o gráfico

da soma das indutâncias (L_1 e $L_2 = L_{\text{soma}}$) somente para efeito de comparação. Os resultados apresentam a comparação de EM com OPT e EM com CAL.

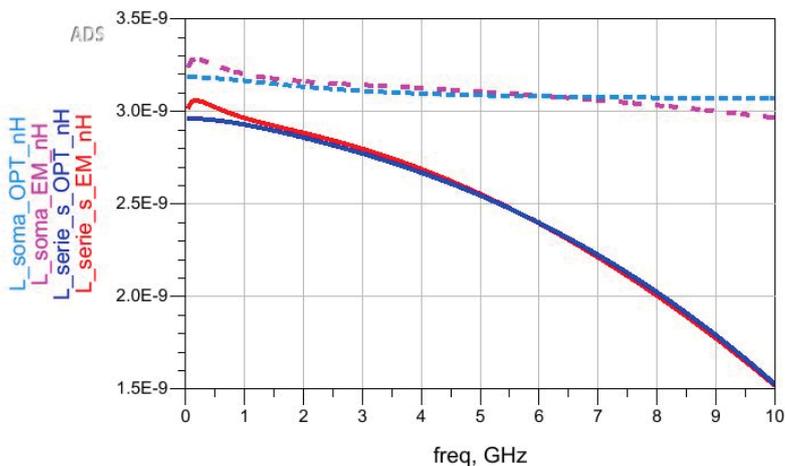
Estes resultados estão na Figura 159 e na Figura 160 para associação somativa, índice $_a$, comparação entre EM e OPT, na Figura 161 e Figura 162 associação subtrativa, índice $_s$, comparação entre EM e CAL.

FIGURA 159 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L_1 E L_2 , PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.



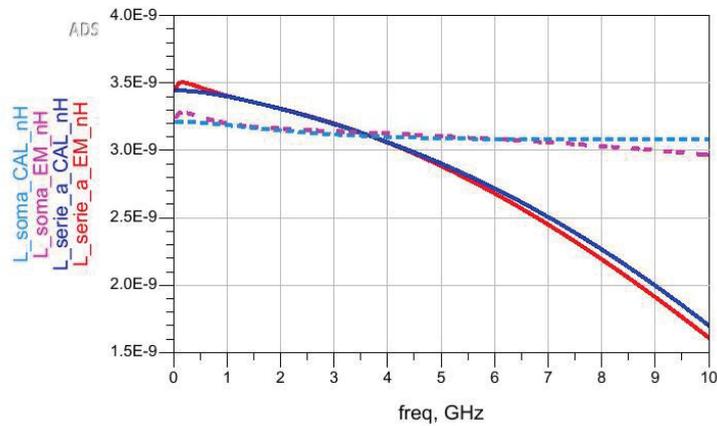
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 160 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L_1 E L_2 , PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.



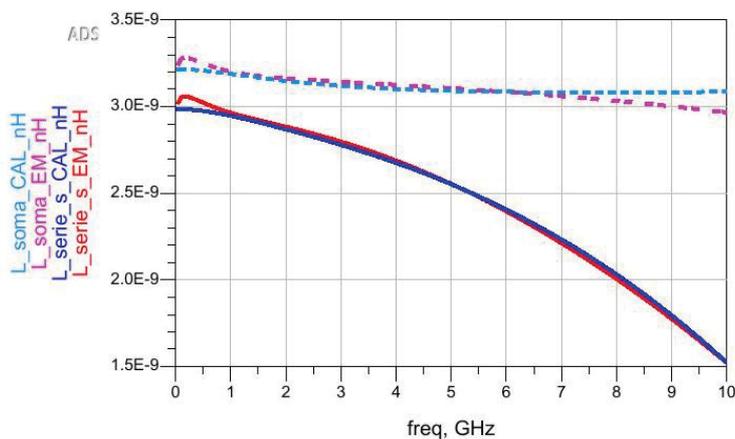
FONTE: O autor (2023).

FIGURA 161 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 162 – INDUTÂNCIA RESULTANTE DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE SUBTRATIVA DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, TAMBÉM MOSTRANDO A SOMA DE L1 E L2, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.

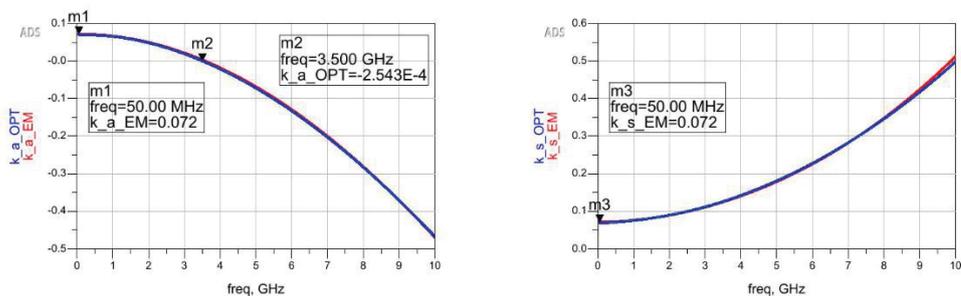


FONTE: O autor (2023).

De posse das indutâncias mútuas e da soma das indutâncias é possível obter um gráfico do coeficiente de acoplamento (k) entre as indutâncias série dos dois enrolamentos, a Figura 163 mostra o coeficiente (k) em função da frequência para a associação aditiva. Nesta configuração é interessante notar que a partir de 3,5 GHz o efeito do acoplamento magnético é menor que o do acoplamento elétrico (capacitância) e o k equivalente se torna negativo.

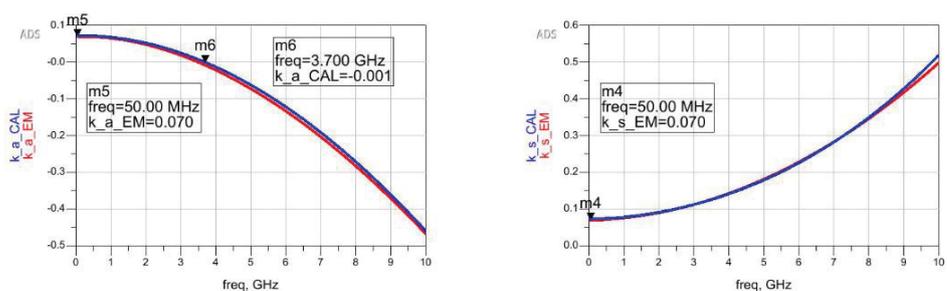
Na associação série subtrativa, mostrada na também na Figura 163, este efeito não ocorre pois os dois acoplamentos se somam, fazendo que o k equivalente aumente.

FIGURA 163 – COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO K, OBTIDO ATRAVÉS DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA (A) E SUBTRATIVA (B) DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 164 – COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO K, OBTIDO ATRAVÉS DA ASSOCIAÇÃO SÉRIE ADITIVA (A) E SUBTRATIVA (S) DOS ENROLAMENTOS 1 E 2 DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.



FONTE: O autor (2023).

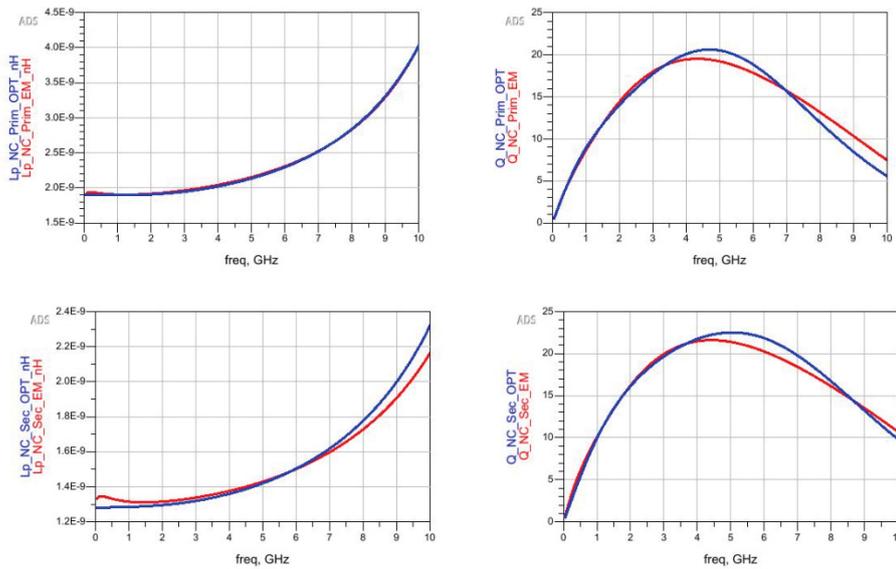
Os dois casos – OPT e CAL apresentam uma boa concordância com o transformador simulado, que é a referência. Os erros obtidos na avaliação dos parâmetros quase não são percebidos neste tipo de análise.

6.2 VALORES DA INDUTÂNCIA POR PORTA, BASEADO EM Y(1,1) E RESPECTIVA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA, PARA TRANSFORMADOR MODELADO E SIMULADO.

Ainda para validar o modelo otimizado e calculado para o transformador A, foi obtida a indutância vista na porta 1 (primário – Prim) e na porta 3 (secundário – Sec), com o outro lado em aberto (NC) comparando o comportamento obtido do transformador simulado (EM) com o modelo elétrico otimizado (OPT), os resultados das indutâncias e do fator de qualidade Q destas portas podem ser visualizados na Figura 165 (para OPT) e na Figura 166 (para CAL).

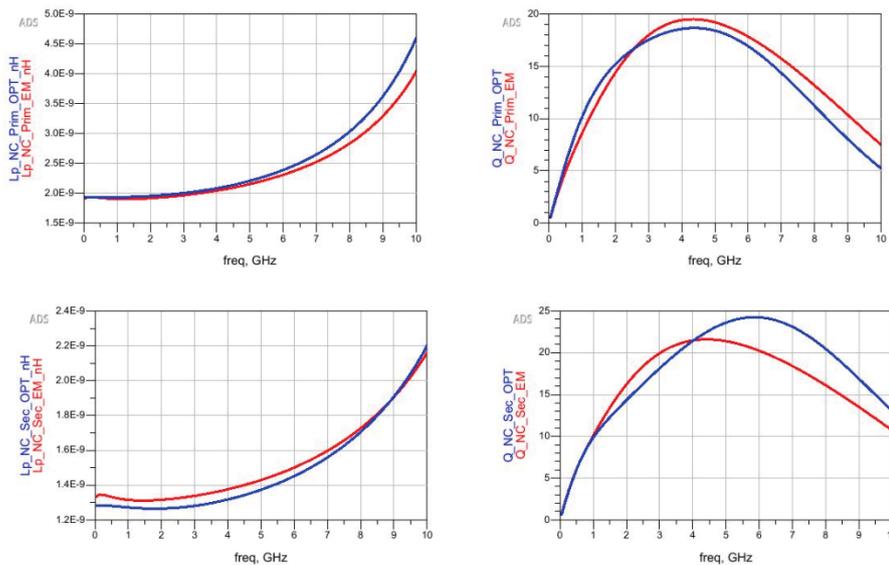
Mesmo com a diferença nos erros, existe uma concordância bem aceitável entre os valores obtidos para o modelo otimizado e calculado.

FIGURA 165 – INDUTÂNCIAS E FATOR DE QUALIDADE (Q) DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO EM RELAÇÃO A TERRA (PORTA 1 E PORTA 3, COM PORTAS 2 E 4 EM ABERTO NC) DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E OPT - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE OTIMIZADO.



FONTE: O autor (2023).

FIGURA 166 – INDUTÂNCIAS E FATOR DE QUALIDADE (Q) DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO EM RELAÇÃO A TERRA (PORTA 1 E PORTA 3, COM PORTAS 2 E 4 EM ABERTO NC) DO TRANSFORMADOR A, PARA EM – SIMULADO ELETROMAGNETICAMENTE E CAL - MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE CALCULADO.

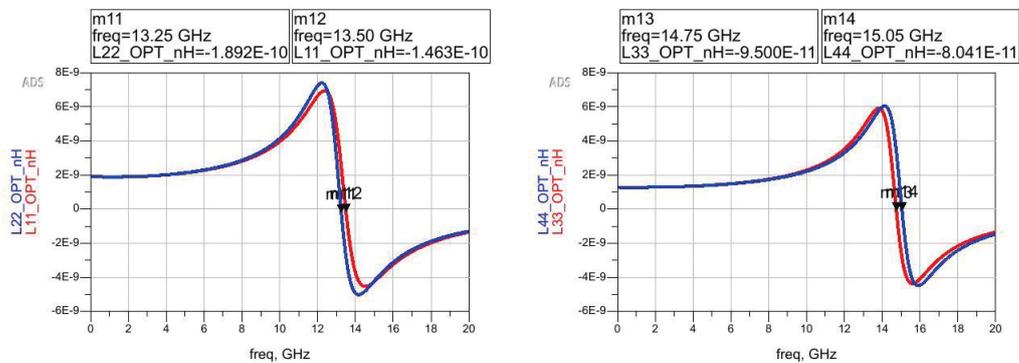


FONTE: O autor (2023).

Ainda falta validar a frequência de ressonância das portas do transformador, de forma análoga a que foi feita no item 4.3.1, quando da simulação do transformador A, na Figura 70, para as portas 1 e 2 e na Figura 71 para as portas 3 e 4, lá a frequência de ressonância encontrada foi de 13,3 GHz para as portas 1 e 2, 14,85 GHz para a porta 3 e 15,45 GHz para a porta 4.

Os valores obtidos para estas portas com o modelo elétrico otimizado estão na Figura 167, mostrando os valores bem próximos dos obtidos por simulação eletromagnética.

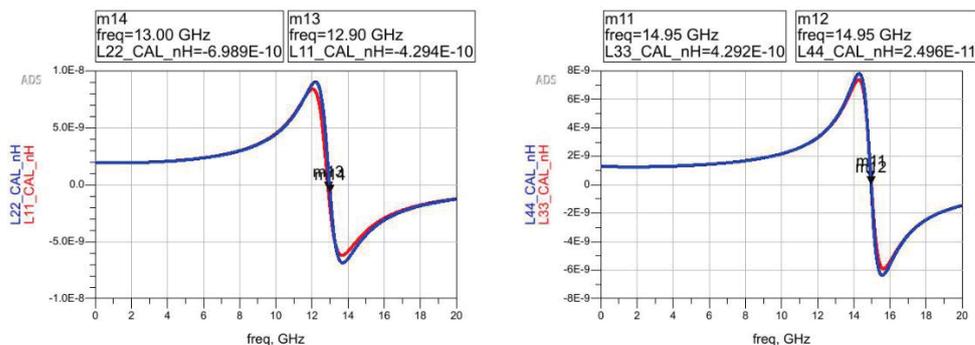
FIGURA 167 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1, 2, 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS A PARTIR DO MODELO ELÉTRICO OTIMIZADO - OPT.



FONTE: O autor (2023).

Considerando o modelo elétrico equivalente calculado, os valores das frequências de ressonâncias das portas 1, 2, 3 e 4 também estão mostrados na Figura 168, e os valores são bem próximos dos obtidos através da simulação eletromagnética (EM), mesmo com um erro maior neste caso, de valores calculados.

FIGURA 168 – VALOR DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DAS PORTAS 1, 2, 3 E 4 DO TRANSFORMADOR A, VALORES OBTIDOS A PARTIR DO MODELO ELÉTRICO CALCULADO - CAL.



FONTE: O autor (2023).

6.3 O VCO – INCLUINDO O TRANSFORMADOR MODELADO.

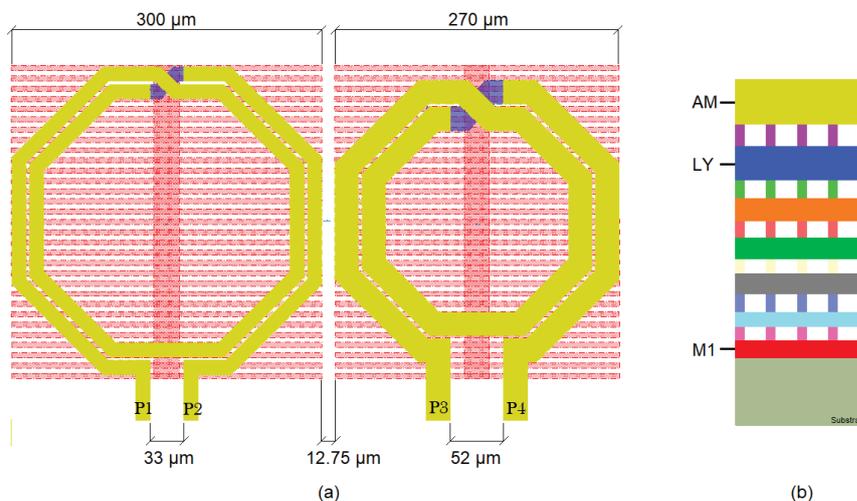
Aqui um VCO (oscilador controlado por tensão) que opera na faixa de 4,12 GHz é implementado. O ajuste de frequência é feito com o uso de varactores e com um indutor variável (SILVA, 2021).

O transformador A, objeto deste trabalho foi definido e desenvolvido no trabalho de (Silva, 2021), inclusive foi utilizado o modelo elétrico equivalente otimizado no mesmo VCO desenvolvido no trabalho de Silva (2021), o resultado desta aplicação com o uso e definição do modelo otimizado está em Silva et al. (2023)

O indutor apresenta sua indutância variável com base na forma como os enrolamentos do transformador são conectadas, definindo a indutância final deste “indutor variável” através de um controle por chaves CMOS.

O transformador que será utilizado é o transformador A, descrito no capítulo anterior, e mais uma vez representado aqui, na Figura 169.

FIGURA 169 – TRANSFORMADOR A, COM ALGUMAS DIMENSÕES (A) E COM UM ESBOÇO DO *STACK-UP* DA TECNOLOGIA CMOS DE 130 NM (B).



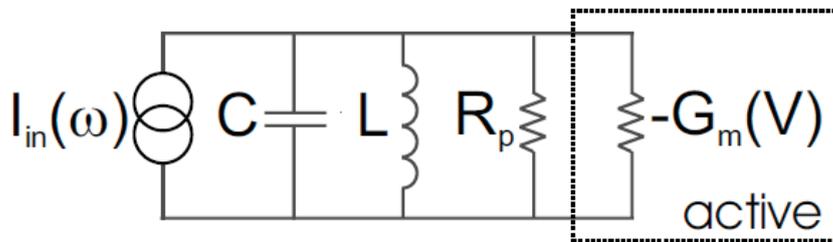
FONTE: Silva (2021).

O oscilador escolhido é com tanque ressonante LC, onde as perdas do circuito ressonante composto pelos capacitores (Varactor + capacitâncias parasitas) e do indutor é compensada por um arranjo ativo que causa uma resistência negativa, Figura 170. Esta estrutura composta por transistores N-MOS ou P-MOS, quando apresenta os transistores conectados como aparece na Figura 171, apresenta uma resistência negativa entre os terminais de dreno dos dois transistores. Nos itens a) a d) da Figura 171, existe a

necessidade de uma fonte de corrente, no item e) esta fonte pode ser suprimida e a resistência negativa é proporcionada pelos dois transistores N-MOS e pelos dois transistores P-MOS.

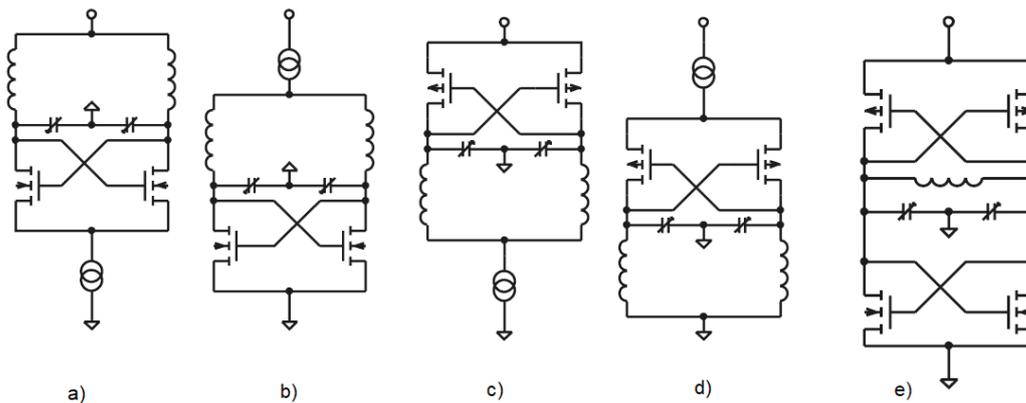
Esta estrutura tem como vantagens a eliminação da fonte de corrente que costuma ser uma importante fonte de ruído de fase, além disso aumenta a excursão do sinal e reduz o ruído de *flicker*. No entanto aumenta a sensibilidade do funcionamento em função da tensão da fonte e aumento na distorção harmônica, pelo fato de não ter fonte de corrente, de acordo com Tiebout (2006).

FIGURA 170 – OSCILADOR COM TANQUE RESSONANTE LC E CIRCUITO ATIVO QUE CAUSA RESISTÊNCIA NEGATIVA (CONDUTÂNCIA G_m).



FONTE: Tiebout (2006).

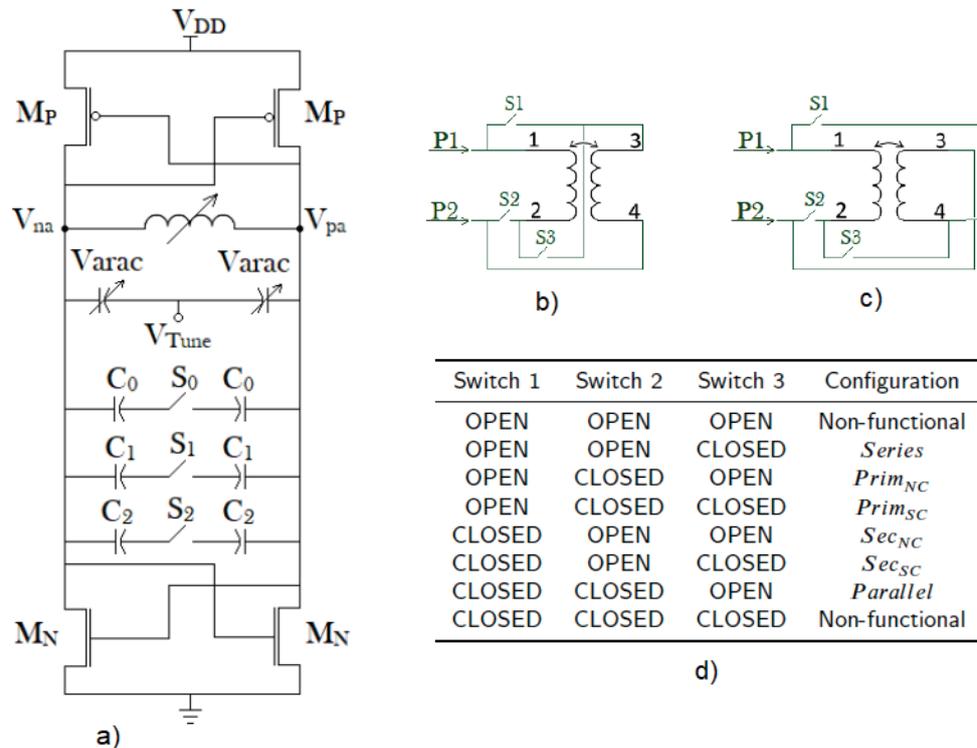
FIGURA 171 – TOPOLOGIAS DE VCOS COM TANQUE RESSONANTE LC: A) N-MOS FONTE DE CORRENTE PARA A TERRA; B) FONTE DE CORRENTE NA FONTE; C) P-MOS FONTE DE CORRENTE PARA A TERRA; D) FONTE DE CORRENTE NA FONTE; E) C-MOS SEM FONTE DE CORRENTE (TIEBOUT, 2006).



FONTE: Tiebout (2006).

A topologia escolhida para o oscilador é do tanque ressonante LC com transistores na configuração C-MOS Figura 171 e). O circuito completo com o transformador sendo utilizado como indutor ajustável através de chaves, está mostrado na Figura 172.

FIGURA 172 – A) CIRCUITO COMPLETO DO VCO; B) TRANSFORMADOR MAIS O CONJUNTO DE CHAVES O TORNAM AJUSTÁVEL, ACOPLAMENTO POSITIVO; C) COM ACOPLAMENTO NEGATIVO E D) ESTADO DAS CHAVES E A DESIGNAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS OBTIDAS (SILVA, 2021).

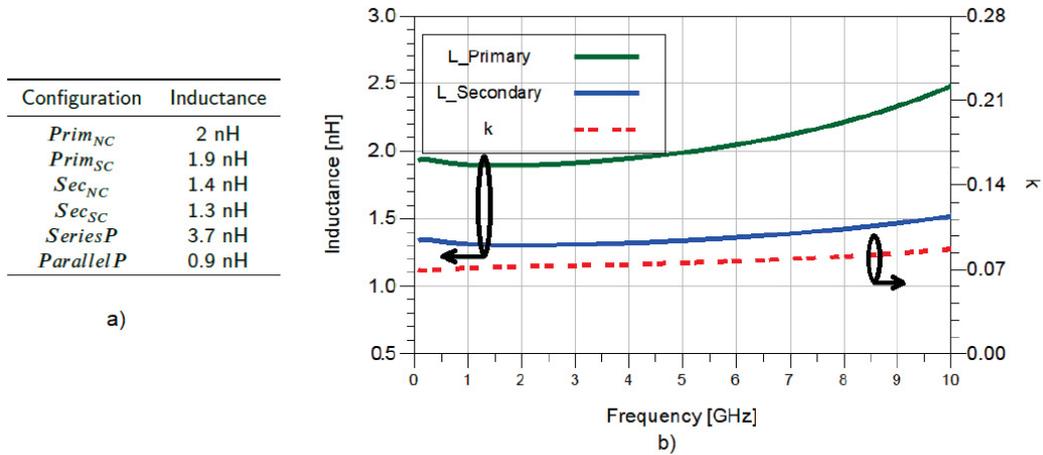


FONTE: Silva (2021).

As chaves S1, S2 e S3 são transistores N-MOS operando em corte e saturação, omitidos no desenho.

A configuração escolhida foi a positiva, com esta situação os valores das indutâncias calculadas, devido a ação das chaves está mostrada na Figura 173, juntamente com os valores das indutâncias do primário e secundário além do fator de acoplamento k , obtidos através de simulação considerando o equivalente de impedâncias (Z).

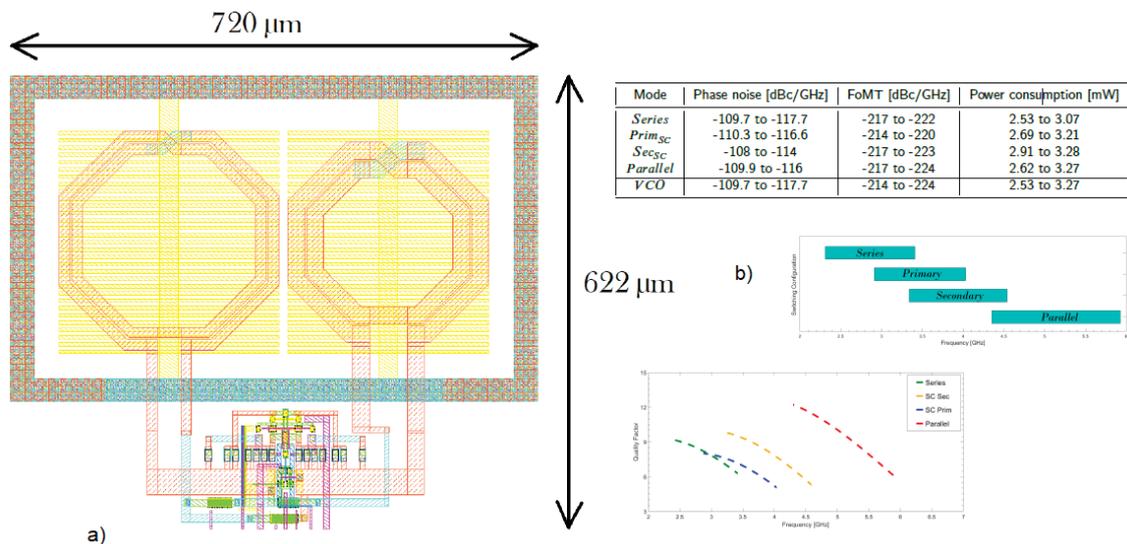
FIGURA 173 – A) VALORES CALCULADOS DAS INDUTÂNCIAS DO TRANSFORMADOR COMO INDUTOR AJUSTÁVEL; B) VALORES DAS INDUTÂNCIAS DO TRANSFORMADOR A, COM O OUTRO ENROLAMENTO EM ABERTO (SEM ACOPLAMENTO) MAIS O FATOR DE ACOPLAMENTO, SIMULADO COM BASE NOS PARÂMETROS Z.



FONTE: Silva (2021).

O oscilador foi implementado e o transformador foi utilizado a partir de seu comportamento obtido com a ferramenta FEM – ADS. O circuito completo implementado está mostrado na Figura 174, item a), e os resultados nesta mesma figura, item b).

FIGURA 174 – CIRCUITO COMPLETO (LAYOUT) (A); VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (B). (SILVA, 2021).

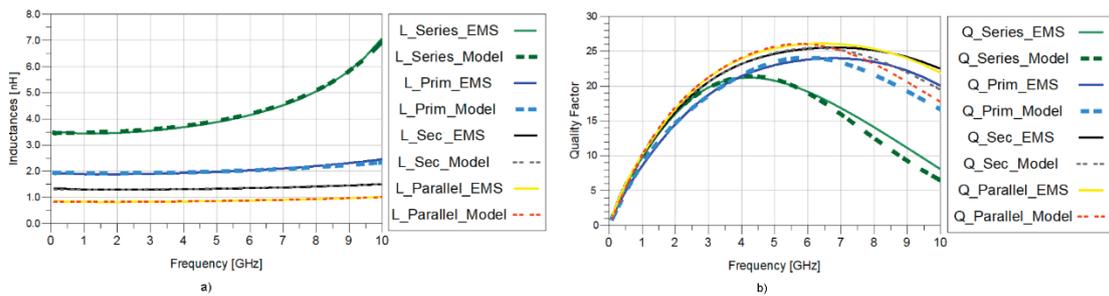


FONTE: Silva (2021).

Com base neste circuito (Figura 174, item a), o transformador foi substituído pelo modelo elétrico equivalente. O erro na frequência de operação foi menor que 4 %, o que valida o uso do modelo elétrico equivalente no lugar do transformador modelado através de simulação (FEM).

Os resultados da combinação de indutâncias e do fator de qualidade do modelo em comparação ao transformador modelado é apresentado da Figura 175, estes resultados foram obtidos utilizando o Spectre RF.

FIGURA 175 – COMPARAÇÃO NA INDUTÂNCIA (A) E FATOR DE QUALIDADE (B) UTILIZANDO O TRANSFORMADOR MODELADO ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA (EMS) E DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE (MODEL).



FONTE: Silva et al. (2023)

7 CONCLUSÕES

O uso de transformadores integrados em circuitos eletrônicos é cada vez mais frequente, e a modelagem de um transformador integrado é um trabalho contínuo de diversos pesquisadores visando facilitar o projeto destes circuitos. Como estes transformadores só são viáveis em altas frequências, a modelagem é um desafio de encontrar e descrever elementos que correspondam ao comportamento de tal estrutura.

O objetivo deste trabalho foi obter um modelo elétrico equivalente para transformadores coplanares, para tecnologia CMOS de 130 nm, para a faixa de 1 a 10 GHz. Este objetivo foi atingido de duas maneiras. Uma através de um processo de otimização e outra através do cálculo dos componentes elétricos a partir das características físicas do transformador.

Evidentemente que o resultado obtido através da otimização apresenta um erro bem menor que o obtido através do cálculo dos componentes. Este cálculo é descrito passo a passo e se baseia em conceitos básicos de circuitos elétricos e de eletromagnetismo além de trabalhos anteriores que utilizam equações analíticas e empíricas.

Na formulação para o cálculo dos componentes, foi buscada a simplicidade, ou seja, que envolvesse um baixo número de elementos e que o cálculo pudesse ser feito em uma calculadora, planilha ou SW matemático básico. Desta forma o usuário desta formulação pode usar este método sem a necessidade de SW especial ou algum método numérico muito trabalhoso.

Como os componentes podem ser determinados através de cálculos simples, com o uso do modelo proposto neste trabalho, o projetista de circuitos integrados em RF poderá determinar o modelo equivalente do transformador que necessita utilizar em seu projeto, antes de efetivamente desenhar e projetar o circuito físico, economizando tempo e esforço, pois com o modelo equivalente o circuito completo pode ser simulado em SW de simulação de circuitos elétricos, sem a necessidade de uma simulação eletromagnética inicial.

Uma outra contribuição deste trabalho para o projetista de circuitos é a possibilidade de, a partir, do transformador desenhado, extrair os elementos passivos que o descrevem utilizando o método da otimização, com um cálculo inicial ainda mais simplificado e em alguns casos até com valores iniciais estimados.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Fica quase que evidente que um trabalho futuro é o desenvolvimento de uma formulação analítica para a avaliação do efeito de proximidade, tanto para a proximidade entre as trilhas de um mesmo enrolamento quanto entre trilhas e principalmente com relação ao plano de terra e guarda de aterramento. A redução significativa, em função da frequência, da indutância série quando na presença próxima de guarda de aterramento e de plano de terra, como citado na seção 5.6 é um assunto pouco tratado nos trabalhos publicados referentes a transformadores e indutores. Existem alguns trabalhos que abordam este efeito, porém nenhum deles propõe uma solução analítica ou mesmo semiempírica.

Pode-se, por exemplo, verificar se existe como determinar a partir das dimensões e características físicas do transformador uma constante de ajuste na indutância série, ou até mesmo um circuito equivalente que corresponda ao comportamento da indutância série em função da distância do plano de terra, ou da guarda aterrada.

Uma formulação analítica para a resistência de perdas no plano de terra (PGS) e na guarda de aterramento, também é um trabalho futuro muito interessante e promissor.

O comportamento e a formulação para transformadores sem o plano de terra (PGS) é também uma consequência deste trabalho que pode deixar ainda mais completo o estudo de transformadores coplanares.

Um outro trabalho futuro seria de verificar se esta abordagem de cálculo dos elementos do circuito elétrico equivalente vale para outras diversas configurações e ou para outros tipos de indutores e até mesmo para outras tecnologias.

Para aumentar a precisão do modelo, um estudo a partir do que foi aqui proposto, para um circuito duplo π , que pode representar melhor o comportamento da resistência série para valores próximos da ressonância.

Um outro possível trabalho futuro é verificar a convergência do método de otimização para valores iniciais obtidos intuitivamente, sem cálculos prévios. Seria a verificação da convergência que foi citada, mas não foi cientificamente comprovada neste trabalho.

REFERÊNCIAS

AHYOUNE, S.; LOPEZ-VILLEGAS, J. M.; SIEIRO, J.; VIDAL, M. N.; RAMOS, F. Effects of shielding structures on the performance of planar inductors. **2016 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS 2016 - Proceedings**, p. 59–62, 2017.

ALEXANDER, C.; SADIKU, M. Fundamentals of Electric Circuits. **McGraw-Hill**, 2013.

ANATEL. Plano de Uso do Espectro de Radiofrequências no Brasil. , 2021.

ANATEL. Resolução no 759, 19 de janeiro de 2023. **Resolução**, 2023.

ASGARAN, S. New accurate physics-based closed-form expressions for compact modeling and design of on-chip spiral inductors. Proceedings of the International Conference on Microelectronics, ICM. **Anais...** . v. 2002-January, p.247–250, 2002. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

BAUER, W.; WESTFALL, G. D. **UNIVERSITY PHYSICS WITH MODERN PHYSICS**. First ed. New York: McGraw-Hill, 2011.

BIONDI, T.; SCUDERI, A.; RAGONESE, E.; PALMISANO, G. Analysis and modeling of layout scaling in silicon integrated stacked transformers. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 54, n. 5, p. 2203–2210, 2006.

BOCKELMAN, D. E.; EISENSTADT, W. R. Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: **IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 43, NO. 7, JULY 1995**, v. 43, n. 7, 1995.

BURGHARTZ, J. N.; SOYUER, M.; JENKINS, K. A.; KIES, M. RF components implemented in an analog SiGe bipolar technology. **Proceedings of the BCTM**, , n. 914, p. 138–141, 1996.

CAO, Y.; GROVES, R. A.; HUANG, X.; et al. Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, 2003.

CHANG, W. H. Analytical IC Metal-Line Capacitance Formulas. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 24, n. 9, p. 608–611, 1976.

CHEN, H.; FANG, J. Modeling of impedance of rectangular cross-section conductors.

IEEE Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, , n. 83 1, p. 159–162, 2000.

CHEN, J. **Inductor Design, Optimization and Modeling using ADS**. 2018.

CHEN, J.; LIU, J. J. Modeling of on-chip differential inductors and transformers/baluns. **IEEE Transactions on Electron Devices**, 2007.

CHERAIET, Z.; KHALEF, R.; BENHABILES, M. T.; RIABI, M. L. A broadband and low-loss Ruthroff 4-9 transmission-line transformer using coupled Microstrip lines. 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications, NEMO 2017. **Anais...**, 2017.

CHEUNG, T. S. D. Shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 41, n. 5, p. 1183–1200, 2006.

CHIPMAN, R. A. **Linhas de Transmissão - Coleção Shaum**. MC Graw Hill, 1979.

CHUAN WANG; HUAILIN LIAO; YONGZHONG XIONG; et al. A Physics-Based Equivalent-Circuit Model for On-Chip Symmetric Transformers With Accurate Substrate Modeling. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 2009.

CHURCHILL, R.; BROWN, J. **Variáveis Complexas e Aplicações**. 9ª edição ed. MC Graw Hill, 2015.

COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2000.

DEVONPORT, A.; VISHINA, A.; SINGH, R. K.; et al. Journal of Magnetism and Magnetic Materials Magnetic properties of chromium-doped Ni 80 Fe 20 thin films. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 460, p. 193–202, 2018. The Authors. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2018.03.054>>. .

EDWARDS, T. C.; STEER, M. B. **FOUNDATIONS FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESIGN**. FOURTH EDI ed. John Wiley & Sons, 2016.

EL-GHARNITI, Q.; KERHERVÉ, E.; BÉGUERET, J. B. Modeling and characterization of on-chip transformers for silicon RFIC. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 2007.

EL-SAYED A.; M.HASANEEN. Compact Circuit Simulation Model for On-Chip Inductor and Transformer for RF Integrated Circuits. **2007 2nd International Design and Test Workshop.**, p. 265–269, 2007. I E E E.

EO, Y.; EISENSTADT, W. R. High-Speed VLSI Interconnect Modeling Based on S-Parameter Measurements. **IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology**, v. 16, n. 5, p. 555–562, 1993.

FARAHANI, S. **ZigBee Wireless Networks and Transceivers**. Newnes, 2008.

FINLAY, H. J. Patent Application 8 800 115. , 1985.

FINO, M. H. Verilog-A compact model of integrated tapered spiral inductors. **Proceedings of the 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, MIXDES 2016**, p. 58–61, 2016. Department of Microelectronics and Computer Science, Lodz University of Technology.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. Sétima ed. Porto Alegre: AMGH EDITORA LTDA, 2014.

FLEMING, W. J.; GALVÃO, B. DA S. M. C. **Projeto de Alta Frequencia e Antenas auxiliados por micromputadores**. MC Graw Hill, 1987.

FRLAN, E.; MESZAROS, S.; CUHACI, M.; WIGHT, J. S. Computer aided design of square spiral transformers and inductors. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. **Anais...** , 1989.

GAN, H.; WONG, S. S. Integrated Transformer Baluns for RF Low Noise and Power Amplifiers. **Electrical Engineering**, v. 00, n. c, p. 6–9, 2006.

GAO, W.; YU, Z. Scalable compact circuit model and synthesis for RF CMOS spiral inductors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 54, n. 3, p. 1055–1064, 2006.

GEEN, M. W.; GREEN, G. J.; ARNOLD, R. G.; JENKINS, J. A.; JANSEN, R. H. Miniature multilayer spiral inductors for gaas MMICs. **Integrated Circuits for Wireless Communications**, 1998.

GODINHO SILVA, R. Simulação e Projetos de Indutores Integrados em Tecnologia CMOS para Circuitos de Radiofrequência. , 2017. Curitiba: Universidade Federal do Paraná.

GÕNI, A.; DEL PINO, J.; GONZÁLEZ, B.; HERNÁNDEZ, A. An analytical model of electric substrate losses for planar spiral inductors on silicon. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 54, n. 3, p. 546–553, 2007.

GREBENNIKOV, A. High - Efficiency Rf and Microwave Power Amplifiers : Historical Aspect and Modern Trends. **Wireless Week**, 2009.

GREENHOUSE, H. M. Design of planar rectangular microelectronic inductors. **IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging**, v. PHP-10, p. 101–109, 1974.

GUANELLA, G. New method of impedance matching in radiofrequency circuits. **Brown Boveri Review**, p. p.:125-127, 1944.

HABBACHI, N.; BOUKABACHE, A.; BOUSSETTA, H.; et al. Analyzes of VCO performances based on RF spiral inductors. **Proceedings - 2017 International Conference on Engineering and MIS, ICEMIS 2017**, v. 2018-Janua, p. 1–6, 2018.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos da Física III - Eletromagnetismo**. 9ª Edição ed. LTC, 2012.

HAN, B.; TIAN, Z.; WANG, D. Analysis of scalable two-pi equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, v. 25, n. 2, p. 93–100, 2015.

HEGARTY, C. J.; KAPLAN, E. D. **Understanding GPS / GNSS**. Third Edit ed. Artech House, Inc, 2017.

HEYDON, R. **Bluetooth Low Energy**. Prentice Hall, 2013.

HOU, B.; LIU, T.; LIU, J.; et al. A Novel Compact Model for On-Chip Vertically-Coiled Spiral Inductors. **Journal of Electronic Testing: Theory and Applications (JETTA)**, v. 32, n. 5, p. 649–652, 2016. Journal of Electronic Testing. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s10836-016-5613-1>>. .

HSU, H.-M. Analytical Formula for Inductance of Metal of Various Widths in Spiral Inductors. , v. 51, n. 8, p. 1343–1346, 2004.

HUO, X.; CHAN, P. C. H.; CHEN, K. J.; LUONG, H. C. A physical model for on-chip spiral inductors with accurate substrate modeling. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 53, n. 12, p. 2942–2948, 2006.

JAYARAMAN, S. S.; VANUKURU, V.; NAIR, D.; CHAKRAVORTY, A. A Scalable, Broadband, and Physics-Based Model for On-Chip Rectangular Spiral Inductors. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 55, n. 9, p. 1–6, 2019. IEEE.

JENSEN, T.; ZHURBENKO, V.; KROZER, V.; MEINCKE, P. Coupled transmission lines as impedance transformer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. **Anais...**, 2007.

JEYARAMAN, S.; VANUKURU, V. N. R.; NAIR, D.; CHAKRAVORTY, A. Modeling of High-Q Conical Inductors and MOM Capacitors for Millimeter- Wave Applications. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 67, n. 12, p. 5646–5652, 2020. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

JIANG, R.; NOORI, H.; DAI, F. F. A Multi-Phase Coupled Oscillator Using Inductive Resonant Coupling and Modified Dual-Tank Techniques. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 53, n. 9, p. 2454–2464, 2018. IEEE.

JIN, X.; SUN, Y.; XIAO, X. Modeling of Monolithic Spiral Inductors with Patterned Ground Shield for Si-Based RF IC's. **2018 IEEE 3rd International Conference on Integrated Circuits and Microsystems, ICICM 2018**, p. 156–159, 2018. IEEE.

JOHNSON, W. C. **linhas de Transmissão e Circuitos**. Guanabara Dois, 1980.

KANG, S.; BAEK, D.; HONG, S. A 5-GHz WLAN RF CMOS Power Amplifier with a Parallel-Cascoded Configuration and an Active Feedback Linearizer. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 65, n. 9, p. 3230–3244, 2017.

KEYSIGHT. PathWave Advanced Design System 2023 Documentation. , 2023.

KIHARA, T.; PARK, H.-J.; TAKOBE, I.; et al. A 0,5 V Area-Efficient Transformer Folded-Cascode Low-Noise Amplifier en 90 nm CMOS. , 2008.

KIM, K.; LEE, D. H.; HONG, S. A Quasi-Doherty SOI CMOS Power Amplifier With Folded Combining Transformer. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 64, n. 8, p. 2605–2614, 2016.

KORENIVSKI, V. GHz magnetic film inductors. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 215, p. 800–806, 2000.

KOSTACK, R.; TZSCHOPPE, C.; STOCKINGER, H.; JORGES, U.; ELLINGER, F. A 2 GHz low noise amplifier with transformer input matching in 28 nm CMOS. **NORCAS 2016 - 2nd IEEE NORCAS Conference**, p. 1–6, 2016.

KRAUTER, B.; MEHROTRA, S. Layout based frequency dependent inductance and resistance extraction for on-chip interconnect timing analysis. **Proceedings - Design Automation Conference**, p. 303–308, 1998.

KUHN, W. B.; IBRAHIM, N. M. Analysis of current crowding effects in multiturn spiral inductors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 49, n. 1, p. 31–38, 2001.

LABIOD, H.; AFIFI, H.; SANTIS, C. DE. **Wi-fi, Bluetooth, Zigbee and Wimax**. Springer, 2007.

LEITE, B. Design and modeling of mm-wave integrated transformers in CMOS and BiCMOS technologies. , p. 141, 2011.

LEITE, B.; KERHERVÉ, E.; BÉGUERET, J. B.; BELOT, D. An analytical broadband model for millimeter-wave transformers in silicon technologies. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 59, n. 3, p. 582–589, 2012.

LEONG, S.-C. **Design, Optimization of RF Spiral Inductors Using Scalable Compact and Accurate Models**. 2003.

LING, F.; SONG, J.; KAMGAING, T.; et al. Systematic analysis of inductors on silicon using EM simulations. **Proceedings - Electronic Components and Technology Conference**, p. 484–489, 2002.

LONG, J. R. Monolithic transformers for silicon RF IC design. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 35, n. 9, p. 1368–1382, 2000.

LUONG, G.; PHAM, J. M.; MEDREL, P.; KERHERVE, E. Design of a 2.5 GHz LTE 65-nm CMOS reconfigurable Power Amplifier for UAV. **Proceedings - 2017 IEEE 15th International New Circuits and Systems Conference, NEWCAS 2017**, p. 253–256, 2017.

MARSCH, P.; BULAKÇI, O.; QUESETH, O.; BOLDI, M. **5G System Design**. John Wiley & Sons Ltd All, 2018.

MAWULI, E. S.; WU, Y.; BENSAH KULEVOME, D. K.; et al. Distributed Characterization of On-Chip Spiral Inductors for Millimeter- Wave Frequencies. **2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization, NEMO 2020**, 2020.

MOHAN, S. S.; HERSHENSON, M. D. M.; BOYD, S. P.; LEE, T. H. Simple accurate

expressions for planar spiral inductances. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 34, n. 10, p. 1419–1420, 1999.

MORETTI, L. N. **WIDEBAND VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR FOR 5G APPLICATIONS**. 2021.

NG, K. T.; REJAEI, B.; KRUIJFF, T. R. DE; SOYUCR, M.; BURGHARTZ, J. N. Analysis of Generic Generic Spiral-Coil RF Transformers on Silicon. , v. 2, n. c, p. 3–7, 2000.

NIKNEJAD, A. M. **Eletromagnetics, for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits**. Cambridge, New York, Melbourne, Madrid, Cape Town, Singapore, São Paulo Cambridge: Cambridge University Press, 2007.

NIKNEJAD, A. M.; MEYER, R. G. Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's. **IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS**, v. 33, n. 10, p. 1470–1481, 1997.

NISHIYAMA, H.; NAKAMURA, M. Capacitance of a Strip Capacitor. **IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology**, v. 13, n. 2, p. 417–423, 1990.

OSSMANN, P.; FUHRMANN, J.; DUFRÊNE, K.; et al. Design of a Fully Integrated Two-Stage Watt-Level Power Amplifier Using 28-nm CMOS Technology. , v. 64, n. 1, p. 188–199, 2016.

PASSOS, F.; FINO, M. H.; ROCA, E.; GONZÁLEZ-ECHEVARRÍA, R.; FERNÁNDEZ, F. V. Lumped element model for arbitrarily shaped integrated inductors - A statistical analysis. **2013 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS 2013**, , n. October, p. 21–23, 2013.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering, 4th Edition**. John Wiley & Sons, 2012.

RAMO, S.; WHINNERY, J. R.; VAN DUZER, T. **Campos e Ondas Em Eletrônica das Comunicações**. Guanabara Dois, 1981.

RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications**. Prentice Hall, 2002.

RAZAVI, B. **RF Microelectronics**. 2nd Editio ed. Prentice Hall, 2011.

ROTELLA, F. M.; CISMARU, C.; TKACHENKO, Y. G.; CHENG, Y.; ZAMPARDI, P. J. Characterization, design, modeling, and model validation of silicon on-wafer M:N balun components under matched and unmatched conditions. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. **Anais...**, 2006.

RUTHROFF, C. L. Some Broad-Band Transformers *. **Proceedings of the IRE**, p. 1337–1342, 1959.

SADIKU, M. **Elements of Electromagnetics**. 3 edition ed. Oxford University Press, 2000.

SAKURAI, T.; TAMARU, K. Simple Formulas for Two- and Three-Dimensional Capacitances. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 30, n. 2, p. 183–185, 1983a.

SALIMY, S.; TOUTAIN, S.; RHALLABI, A.; et al. An enhanced physical and scalable lumped model of RF CMOS spiral inductors. **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest**, p. 1017–1020, 2009. IEEE.

SATHYASREE, J.; VANUKURU, V.; NAIR, D. R.; CHAKRAVORTY, A. A Substrate Model for On-Chip Tapered Spiral Inductors with Forward and Reverse Excitations. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 66, n. 1, p. 802–805, 2019. IEEE.

SENGUPTA, D.; GASKILL, S.; WEISSHAAR, A. A lumped element circuit model for monolithic transformers in silicon-based RFICs. **2014 IEEE 23rd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems, EPEPS 2014**, p. 63–66, 2015. IEEE.

SHIBATA, K.; TOKUMITSU, Y.; KOMIZO, H.; HATORI, K. Microstrip Spiral Directional Coupler. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. MTT-29, p. 680–689, 1981.

SILVA, R. G. **TRANSFORMER-BASED VARIABLE INDUCTANCE APPLIED TO A CMOS VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR**, 2021. UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ - UFPR.

SILVA, R. G.; MILTON, T.; VERASTEGUI, N.; et al. A 4 . 12 GHz , 3 . 3mW VCO with 87 . 9 % Tuning Range Using a Transformer-based Variable Inductance. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, v. Volume 163, p. 15, 2023.

TECHAMERICA. Touchstone ® File Format Specification. **Forum American Bar Association**, p. 1–34, 2009.

TIEBOUT, M. **Low Power VCO Design in CMOS**. Munich, 2006.

TSAI, J.-H.; WANG, J.-W. An X -Band Half-Watt CMOS Power Amplifier Using Interweaved Parallel Combining Transformer. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 27, n. 5, p. 491–493, 2017.

UNTERWEISSACHER, M.; BRANDTNER, T.; MERTENS, K.; PRIBYL, W. Inductance formulas adapted for direct use in Spice simulators. **Electronics Letters**, 2008.

VERASTEGUI, T. M. N. **Propagação de modos entre planos de referência em placas de circuito impresso de múltiplas camadas**. Curitiba, 2007.

WADELL, B. C. **Transmission Line Design Handbook (Artech House Antennas and Propagation Library)**. Norwood, MA: Artech House, Inc, 1991.

WANG, Y.; MANDAL, S. Automated design and optimization of integrated inductors and transformers. **2016 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON) and Ohio Innovation Summit (OIS)**, p. 123–128, 2016.

WHEELER, H. A. Simple inductance formulas for radio coils. **Proceedings of the Institute of Radio Engineers**, 1928.

WONG, S.; LEE, G. Modeling of Interconnect Capacitance, Delay, and Crosstalk in VLSI. **IEEE TRANSACTIONS ON SEMICONDUCTOR MANUFACTURING**, v. 13, n. 1, p. 108–111, 2000.

YAO, J.; YE, Z.; WANG, Y. Scalable Compact Modeling for On-Chip Passive Elements with Correlated Parameter Extraction and Adaptive Boundary Compression. , v. 33, n. 9, p. 1424–1428, 2014. IEEE.

YUAN, C. P.; TRICK, T. N. A Simple Formula for the Estimation of the Capacitance of Two-Dimensional Interconnects in VLSI Circuits. **IEEE Electron Device Letters**, 1982.

YUE, C. P.; RYU, C.; LAU, J.; LEE, T. H.; WONG, S. S. a Physical Model for Planar Spiral Inductors on Silicon. **Technical Digest - International Electron Devices Meeting, IEDM**, p. 155–158, 1996.

ZHANG, Z.; LIAO, X. Micromachined GaAs MMIC-based spiral inductors with metal shores and patterned ground shields. **IEEE Sensors Journal**, v. 12, n. 6, p. 1853–1860, 2012. IEEE.

ZHUANG, Y.; VROUBEL, M.; REJAEI, B.; BURGHARTZ, J. N. Ferromagnetic RF inductors and transformers for standard CMOS/BiCMOS. **Technical Digest - International Electron Devices Meeting**, p. 475–478, 2002.