

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

DENIVALDO PEREIRA DA SILVA

**MODELAGEM DE BOBINAS BIFILARES NO FORMATO ESPIRAL
PLANO QUADRADO SIMÉTRICO EM ABERTO**

TESE DE DOUTORADO

CURITIBA
2018

DENIVALDO PEREIRA DA SILVA

**MODELAGEM DE BOBINAS BIFILARES NO FORMATO ESPIRAL
PLANO QUADRADO SIMÉTRICO EM ABERTO**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – campus Curitiba, como requisito parcial para a obtenção do título de "Doutor em Ciências" - Área de Concentração: Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim

CURITIBA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

S586m
2018 Silva, Denivaldo Pereira da
Modelagem de bobinas bifilares no formato espiral plano quadrado simétrico em aberto / Denivaldo Pereira da Silva.-- 2018.
142 f. : il. ; 30 cm

Texto em português com resumo em inglês
Disponível também via World Wide Web
Tese (Doutorado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2018
Bibliografia: f. 113-120

1. Bobinas - Modelagem. 2. Ressonância. 3. Circuitos elétricos - Modelagem. 4. Impedância (Eletricidade). 5. Engenharia elétrica - Teses. I. Pichorim, Sérgio Francisco. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD: Ed. 23 -- 621.33

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

TERMO DE APROVAÇÃO DE TESE Nº 178

A Tese de Doutorado intitulada “**Modelagem de Bobinas Bifilares no Formato Espiral Plano Quadrado Simétrico em Aberto**”, defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **Denivaldo Pereira da Silva**, no dia 14 de setembro de 2018, foi julgada para a obtenção do título de Doutor em Ciências, área de concentração Engenharia Biomédica, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

Prof(a). Dr(a). Sérgio Francisco Pichorim - Presidente – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Antonio Carlos Pinho – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Caio Marcelo de Miranda – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Bernardo Rego Barros de Almeida Leite – (UFPR)

Prof(a). Dr(a). Fernando Rangel de Sousa - (UFSC)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 14 de setembro de 2018.

Dedico este trabalho a minha esposa Ivanet e a meus pais Alberto e Júlia que tanto me apoiaram no período de sua realização.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus pela saúde que me deste, condição essencial para o prosseguimento normal da vida cotidiana.

Agradeço ao Instituto Federal de Santa Catarina, em especial ao atual diretor-geral do campus Jaraguá do Sul (Rau) Sr. Eduardo Evangelista, bem como ao ex-diretor Sr. Marlon Vittonive que juntos propiciaram o meu afastamento integral para os estudos de doutorado entre os anos de 2015 e 2018.

Aos novos amigos que fiz em Curitiba, em especial ao professor Caio Marcelo de Miranda e ao doutorando Diego Dias dos Reis pela troca de experiências no tema em comum que pesquisamos.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) – campus Curitiba, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI) pela infraestrutura disponibilizada no Laboratório de Biotelemetria Aplicada (BIOTA), onde esta pesquisa foi desenvolvida.

Por fim, agradeço enormemente aos professores da UTFPR de Curitiba Fernando Cardoso Castaldo pela confecção das placas de circuito impresso no ano de 2015 e, em especial, a meu orientador de tese professor Sérgio Francisco Pichorim pelos inúmeros conselhos e dicas que me deste durante o desenvolvimento desta pesquisa, bem como pela paciência e compreensão nos momentos de dificuldades.

The scientific man does not aim at an immediate result. He does not expect that his advanced ideas will be readily taken up. His work is like that of a planter—for the future. His duty is to lay foundation of those who are to come and point the way. (Nikola Tesla – The Problem of Increasing Human Energy. Century Magazine, June 1900)

RESUMO

SILVA, Denivaldo Pereira da. MODELAGEM DE BOBINAS BIFILARES NO FORMATO ESPIRAL PLANO QUADRADO SIMÉTRICO EM ABERTO. 142 f. Tese de Doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

A partir da década de 1990, pesquisas sobre a modelagem de bobinas espirais planas (PSC) foram impulsionadas, principalmente, seguindo uma tendência de mercado que, paulatinamente, exigia a fabricação de dispositivos passivos cada vez mais compactos para aplicações em tecnologias de comunicação sem fio. No entanto, em geral, esses estudos se limitam à modelagem de PSCs monofilares e transformadores planos fabricados em substrato de silício, com até uma dezena de espiras e operando na faixa de GHz. A modelagem de PSCs bifilares com dezenas de espiras, confeccionadas em FR-4 e atuando na faixa de MHz ainda é pouco pesquisada na atualidade. A operação da PSC bifilar em frequências mais baixas (MHz) constitui uma vantagem, por exemplo, em aplicações biomédicas onde o sinal recebido remotamente de um sensor implantado em um tecido biológico tende a ser menos atenuado com a redução da frequência. Neste sentido, foi conduzida uma pesquisa sobre a modelagem de PSCs bifilares a fim de estudar o seu comportamento elétrico até o entorno do primeiro pico de ressonância. Um modelo elétrico para a PSC bifilar quadrada de *layout* simétrico em aberto foi desenvolvido, seus parâmetros elétricos (resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias), expressões para as primeiras frequências de autorressonância (vale e pico) bem como a impedância de entrada da PSC bifilar foram determinados. Destacam-se ainda as novas abordagens apresentadas para a determinação das capacitâncias parasitas que se formam entre as trilhas metálicas da PSC bifilar e das condutâncias associadas aos seus materiais dielétricos. Foi confeccionado um lote de PSCs bifilares, em FR-4, no formato quadrado, cujos parâmetros elétricos e impedâncias de entrada foram medidos num analisador de impedância, sendo também o *layout* de cada PSC bifilar submetido a simulações eletromagnéticas. Por fim, os resultados da pesquisa foram apresentados através de tabelas e gráficos com o objetivo de comparar os resultados teóricos do modelo proposto com aqueles obtidos por simulações eletromagnéticas e por valores medidos, concluindo-se que o modelo elétrico e as expressões desenvolvidas se mostram viáveis e promissoras para a modelagem de PSCs bifilares abertas, quando a análise se restringe ao estudo do comportamento elétrico até o entorno do primeiro pico de ressonância.

Palavras-chave: Bobina espiral plana. Bobina bifilar. Modelagem elétrica. Autorressonância.

ABSTRACT

SILVA, Denivaldo Pereira da. MODELING OF BIFILAR COILS ON SYMMETRICAL SQUARE PLANAR SPIRAL SHAPE IN OPEN-CIRCUIT CONFIGURATION. 142 f. Tese de Doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

Since the 1990s, researches on modeling of planar spiral coils (PSC) were primarily driven by a market trend that gradually required the manufacture of as more and more compact passive devices for wireless technologies design. However, in general, these studies are limited to modeling of monofilar PSCs and planar transformers manufactured on silicon substrate, with up to a dozen turns and operating at the GHz range. Currently, the modeling of bifilar PSCs with dozens of turns, manufactured on FR-4 substrate and operating at MHz is still little researched. The bifilar PSC operation at lower frequencies (MHz) is an advantage, for example, in biomedical applications where the remotely received signal of a sensor implanted in a biological tissue tends to be less attenuated with decreasing frequency. Therefore, a research was developed on modeling of bifilar PSCs in order to study their electrical behavior up to around the first resonance peak. An electrical model of square bifilar PSC on symmetrical shape in open-circuit configuration was developed, their electrical parameters (resistances, conductances, inductances, and capacitances), expressions for the first self-resonance frequencies (valley and peak) as well as the input impedance of the bifilar PSC were determined. Also noteworthy are the new approaches presented for the determination of the stray capacitances that arise between the metal tracks of bifilar PSC and the conductances associated with its dielectric materials. A set of square bifilar PSCs of FR-4 substrate was manufactured, which electrical parameters and input impedances were measured by an impedance analyzer, as well as the layout of each bifilar PSC was submitted to electromagnetic simulations. Finally, the results of the research were presented in tables and graphs, with the aim of comparing the theoretical results of the proposed model with those obtained by electromagnetic simulations and measured values. It was concluded that the electric model and developed expressions prove feasible and promising for the modeling of square bifilar PSCs in open-circuit configuration, when the analysis is restricted to the study of the electrical behavior up to surrounding the first resonance peak.

Keywords: Planar spiral coil. Bifilar coil. Electrical modeling. Self-resonance.

LISTA DE SIGLAS

ADS	<i>Advanced Design System (software)</i>
ASR	<i>Archimedean Spiral Resonator</i>
B1	Bobina monofilar B1 (terminais 1-2)
B2	Bobina monofilar B2 (terminais 3-4)
BIOTA	Laboratório de Biotelemetria Aplicada
CPGEI	Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial
CPS	<i>Coplanar Stripline</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
DC	<i>Direct Current</i>
EC	<i>Electric Circuit (simulation)</i>
EM	<i>Electromagnetic (simulation)</i>
EMPA	Erro Médio Percentual Absoluto
FR-4	<i>Flame Resistant-4</i>
GMD	<i>Geometric Mean Distance</i>
LKT	Lei de Kirchhoff para Tensões
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MoM	Método dos Momentos
MUT	<i>Medium Under Test</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
pH	Potencial Hidrogeniônico
PSC	<i>Planar Spiral Coil</i>
PSC-B1	<i>Planar Spiral Coil-Bifilar-1</i>

PSC-BF	<i>Planar Spiral Coil-Bifilar Filamentar</i>
PSC-BQA	PSC Bifilar Quadrada Assimétrica
PSC-BQS	PSC Bifilar Quadrada Simétrica
PSR	<i>Passive Self-Resonant (sensor)</i>
PWR	<i>Passive, Wireless and Resonant (sensor)</i>
<i>quasi-TEM</i>	Quase Transversal Eletromagnético (modo)
RF	Rádio Frequência
Si	Silício (substrato)
SRF	<i>Self-Resonant Frequency</i>
TBR	<i>Transformer-Based Resonator</i>
TEM	Transversal Eletromagnético (modo)
TPES	Transformador Plano de Enrolamentos Simétricos
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator (circuit)</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

\bar{M}_{ij}	Matriz que contém todas as indutâncias mútuas M_{ij} que se formam entre trechos paralelos i e j da PSC bifilar.
A_{ov}	Área total contabilizando todos os pares de trilhas metálicas que se cruzam entre a camada <i>top</i> e trechos <i>underpasses</i>
C_0	Capacitância parcial no espaço livre (vácuo ou ar) (por unidade de comprimento)
C_m	Capacitância mútua que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2 obtida por integral elíptica completa de primeira ordem (modelagem de linha CPW)
C_{mEM}	Capacitância mútua que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2 obtida por simulação eletromagnética
C_p	Capacitância parasita total que se forma nos terminais de cada enrolamento monofilar B1 e B2
C_{SEM}	Capacitância própria que se forma entre as voltas de cada PSC monofilar (B1 e B2) obtida por simulações EM
G_m	Condutância devida a perdas dielétricas nos materiais e no meio que envolve a PSC bifilar que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2
G_p	Condutância devida a perdas dielétricas nos materiais e no meio que envolve a PSC bifilar e que surge nos terminais de cada enrolamento monofilar B1 e B2
L_s	Indutância própria de cada enrolamento B1 e B2 da PSC bifilar
R_{ov}	Resistência do trecho metálico <i>underpass</i> de uma PSC monofilar
R_p	Resistência devida a perdas dielétricas nos materiais e no meio que envolve a PSC bifilar e que surge nos terminais de cada enrolamento monofilar B1 e B2
R_s	Resistência série total de cada enrolamento monofilar
R_s^{PSC}	Resistência das trilhas metálicas que formam o enrolamento espiral de uma PSC monofilar (B1 ou B2)
Z_{14}	Impedância de entrada da PSC bifilar vista pelos terminais 1-4
f_{1p}	Frequência onde ocorre o primeiro pico de ressonância para a PSC bifilar aberta
f_{1v}	Frequência onde ocorre o primeiro vale de ressonância para a PSC bifilar aberta
k_o	Módulo da integral elíptica completa de primeira ordem
k'_o	Módulo complementar da integral elíptica completa de primeira ordem

l_c	Comprimento de um condutor
t_2	Espessura do substrato
w_{ov}	Largura da trilha <i>underpass</i> da PSC bifilar
α_{EM}	Fator de degeneração obtido por simulações EM
ϵ_{ref}	Permissividade relativa efetiva
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
ω_{1p}	Frequência angular onde ocorre o primeiro pico de ressonância para a PSC bifilar aberta
ω_{1v}	Frequência angular onde ocorre o primeiro vale de ressonância para a PSC bifilar aberta
C_1	Capacitância parcial associada à camada dielétrica <i>top</i> (por unidade de comprimento)
C_2	Capacitância parcial associada à camada de substrato (por unidade de comprimento)
C_3	Capacitância parcial associada à camada dielétrica <i>bottom</i> (por unidade de comprimento)
C_{CPW}	Capacitância de uma CPW (por unidade de comprimento)
C_{ov}	Capacitância que se forma entre as trilhas metálicas da PSC bifilar e o trecho <i>underpass</i>
C_{ox}	Capacitância da camada de óxido
C_s	Capacitância própria, também conhecida como capacitância parasita, que se forma entre as voltas de cada PSC monofilar (B1 e B2) obtida por curvas de fatores de degeneração e integral elíptica completa de primeira ordem (modelagem de CPW)
C_{im}	Capacitância (mútua) distribuída entre as trilhas paralelas adjacentes das PSCs monofilares B1 e B2 magneticamente acopladas
C_{is}	Capacitância (própria) distribuída entre trilhas paralelas adjacentes de uma PSC monofilar
d	Distância entre os centros dos segmentos paralelos (filamentos magneticamente acoplados)
D_{in_b}	Lado interno da PSC bifilar
D_{out_b}	Lado externo da PSC bifilar
f	Frequência (genérica)

G_s	Condutância associada às perdas dielétricas na capacitância própria C_s que se forma entre as voltas de cada PSC monofilar (B1 e B2)
k	Fator de acoplamento magnético
k_A	Primeiro coeficiente da equação do fator de degeneração α
k_B	Segundo coeficiente da equação do fator de degeneração α
k_{ov}	Constante obtida por simulações EM para levar em conta o efeito de campos de franja no cálculo de C_{ov}
l_{av}	Comprimento médio de uma PSC monofilar
l_m	Comprimento total de cada PSC monofilar (B1 ou B2)
l_{ov}	Comprimento do trecho metálico <i>underpass</i> de uma PSC monofilar
L_{self}	Indutância própria de cada trecho retilíneo da PSC bifilar
l_z	Comprimento de cada trecho retilíneo da PSC bifilar
M	Indutância mútua que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2
M_{ij}	Indutância mútua entre condutores paralelos i e j de comprimentos distintos e dispostos simetricamente
M_{par}	Indutância mútua entre condutores paralelos de mesmo comprimento
N	Número de espiras total da PSC bifilar
N_m	Número de espiras de cada PSC monofilar
q_1	Fator de preenchimento associado à camada dielétrica <i>top</i> da CPW
q_2	Fator de preenchimento associado ao substrato da CPW
q_3	Fator de preenchimento associado à camada dielétrica <i>bottom</i> da CPW
R_{DC}	Resistência do condutor metálico em corrente contínua
R_{sub}	Resistência do substrato
s	Espaçamento entre trilhas metálicas da PSC bifilar
t	Espessura de um condutor
$\tan D$	Tangente de perdas
z	Trecho condutor retilíneo da PSC bifilar
Z_{11}	Elemento diagonal da matriz de impedâncias de um quadripolo

Z_{12}	Elemento fora da diagonal da matriz de impedâncias de um quadripolo
Z_b	Número total de trechos da PSC bifilar
Z_s	Impedância indutiva série de cada PSC monofilar
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_{r1}	Constante dielétrica da máscara de solda (camada <i>top</i>) da PSC bifilar
ϵ_{r2}	Constante dielétrica do substrato
ϵ_{r3}	Constante dielétrica da máscara de solda (camada <i>bottom</i>) da PSC bifilar
λ	Comprimento de onda
ω	Frequência angular (genérica)
$K(k_o)$	Integral elíptica completa de primeira ordem
w	Largura das trilhas metálicas situadas na camada <i>top</i> da PSC bifilar
α	Fator de degeneração (<i>fitting</i>)
δ	Profundidade pelicular
μ	Permeabilidade magnética do condutor
ρ	Resistividade
σ	Condutividade

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 –	Nikola Tesla (1856-1943).....	29
Figura 2.2 –	Enrolamentos em espiral: (a) enrolamento espiral normal ou monofilar; (b) enrolamento espiral bifilar, onde B1 e B2 são dois fios paralelos, inicialmente independentes, que se unem no ponto J com o objetivo de ficarem em série	30
Figura 2.3 –	Bobinas bifilares abertas: (a) helicoidal; (b) espiral plana quadrada assimétrica (PSC-BQA); (c) espiral plana quadrada simétrica (PSC-BQS).....	31
Figura 2.4 –	Modelo elétrico simplificado, sem perdas, de uma PSC bifilar. Em (a) configuração aberta; em (b) configuração fechada.	32
Figura 2.5 –	PSC-BQS aberta, com $N=4$ espiras, formada pelas bobinas monofilares B1 (terminais 1-2) e B2 (terminais 3-4), lado externo $Dout_b$, lado interno Din_b , cada qual com $N_m=2$ voltas, largura de trilha w , espaçamento entre trilhas s e trilhas <i>underpasses</i> de largura ω_{ov}	32
Figura 2.6 –	Vista em perspectiva de uma PSC-BQS aberta com $N=4$ espiras, confeccionada com três camadas de materiais dielétricos (revestimento superficial <i>top</i> e <i>bottom</i> e um substrato) e quatro trechos metálicos <i>underpasses</i> que se interligam ao centro de cada PSC monofilar por meio de uma via ou furo metalizado.....	33
Figura 2.7 –	Modelo elétrico da PSC monofilar em baixas frequências.....	34
Figura 2.8 –	Curvas do módulo e da fase de Z_{14} versus f para valores medidos em uma PSC bifilar aberta com $N=20$ espiras, incluindo a localização do primeiro vale (f_{1v}) e do primeiro pico de ressonância (f_{1p}), além dos três comportamentos elétricos: capacitivo resistivo e indutivo.	36
Figura 2.9 –	Principais linhas de transmissão fabricadas em placas de circuito impresso. Em (a): <i>microstrip</i> ; em (b) <i>coplanar waveguide</i> (CPW); em (c) <i>coplanar stripline</i> (CPS).....	38
Figura 2.10 –	PSC monofilar quadrada com duas espiras, em substrato de silício.....	39

Figura 2.11 – Modelo elétrico de uma PSC monofilar quadrada, em substrato de silício, proposta por Nguyen e Meyer (1990), onde A e B são os terminais da PSC, L_s a indutância, R_s a resistência série, C_{bot} a capacitância entre as trilhas metálicas e o substrato e R_{bot} a resistência associada aos materiais dielétricos.....	40
Figura 2.12 – Modelo elétrico de uma PSC monofilar, em substrato de silício, proposto por Yue e Wong (2000), onde C_{ac} representa o acoplamento capacitivo que se forma entre os terminais A-B da PSC, C_{ox} a capacitância do óxido que se forma entre a camada metálica <i>top</i> e o substrato, C_{sub} a capacitância do substrato e R_{sub} a resistência do substrato de Si.....	42
Figura 2.13 – Seção transversal de uma PSC monofilar em substrato de silício, incluindo os parâmetros (R , L e C) do modelo elétrico proposto por Yue e Wong (2000), sendo $C_{ac} = C_{ov} + C_s$	43
Figura 2.14 – Modelo elétrico de uma PSC monofilar em substrato FR-4, sendo C_p a capacitância parasita total e R_p a resistência associada às perdas dielétricas.....	44
Figura 2.15 – Seção transversal de uma PSC monofilar, em substrato FR-4, cujas trilhas metálicas estão envolvidas por cinco camadas de materiais dielétricos. O par de trilhas metálicas de largura w e espaçamento s representa uma linha <i>coplanar stripline</i> (CPS).....	45
Figura 2.16 – Modelo de uma PSC monofilar com $N_m=2,5$. Em (a): distribuição de capacitores C_i e de impedâncias série Z_i ; em (b): circuito equivalente da PSC.....	47
Figura 2.17– Curva de fatores de degeneração α versus número de espiras N_m	48
Figura 2.18– Modelo elétrico de um TPES proposto por Frlan (1989), onde L_i e R_i são respectivamente a indutância própria e a resistência do enrolamento i , sendo o índice $i=1$ referente aos elementos passivos do lado primário (portas 1-3) e o índice $i=2$ para o lado secundário (portas 2-4). C_{g_i} é capacitância entre o enrolamento i e o plano de terra, C_m é a capacitância mútua entre os enrolamentos primário e secundário e M é a indutância mútua entre esses enrolamentos.....	49
Figura 2.19 – Modelo elétrico de um TPES em substrato de silício proposto por Long (2000).....	50
Figura 2.20– Modelo elétrico de um TBR.....	50

Figura 2.21–	Ressonador espiral arquimediano bifilar (ASR bifilar). Em (a): vista superior do ASR bifilar; em (b): modelo elétrico equivalente, sem perdas resistivas, sendo C_{11} e C_{22} capacitâncias mútuas entre os enrolamentos 1-2 e C_{12} e C_{21} são capacitâncias próprias de cada enrolamento.....	51
Figura 2.22–	Enrolamento helicoidal bifilar fechado e sua modelagem: (a) modelo concentrado; (b) esquema de uma bobina bifilar fechada com 9 espiras, sem perdas, onde os enrolamentos B1 e B2 se interligam através de um <i>jumper</i> ; (c) modelo elétrico segmentado para a bifilar fechada de 9 espiras, onde L_t e C_t são, respectivamente, as indutâncias e capacitâncias por volta.....	52
Figura 2.23–	PSC-BQA com $N=16$ espiras, onde o <i>jumper</i> entre os pontos 2-3 possibilita a configuração fechada da PSC bifilar.....	53
Figura 2.24–	Modelo elétrico da PSC bifilar fechada acoplada ao meio sob teste (MUT) que poderá ser areia, terra ou o próprio ar. L_{14} é a indutância total entre os terminais 1-4 da Figura 2.23, C_E é a parcela da capacitância da máscara de solda que está diretamente em contato com a impedância do meio Z_{MUT}	54
Figura 3.1 –	Modelo elétrico proposto para uma PSC bifilar quadrada em aberto de <i>layout</i> simétrico para frequências na faixa de MHz, onde a condutância G_m e a capacitância C_m foram distribuídas em duas partes iguais entre as PSCs monofilares B1 (terminais 1-2) e B2 (terminais 3-4).....	55
Figura 3.2 –	Modelo elétrico simplificado, com perdas resistivas, de uma PSC bifilar quadrada aberta de <i>layout</i> simétrico para análise de circuito elétrico.....	56
Figura 4.1-	Exemplo de simulação eletromagnética usando o método MoM no <i>software</i> ADS Keysight 2014. Em destaque: a distribuição de campo magnético (A/m) para a frequência de 33,88 MHz em uma PSC bifilar com $N=28$ espiras considerando-a um quadripolo com a porta 1 formada pelos terminais (1)-(2) e porta 2 formada pelos terminais (3)-(4).....	61
Figura 4.2-	Quadripolos com porta 1 (V_1, I_1) e porta 2 (V_2, I_2) a partir da PSC bifilar com terminais (1), (2), (3) e (4). Em (a) quadripolo para a determinação de L_s e M ; em (b) para a determinação da curva Z_{14} (ou Z_{32}), f_{1v} e f_{1p} ; em (c) para a determinação de C_m	62

Figura 5.1 – PSC-BF com $N=4$ espiras, obtida a partir de uma linha média traçada no <i>layout</i> da Figura 2.5, onde as setas indicam o sentido da corrente em cada trecho z .	65
Figura 5.2 – Par de segmentos paralelos i e j , magneticamente acoplados, de comprimentos l_i e l_j , separados por uma distância d entre os seus centros e dispostos simetricamente entre si.	66
Figura 5.3 – Capacitâncias C_{tm} distribuídas ao longo de trechos metálicos paralelos trifilares que contribuem para formar linhas CPW cuja trilha central pertencente a PSC monofilar B1, considerando uma fonte de tensão aplicada aos terminais (1) e (3) de uma PSC bifilar com $N=4$.	71
Figura 5.4 – Comprimento médio l_{av} e distribuição de capacitâncias C_{tm} ao longo de trechos metálicos paralelos trifilares, que contribuem para formar quatro linhas CPW obtidas a partir da PSC bifilar com $N=4$ da Figura 5.3, descontando-se os dois primeiros e os dois últimos trechos da PSC monofilar B1.	72
Figura 5.5 – Secção transversal de uma CPW para a modelagem da capacitância mútua de uma PSC bifilar.	72
Figura 5.6 – Gráficos de capacitância mútua <i>versus</i> N_m para PSCs bifilares (a) do grupo 1, (b) do grupo 2 e (c) do grupo 3: a partir da abordagem de linhas CPW defendida nesta tese, através de simulação EM e através da abordagem de linhas CPS defendida por Isik e Esselle (2009).	76
Figura 5.7 – Secção transversal de uma PSC bifilar mostrando onde surgem as capacitâncias C_s e C_{ov} na PSC monofilar B2: (A) são as trilhas da PSC B2, (B) as camadas de máscara de solda, (C) a camada de substrato e (D) é a via que conecta o centro da bobina plana à trilha <i>underpass</i> (E). Por simplicidade, nesta figura, apenas uma trilha <i>underpass</i> foi representada.	77
Figura 5.8 – Distribuição de capacitâncias parasitas C_{ts} ao longo de trilhas paralelas adjacentes, após conectar uma fonte de tensão entre os terminais da PSC monofilar B2 com $N_m = 2$.	78
Figura 5.9 – Fator de degeneração <i>versus</i> N_m para PSCs do grupo 1.	80
Figura 5.10 – Fator de degeneração <i>versus</i> N_m para PSCs do grupo 2.	80
Figura 5.11 – Fator de degeneração <i>versus</i> N_m para PSCs do grupo 3.	81

Figura 5.12 –	Capacitância própria <i>versus</i> N_m para PSCs bifilares (a) do grupo 1, (b) do grupo 2 e (c) do grupo 3: para C_s usando as abordagens de linhas CPW e de fatores de degeneração adotadas nesta tese, para C_{SEM} usando simulações EM e por modelagem de linhas CPS adotadas por Isik e Esselle (2009) e Olivo, Carrara e De Micheli (2011).....	82
Figura 6.1–	Fotografia da PSC-B6, em vista superior, onde os pares de furos metalizados (1)-(2) e (3)-(4) são os respectivos terminais dos enrolamentos monofilares B1 e B2 e as linhas tracejadas representam os pares de trilhas <i>underpasses</i> situadas na camada <i>bottom</i> da PSC.....	90
Figura 6.2–	PSC-B1 (a) suspensa pelo suporte (b) e conectada ao analisador de impedância (c) Agilent (Keysight) 4294A para testes.....	90
Figura 6.3–	Modelo elétrico da PSC-B1 aberta para simulação EC.....	92
Figura 6.4–	Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} <i>versus</i> f , para a PSC-B1 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	93
Figura 6.5–	Modelo elétrico da PSC-B2 aberta para simulação EC.....	94
Figura 6.6–	Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} <i>versus</i> f , para a PSC-B2 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	95
Figura 6.7 –	Modelo elétrico da PSC-B3 aberta para simulação EC.....	96
Figura 6.8 –	Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} <i>versus</i> f , para a PSC-B3 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	97
Figura 6.9 –	Modelo elétrico da PSC-B4 aberta para simulação EC.....	98
Figura 6.10 –	Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} <i>versus</i> f , para a PSC-B4 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	99
Figura 6.11 –	Modelo elétrico da PSC-B5 aberta para simulação EC.....	100

Figura 6.12 – Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B5 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	101
Figura 6.13 – Modelo elétrico da PSC-B6 aberta para simulação EC.....	102
Figura 6.14 – Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B6 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	103
Figura 6.15 – Modelo elétrico da PSC-B7 aberta para simulação EC.....	104
Figura 6.16 – Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B7 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.....	105
Figura A.1 – PSC bifilar quadrada, $N=4$ com linhas tracejadas em destaque.....	121
Figura A.2 – PSC bifilar quadrada filamentar com $N=4$, obtida a partir da linha média traçada na Figura A.1.....	121

LISTA DE TABELAS E QUADROS

Tabela 5.1 –	Grupo 1 de PSCs	75
Tabela 5.2 –	Grupo 2 de PSCs.....	75
Tabela 5.3 –	Grupo 3 de PSCs.....	75
Tabela 5.4 –	Parâmetros fixos para todos os grupos.....	75
Tabela 5.5 –	Coefficientes k_A e k_B do fator de degeneração α	79
Tabela 5.6 –	Coefficiente k_{ov}	83
Tabela 6.1 –	Parâmetros individuais das PSCs bifilares fabricadas.....	89
Tabela 6.2 –	PSC-B1: análise comparativa.....	92
Tabela 6.3 –	PSC-B2: análise comparativa.....	94
Tabela 6.4 –	PSC-B3: análise comparativa.....	96
Tabela 6.5 –	PSC-B4: análise comparativa.....	98
Tabela 6.6 –	PSC-B5: análise comparativa.....	100
Tabela 6.7 –	PSC-B6: análise comparativa.....	102
Tabela 6.8 –	PSC-B7: análise comparativa.....	104
Quadro 6.1–	Erro Médio Percentual Absoluto (EMPA) – Z_{14}	107

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	24
1.1 MOTIVAÇÃO	24
1.2 OBJETIVO GERAL.....	26
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	26
1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	26
1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE	27
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E ESTADO DA ARTE.....	29
2.1 BOBINA BIFILAR – ORIGEM E FORMATOS.....	29
2.2 PERDAS DISSIPATIVAS EM PSCs.....	33
2.3 FREQUÊNCIAS DE AUTORRESSONÂNCIA (SRF) DA PSC BIFILAR ABERTA.....	35
2.4 <i>CONFORMAL MAPPING</i> E SUPERPOSIÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARCIAIS.....	37
2.5 MODELOS ELÉTRICOS CONCENTRADOS DE PSCs MONOFILARES.....	39
2.6 MODELOS ELÉTRICOS DE BOBINAS BIFILARES E DE TRANSFORMADORES	48
3 MODELO ELÉTRICO PROPOSTO E DETERMINAÇÃO DAS SRFs.....	55
3.1 MODELO ELÉTRICO PARA A PSC BIFILAR QUADRADA SIMÉTRICA EM ABERTO.....	55
3.2 DETERMINAÇÃO DAS SRFs DA PSC BIFILAR ABERTA.....	56
4 METODOLOGIA PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DA PSC BIFILAR DE FORMA EXPERIMENTAL E POR SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS.....	59
4.1 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO MODELO.....	59
4.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO POR SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS.....	60
5 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MODELO ELÉTRICO PROPOSTO	64
5.1 CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS.....	64
5.2 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA SÉRIE R_s	68

5.3 NOVAS ABORDAGENS PARA CÁLCULOS DE CAPACITÂNCIAS E CONDUTÂNCIAS ASSOCIADAS ÀS PERDAS DIELÉTRICAS.....	70
5.3.1 Cálculo da Capacitância Mútua C_m	70
5.3.2 Cálculo da Capacitância Parasita Total C_p	77
5.3.2.1 Cálculo da capacitância própria C_s	77
5.3.2.2 Cálculo da capacitância C_{ov}	83
5.3.3 Cálculo de Condutâncias Associadas às Perdas Dielétricas (G_p e G_m).....	84
6 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	89
6.1 PSCs BIFILARES FABRICADAS.....	89
6.2 RESULTADOS.....	91
6.2.1 PSC-B1 Aberta.....	92
6.2.2 PSC-B2 Aberta.....	94
6.2.3 PSC-B3 Aberta.....	96
6.2.4 PSC-B4 Aberta.....	98
6.2.5 PSC-B5 Aberta.....	100
6.2.6 PSC-B6 Aberta.....	102
6.2.7 PSC-B7 Aberta.....	104
6.3 DISCUSSÕES.....	106
7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	109
7.1 CONCLUSÕES.....	109
7.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	111
REFERÊNCIAS.....	113
APÊNDICE A - ESTUDO DO <i>LAYOUT</i> DA PSC BIFILAR QUADRADA.....	121
APÊNDICE B - ALGORITMO DESENVOLVIDO EM MATLAB PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO ELÉTRICO PROPOSTO.....	125

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Segundo Rappaport *et. al* (2002), a década de 1990 marca o início de uma era de intenso crescimento das tecnologias de comunicação sem fio em nível mundial, impulsionado principalmente pelo crescente mercado de telefonia móvel e internet que exigiu, paulatinamente, maior velocidade de transmissão de dados e equipamentos cada vez mais compactos.

Esta tendência tecnológica também impulsionou pesquisas sobre a modelagem de componentes passivos, sobretudo a modelagem de bobinas espirais planas (PSC) usadas em projetos de circuitos osciladores, amplificadores, filtros de rádio frequência (RF) e ainda como sensores autorressonantes passivos (PSR) (CHEN; LIOU, 2004; HARPSTER; STARK; NAJAFI, 2002).

PSCs atuando como sensores PSRs ressonam numa certa frequência, sem o auxílio de capacitores externos, devido à indutância e à capacitância intrínseca que se formam entre suas trilhas metálicas e pela influência do meio que os envolvem. Em geral, são pequenos, da ordem de algumas dezenas de milímetros e fabricados em placa de circuito impresso (PCB).

Tais sensores são aplicados em áreas como engenharia biomédica e engenharia civil, podendo ser utilizados, por exemplo, na medição de pressão arterial, umidade, pH, elasticidade, na inspeção da qualidade de certos alimentos e ainda na monitoração da vida útil de concreto (BHADRA, 2010; MIRANDA, 2012; TAN *et al.*, 2007).

Em virtude da PSC ser formada por um único enrolamento espiral plano, pode-se também designá-la como PSC monofilar.

Diversos modelos elétricos de PSCs monofilares sugeriram a partir da década de 1990, porém esses modelos são em geral limitados, principalmente, a indutores planos com reduzido número de espiras, geralmente inferiores a 10 voltas, confeccionados em substrato de silício e faixa de operação em GHz (PASSOS, cap. 2, 2013).

A PSC bifilar é formada por duas PSCs monofilares magneticamente acopladas, dispostas num mesmo plano, sem núcleo ferromagnético e pode ser confeccionada no formato espiral plano quadrado, espiral plano retangular, espiral plano arquimediano, espiral plano hexagonal e ainda no formato espiral plano octogonal (PICHORIM; MARCIS; LASKOSKI, 2012; REIS, 2015; ISIK; ESSELLE, 2009; PICHORIM, 2015). Entretanto, esta pesquisa é

dedicada principalmente ao estudo da PSC bifilar quadrada, pois este formato é um dos mais utilizados na fabricação de bobinas planas em circuitos impressos e integrados, além de possuir menor complexidade de manufatura em relação aos demais formatos planos supracitados (CHEN; LIOU, 2004).

Este modelo de bobina plana pode ser aplicado, por exemplo, como transformador planar, como sensor passivo ressonante bem como em sistemas de transferência de energia sem fio (JIAJU; ZHIGONG; ZHIQUN, 2012; PICHORIM; MARCIS; LASKOSKI, 2012; REIS; CERVI; PICHORIM, 2014; MIRANDA; PICHORIM, 2017).

Apesar de atualmente existir uma vasta literatura disponível sobre a modelagem de PSCs monofilares confeccionadas com até uma dezena de espiras e que atuam na faixa de GHz, modelos elétricos de PSCs bifilares com dezenas de espiras, confeccionadas em substrato FR-4 e atuando na faixa de MHz ainda são pouco pesquisados nos dias atuais, sendo esta a principal motivação para iniciar esta pesquisa de doutorado (PICHORIM; MARCIS; LASKOSKI, 2012; REIS; CERVI; PICHORIM, 2014).

Em aplicações biomédicas como, por exemplo, em sensores implantáveis, a operação em frequências mais baixas, na faixa de MHz, constitui uma vantagem, pois isto contribui para a redução da atenuação do sinal capturado por uma antena remota, num sistema de biotelemetria (MIRANDA, 2012).

Outra questão que motivou esta pesquisa refere-se à determinação dos parâmetros R, G, L e C (resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias) do modelo elétrico da PSC bifilar.

Expressões analíticas para o cálculo de indutâncias de PSCs já existem desde o início do século XX, assim como expressões para o cálculo da resistência de suas trilhas metálicas levando-se em conta o efeito pelicular e de proximidade (GROVES, 2009; YUE; WONG, 2000; KUHN; IBRAHIM, 2001; OUYANG; THOMSEN; ANDERSEN, 2012; CHAN; GUO, 2014; FANG; WU; SIN, 2016). Porém, o cálculo das resistências associadas às perdas dielétricas e, principalmente, o cálculo das capacitâncias que surgem entre as trilhas metálicas da PSC bifilar constitui um desafio técnico na atualidade, pois infelizmente as expressões correlatas disponíveis para transformadores planos e PSCs monofilares em substrato de silício, com reduzido número de espiras e plano de terra, em geral, não se aplicam a PSCs bifilares com dezenas de espiras, fabricadas em substrato FR-4 e sem plano de terra (YUE; WONG, 2000; PASSOS, cap. 3, 2013).

1.2 OBJETIVO GERAL

Modelar bobinas bifilares no formato espiral plano quadrado simétrico em aberto que possibilite estudar o comportamento elétrico até entorno das primeiras ressonâncias (vale e pico).

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a) Determinar um modelo elétrico para a PSC bifilar quadrada de *layout* simétrico em aberto;
- b) Determinar os parâmetros elétricos (resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias) do modelo supracitado;
- c) Determinar expressões matemáticas para o cálculo do 1º vale e do 1º pico de ressonância da PSC bifilar em aberto;
- d) Determinar uma expressão matemática para o cálculo da impedância de entrada da PSC bifilar aberta;
- e) Determinar expressões matemáticas para o cálculo de condutâncias associadas às perdas dielétricas da PSC bifilar.

1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

- a) Pesquisa bibliográfica sobre temas relacionados a PSCs monofilares e bifilares (livros, dissertações, teses, patentes e artigos científicos);
- b) Elaboração do modelo elétrico da PSC bifilar quadrada em aberto;
- c) Elaboração de *layouts* de PSCs bifilares quadradas no *software* Proteus Design Suite 8.0 (LABCENTER, 2016);
- d) Fabricação de PSCs bifilares;
- e) Medição das dimensões das PSCs fabricadas;

- f) Elaboração de algoritmo em MATLAB para a determinação dos parâmetros elétricos do modelo proposto para a PSC bifilar (MATHWORKS, 2015);
- g) Simulações eletromagnéticas (EM) no *software* ADS Keysight para as PSCs bifilares analisadas (KEYSIGHT, 2015);
- h) Simulações de circuitos elétricos (EC) no *software* ADS Keysight para o modelo elétrico proposto (KEYSIGHT, 2015);
- i) Testes no analisador de impedância Keysight 4294A para as PSCs bifilares fabricadas;
- j) Elaboração de tabelas com os parâmetros elétricos obtidos a partir do modelo proposto, por simulação EM e por dados mensurados no analisador de impedância;
- k) Elaboração de gráficos de resposta em frequência da impedância para o modelo proposto, por simulação EM e por dados mensurados no analisador de impedância;
- l) Análise comparativa entre os dados das tabelas e dos gráficos supracitados;
- m) Análise dos limites de validade das equações e do modelo elétrico proposto.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Este trabalho é organizado em sete capítulos, sendo o capítulo 1 destinado a apresentar a motivação, os objetivos e os procedimentos metodológicos adotados durante a realização desta pesquisa. No capítulo 2, inicialmente, apresenta-se a bobina bifilar (origens e formatos), posteriormente, os conceitos básicos que norteiam o projeto de PSCs bifilares, além do estado da arte de modelos elétricos de PSCs monofilares, bobinas bifilares, transformadores planos e de aplicações como sensores ressonantes passivos. O capítulo 3 é destinado a apresentar o modelo elétrico proposto para a PSC bifilar quadrada em aberto, para a determinação da equação da impedância de entrada deste modelo bem como para a determinação das equações das primeiras ressonâncias (vale e pico). O capítulo 4 apresenta os procedimentos metodológicos adotados para a determinação dos parâmetros elétricos da PSC bifilar aberta obtidos a partir de um analisador de impedância e por simulações eletromagnéticas. O capítulo 5 apresenta o cálculo dos parâmetros (resistências, condutâncias, indutâncias e

capacitâncias) para o modelo elétrico proposto no capítulo 3, com destaque para as novas abordagens apresentadas para a determinação das capacitâncias e condutâncias associadas aos materiais dielétricos da PSC bifilar. O capítulo 6 é dedicado a apresentar os resultados da pesquisa através de tabelas e gráficos, comparando os resultados teóricos do modelo proposto com aqueles obtidos por simulação eletromagnética e por valores medidos no analisador de impedância. Por fim, o capítulo 7 é reservado às conclusões da pesquisa bem como propostas para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E ESTADO DA ARTE

2.1 BOBINA BIFILAR – ORIGEM E FORMATOS

A concepção do método de enrolamento bifilar remonta à última década do século XIX e está relacionado aos estudos do engenheiro sérvio Nikola Tesla (1856-1943) no desenvolvimento de dispositivos elétricos que visavam a transmitir e a distribuir energia elétrica em alta frequência (TESLA, 1894; MARTIN, 1894; WY SOCK *et. al*, 2001).

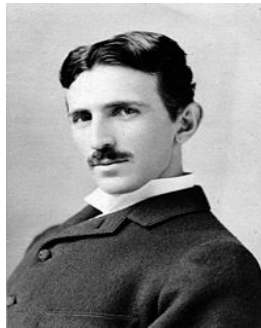


Figura 2.1- Nikola Tesla (1856-1943).
Fonte: Martin (1894)

O método patenteado por Tesla em 1894 para uma bobina bifilar, no formato espiral plano, baseia-se na distribuição de dois fios paralelos B1 e B2 que, embora sejam inicialmente independentes, são posteriormente unidos em série por uma conexão elétrica (*jumper*) no ponto J de tal forma a unir o final do enrolamento B1 ao início do enrolamento B2, conforme Figura 2.2(b). O intuito de Tesla, ao unir os enrolamentos supracitados, foi provocar um súbito aumento da capacitância parasita da bobina bifilar em relação à pequena capacitância que surge na bobina monofilar da Figura 2.2(a) para, no linguajar técnico de sua época, “neutralizar” a autoindutância de sua bobina fazendo-a ressonar numa frequência desejada, sem necessitar de capacitores externos que eram relativamente caros em sua época (TESLA, 1894).

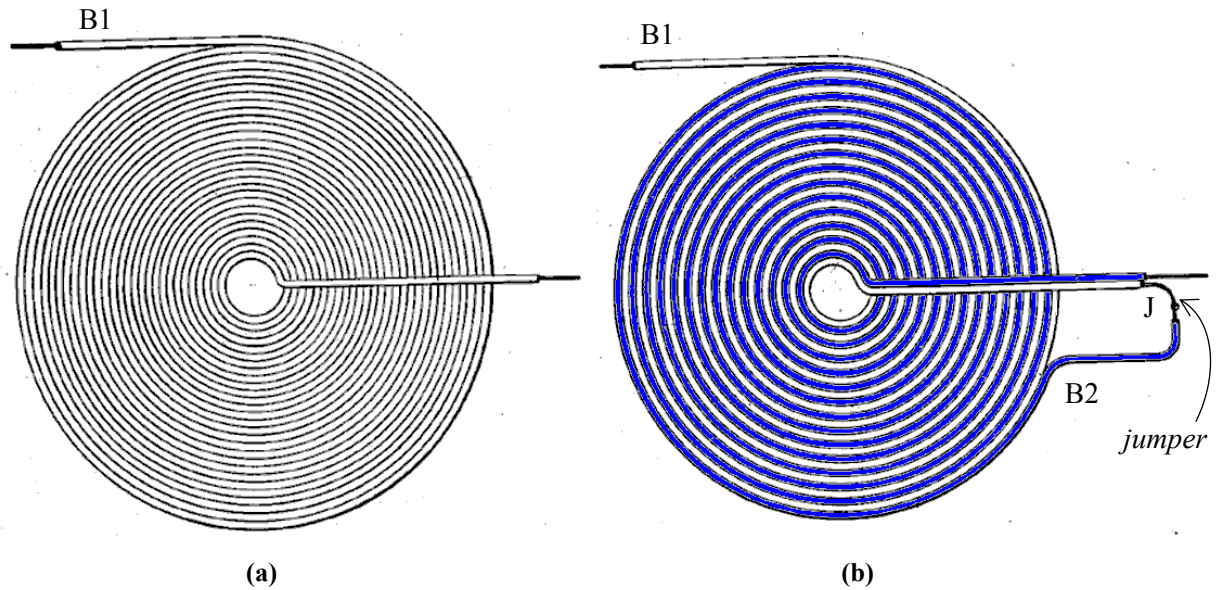


Figura 2.2- Enrolamentos em espiral: (a) enrolamento espiral normal ou monofilar; (b) enrolamento espiral bifilar, onde B1 e B2 são dois fios paralelos, inicialmente independentes, que se unem no ponto J com o objetivo de ficarem em série.

Fonte: Modificada de Tesla (1894)

Embora, na patente de 1894, Tesla tenha analisado apenas a configuração da *bobina bifilar fechada*, ou seja, com seus enrolamentos B1 e B2 unidos no ponto J, no entanto a bobina bifilar também pode ser analisada sem o *jumper* exposto na Figura 2.2(b) cuja configuração é conhecida como *bobina bifilar aberta*. Outras configurações de interligação entre os enrolamentos da bobina bifilar são possíveis, no entanto fogem aos propósitos desta tese (YEOH, 2014).

A Figura 2.3 apresenta outros formatos possíveis para a bobina bifilar, tais como o helicoidal, o espiral plano quadrado assimétrico e o espiral plano quadrado simétrico (MIRANDA, 2012; PICHORIM; MARCIS; LASKOSKI, 2012; REIS; CERVI; PICHORIM, 2014). Há também o formato espiral plano hexagonal e o espiral plano octogonal, mas que fogem ao escopo desta tese (PICHORIM, 2015).

Dentre as bobinas bifilares supracitadas, a de formato espiral plano quadrado simétrico (PSC bifilar quadrada simétrica ou PSC-BQS)¹, presente na Figura 2.3(c), terá maior destaque nesta tese.

¹ A terminologia PSC bifilar quadrada simétrica ou PSC-BQS será usada apenas no capítulo 2 para diferenciá-la da PSC bifilar quadrada assimétrica ou PSC-BQA que também será abordada neste capítulo 2. Do capítulo 3 em

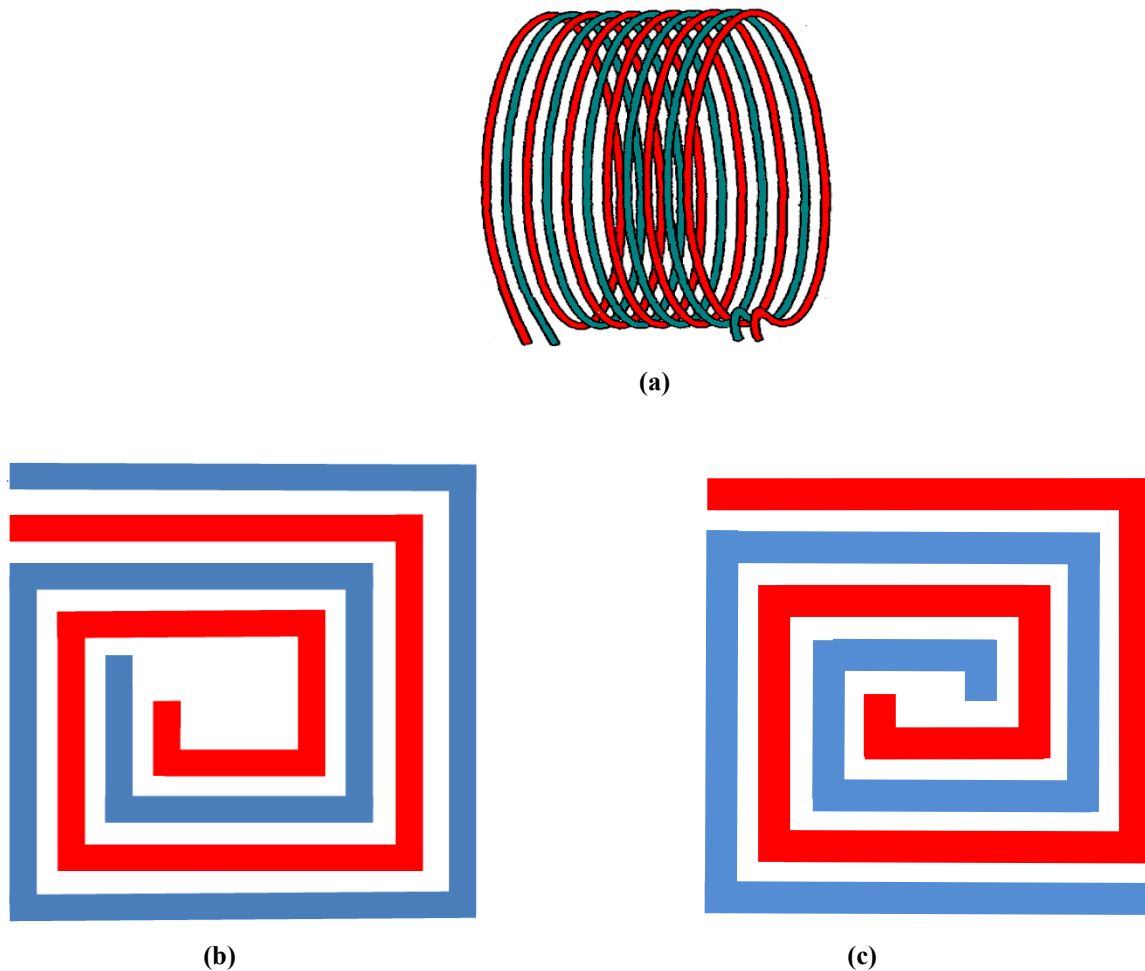


Figura 2.3- Bobinas bifilares abertas: (a) helicoidal; (b) espiral plana quadrada assimétrica (PSC-BQA); (c) espiral plana quadrada simétrica (PSC-BQS).

Fonte: ilustração do autor (2017).

Desconsiderando-se as perdas resistivas, a PSC bifilar pode ser modelada, nas configurações aberta e fechada, como sendo duas PSCs monofilares (B1 e B2) com indutâncias próprias L_{s1} e L_{s2} magneticamente acopladas com uma indutância mútua M , sendo (1)-(2) e (3)-(4) os seus pares de terminais, conforme Figura 2.4. Independente da configuração utilizada (aberta ou fechada), o comportamento elétrico da PSC bifilar é, em geral, analisado entre os terminais (1)-(4). Assim, os modelos elétricos simplificados da PSC bifilar aberta e fechada, expostos na Figura 2.4, ao serem analisados entre os terminais (1)-(4), também devem incluir capacitâncias mútuas C_{m1} e C_{m2} que se formam entre os enrolamentos monofilares B1 e B2.

diante, adotar-se-á apenas a terminologia PSC bifilar, pois a partir deste capítulo somente será abordada a PSC bifilar quadrada simétrica.

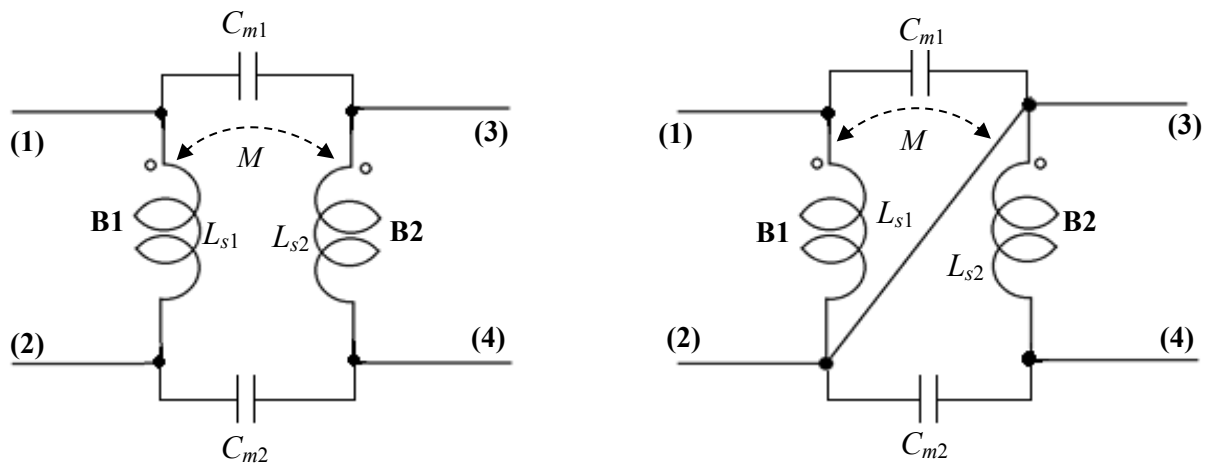


Figura 2.4- Modelo elétrico simplificado, sem perdas, de uma PSC bifilar. Em (a) configuração aberta; em (b) configuração fechada.

Fonte: autoria própria (2018)

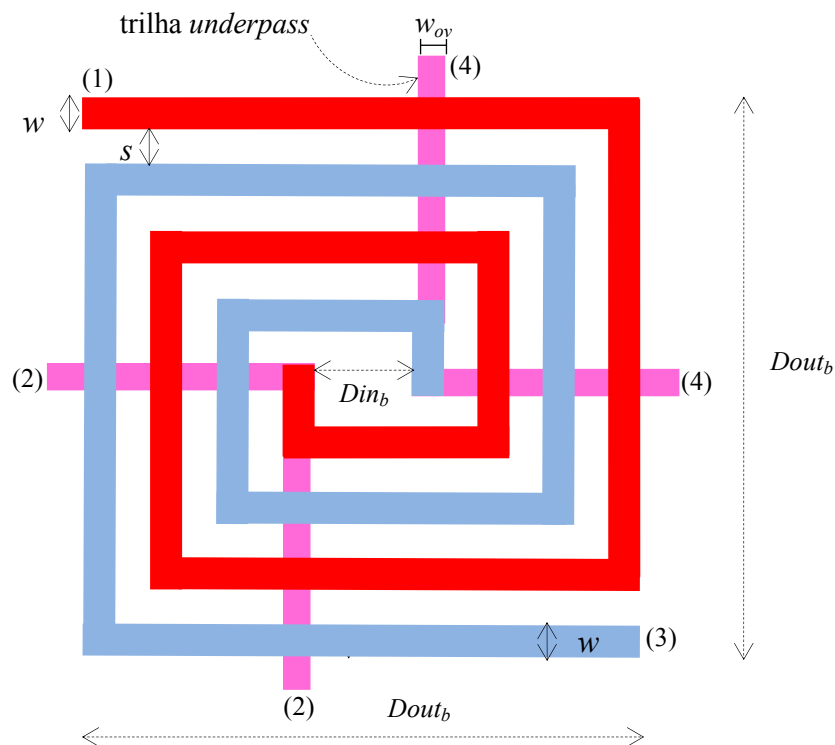


Figura 2.5- PSC-BQS aberta, com $N=4$ espiras, formada pelas bobinas monofilares B1 (terminais 1-2) e B2 (terminais 3-4), lado externo D_{out_b} , lado interno D_{in_b} , cada qual com $N_m=2$ voltas, largura de trilha w , espaçamento entre trilhas s e trilhas *underpasses* de largura w_{ov} .

Fonte: ilustração do autor (2016).

A Figura 2.5 mostra, como exemplo, uma PSC-BQS aberta, com $N=4$ espiras, formada por duas PSCs monofilares B1 e B2, cada qual com $N_m=2$ espiras, sendo w a largura da trilha

metálica, s o espaçamento entre as trilhas, ω_{ov} a largura das trilhas *underpasses*, D_{out_b} o lado externo da PSC bifilar e D_{in_b} o seu lado interno. As trilhas *underpasses* têm a função de interligar o centro da bobina plana aos terminais externos, a fim de conectá-la a um analisador de impedância ou a um analisador de rede para testes. Embora a PSC bifilar, em geral, tenha somente uma trilha *underpass* para cada enrolamento monofilar, a PSC bifilar da Figura 2.5 foi projetada com duas trilhas *underpasses* para cada enrolamento monofilar para facilitar as medições entre seus terminais. Além disso, a largura ω_{ov} foi escolhida menor do que a largura da trilha w a fim de minimizar a capacitância parasita que surge entre essas trilhas.

Na prática, como será exposto no capítulo 6, as PSC bifilares analisadas nesta tese foram fabricadas em dupla face cobreada, com substrato FR-4 e revestidas com máscara de solda nas camadas *top* e *bottom* para evitar curto circuito entre trilhas e para protegê-las contra oxidação, conforme Figura 2.6.

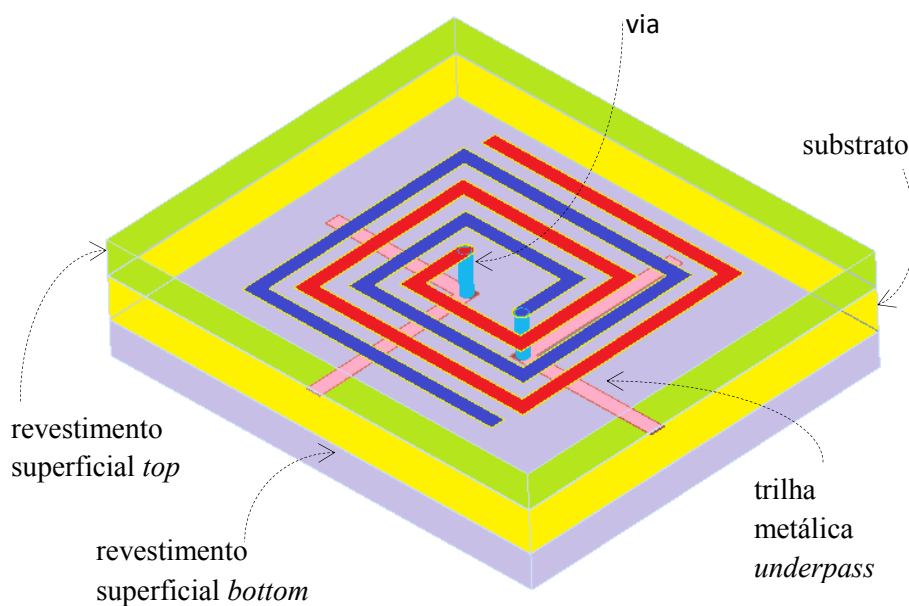


Figura 2.6- Vista em perspectiva de uma PSC-BQS aberta com $N=4$ espiras, confeccionada com três camadas de materiais dielétricos (revestimento superficial *top* e *bottom* e um substrato) e quatro trechos metálicos *underpasses* que se interligam ao centro de cada PSC monofilar por meio de uma via ou furo metalizado.

Fonte: ilustração do autor (2016).

2.2 PERDAS DISSIPATIVAS EM PSCs

As perdas dissipativas em uma PSC são divididas em perdas nas trilhas metálicas e nos materiais dielétricos, sendo ambas variáveis com a frequência.

Em baixas frequências, a impedância Z_s de cada PSC monofilar pode ser expressa como um circuito indutivo série, conforme Figura 2.7 e equação (2.1).

$$Z_s = R_s + j\omega L_s, \quad (2.1)$$

onde ω é a frequência angular, R_s a resistência série e L_s a indutância total da PSC monofilar que equivale à indutância própria da PSC bifilar.

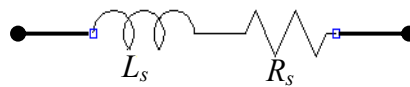


Figura 2.7- Modelo elétrico da PSC monofilar em baixas frequências.

A resistência elétrica de um condutor metálico, em baixas frequências, depende principalmente de sua resistividade, de seu comprimento e da área de sua seção transversal e pode ser descrita, aproximadamente, como uma resistência R_{DC} independente da frequência, conforme equação (2.2).

$$R_s \approx R_{DC} = \frac{\rho l_c}{tw}, \quad (2.2)$$

onde ρ é a resistividade, l_c é comprimento do condutor, t é a sua espessura e w a sua largura.

A rigor, em corrente alternada, independente da faixa de frequência, além dos parâmetros supracitados descrito na equação (2.2), a resistência R_s depende também da derivada temporal do fluxo magnético que atravessa o condutor, gerando *loops* de correntes induzidas também chamadas correntes de Foucault.

Correntes de Foucault surgem quando um condutor está sujeito a campos magnéticos variáveis no tempo, governado pelas leis de Faraday e de Lenz e podem se manifestar como efeito pelicular e efeito de proximidade. Esses efeitos serão estudados com maiores detalhes no capítulo 5.

O efeito pelicular ocorre devido à passagem de corrente alternada num condutor e esse efeito independe da presença de outros condutores na sua circunvizinhança, ao passo que o

efeito de proximidade se manifesta entre condutores próximos, onde a corrente alternada que circula em um determinado condutor induzirá correntes de Foucault no outro condutor que esteja numa região circunvizinha.

O efeito das correntes de Foucault em baixas frequências é, a priori, insignificante, embora a rigor dependa das dimensões da seção transversal do condutor, de sua resistividade e da faixa de frequência sob estudo. Porém, à medida que a frequência cresce, as correntes de Foucault tendem a circular mais pela periferia do que pela região central da seção transversal do condutor, o que resulta em um aumento progressivo da resistência R_s com a frequência.

Além das perdas dissipativas que ocorrem nas trilhas metálicas, a PSC também possui perdas dielétricas que ocorrem na resistência de seu material dielétrico por este não ser um isolante perfeito e cujas perdas também são variáveis com a frequência.

É importante salientar que a PSC poderá ser formada por diversas camadas de materiais dielétricos, como se expôs na Figura 2.6 e, nesta situação, as perdas dielétricas devem incluir a contribuição de todos os materiais dielétricos que a compõe, como será abordado no capítulo 5.

2.3 FREQUÊNCIAS DE AUTORRESSONÂNCIA (SRF) DA PSC BIFILAR ABERTA

A Figura 2.8 apresenta a curva do módulo e fase da impedância Z_{14} versus frequência f , obtidas por um analisador de impedância, para uma PSC bifilar aberta com $N=20$. Nesta figura nota-se que a PSC bifilar aberta, vista pelos terminais 1-4, possui inicialmente um comportamento capacitivo à medida que cresce a frequência. Porém, quando se atinge uma determinada frequência f_{1v} , na qual a fase se anula, neste momento ocorre o fenômeno da *autorressonância* (SRF) cujo termo se refere a uma ressonância ocasionada sem o auxílio de elementos capacitivos externos, mas apenas devido ao efeito conjunto da indutância e da capacitância parasita que se formam entre as trilhas metálicas da PSC. No caso específico da Figura 2.8, na frequência f_{1v} , ocorre a autorressonância série, ocasião em que a impedância da PSC se torna puramente resistiva e alcança o seu valor mínimo, também chamado *vale de ressonância*.

Além da autorressonância série explicada anteriormente, também existe o fenômeno da autorressonância paralela cuja situação, novamente, levará a impedância Z_{14} a se tornar puramente resistiva. Porém, neste caso o fenômeno será caracterizado por se atingir um valor máximo de impedância, também chamado *pico de ressonância* que ocorrerá na frequência de

autorressonância f_{1p} na qual a fase da impedância Z_{14} será novamente nula, conforme Figura 2.8.

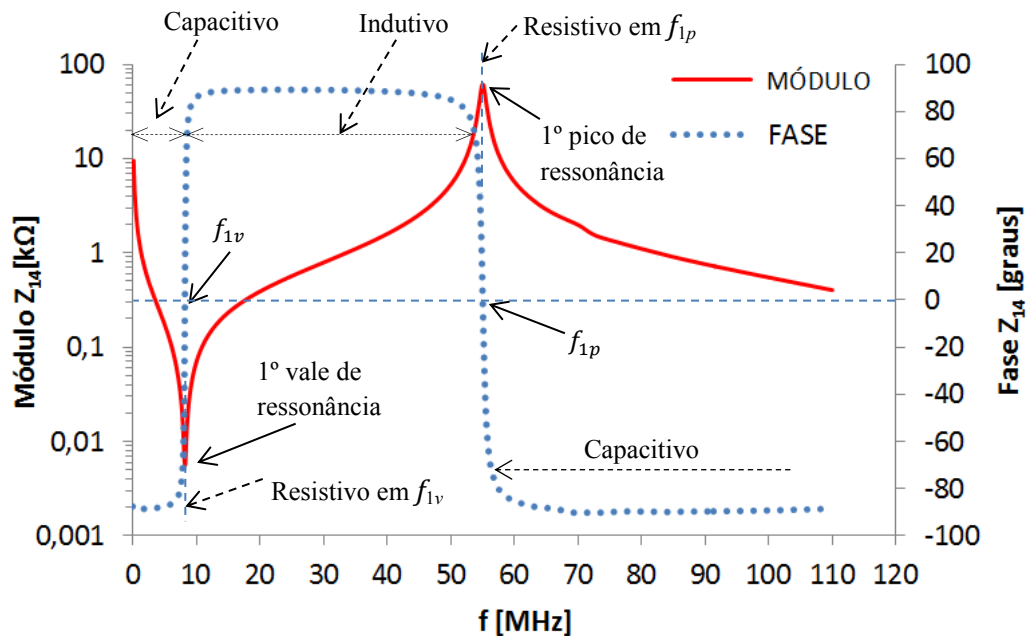


Figura 2.8- Curvas do módulo e da fase de Z_{14} versus f para valores medidos em uma PSC bifilar aberta com $N=20$ espiras, incluindo a localização do primeiro vale (f_{1v}) e do primeiro pico de ressonância (f_{1p}), além dos três comportamentos elétricos: capacitivo resistivo e indutivo.

Fonte: autoria própria (2018).

Assim, a partir da Figura 2.8, observa-se que a PSC bifilar aberta, ao ser analisada pelos terminais 1-4, tem inicialmente um comportamento capacitivo até o primeiro vale de ressonância, posteriormente assume um comportamento indutivo até o primeiro pico de ressonância e para frequências acima do primeiro pico de ressonância retoma o comportamento capacitivo.

Embora, a rigor, PSCs bifilares possam ter na prática várias frequências de autorressonância série e paralela, possuindo vários picos e vales de ressonância, constitui uma tarefa árdua determinar um modelo elétrico que consiga abarcar uma grande quantidade de picos e vales e que o faça com expressiva precisão em relação a dados mensurados. Felizmente, em geral, os maiores picos e vales de impedância da PSC serão justamente os primeiros, onde ocorrem as frequências de autorressonância f_{1v} e f_{1p} (frequências fundamentais) ao passo que os demais vales e picos que ocorrem numa PSC possuem amplitudes significativamente menores que os primeiros, motivo pelo qual o primeiro vale e pico de ressonância, representados na Figura 2.8, adquirem maior interesse nesta tese e que

possibilitaram obter um modelo elétrico relativamente simples para representar a curva da impedância Z_{14} da PSC bifilar aberta até o entorno do primeiro pico de ressonância.

2.4 CONFORMAL MAPPING E SUPERPOSIÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARCIAIS

A PSC descrita na Figura 2.6 pode ser considerada uma estrutura planar cuja forma mais simples de se estimar suas capacitâncias seria, em princípio, considerá-las com sendo capacitores de placas paralelas. Porém, esta simplificação somente apresenta uma boa precisão quando as características da estrutura planar permitem confinar o campo elétrico em uma região onde as linhas de campo sejam expressivamente paralelas e com um insignificante campo de franja. Quando esta situação não é possível, torna-se necessária a obtenção de expressões analíticas ou empíricas. Uma alternativa para o cálculo de capacitâncias para esses casos é utilizar conjuntamente a técnica de transformação espacial conhecida como *conformal mapping* e a de superposição de capacitâncias parciais. A técnica *conformal mapping* possui expressões analíticas que permitem determinar capacitâncias parciais por unidade de comprimento, levando-se em conta a contribuição de todas as camadas dielétricas entorno das trilhas metálicas da estrutura planar. Em seguida, é efetuada a somatória de todas as capacitâncias parciais cujo resultado é então multiplicado pelo comprimento total da estrutura planar para se determinar a capacitância total desejada.

A técnica *Conformal mapping* é usada na solução de problemas de campo estático e quase-estático bidimensionais, sendo, portanto aplicada a estruturas planares ou linhas planares como a CPS (*coplanar stripline*), a CPW (*coplanar waveguide*) e a *microstrip* que estão exemplificadas na Figura 2.9 (GUPTA *et al.*, 1996; GARG, 2008; SYCHEV, CHEKALIN, STRUCHKOV, 2014). Esta técnica também permite determinar a constante dielétrica efetiva (ϵ_{ref}), a impedância característica (Z_0) bem como a condutância (G) associada às perdas dielétricas da estrutura planar, por meio de integrais elípticas completas, geralmente, de primeira ordem (SIMONS, 2001; GEVORGIAN *et al.*, 2003; GARG, cap. 2008).

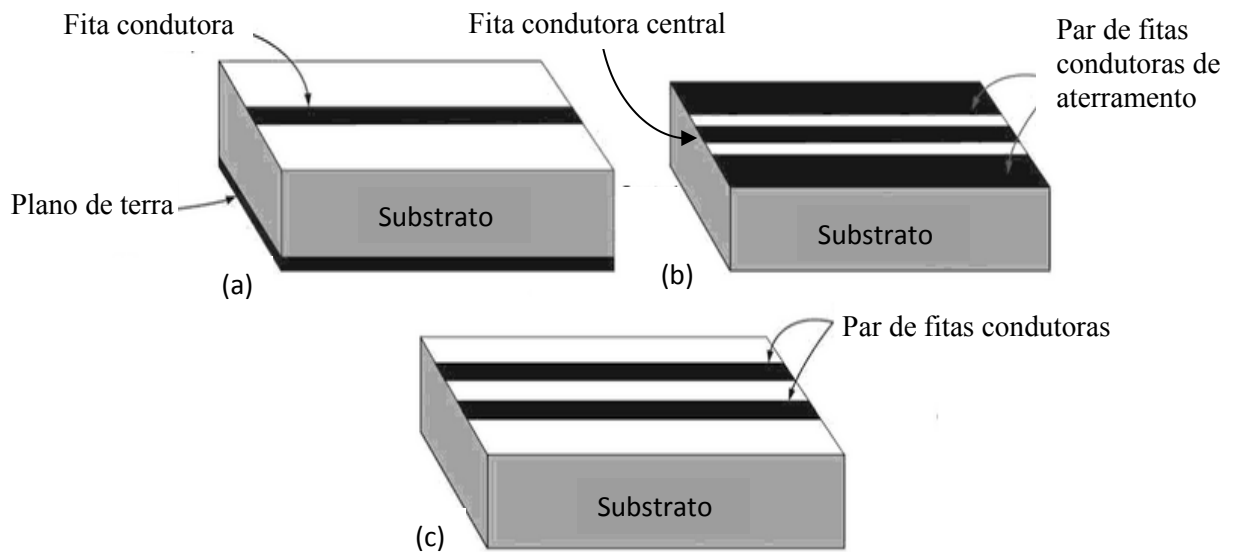


Figura 2.9- Principais linhas de transmissão fabricadas em placas de circuito impresso. Em (a): *microstrip*; em (b) *coplanar waveguide* (CPW); em (c) *coplanar stripline* (CPS).

Fonte: Modificada de Nguyen (2015)

Há, no entanto uma condição *sine qua non* para que se possa aplicar a técnica *conformal mapping* em linhas de transmissão planares: o modo dominante de transmissão de ondas eletromagnéticas dever ser o mais próximo possível do modo *TEM* (*modo transversal eletromagnético*). Este quão próximo do modo *TEM* deu origem ao modo *quasi-TEM* (*modo quase transversal eletromagnético*), onde se consideram desprezíveis as componentes de campo elétrico e magnético na direção longitudinal da estrutura planar, em cuja direção se propaga o modo dominante das ondas eletromagnéticas. O modo *quasi-TEM* possibilita o uso de soluções de campo em duas dimensões, porém em frequências, geralmente, até poucos gigahertz e quando a dimensão física da linha de transmissão planar for muito menor que o comprimento de onda do modo de propagação dominante. Portanto, para que as bobinas planas, objeto desta tese, possam atuar no modo *quasi-TEM*, é necessário que sejam fabricadas com dimensões reduzidas em relação a sua faixa de frequência de operação.

Essas técnicas serão aplicadas no capítulo 5 para a determinação da capacitância própria² C_s de cada enrolamento B1 e B2 da PSC bifilar e da capacitância mútua C_m existente entre esses enrolamentos monofilares.

² A terminologia “capacitância própria” (*self capacitance*) usada nesta tese significa uma capacitância intrínseca da própria bobina plana que surge em função da proximidade entre suas trilhas metálicas, sem a necessidade de conexão de capacitores externos. Capacitância própria é também equivalente à capacitância parasita (*stray capacitance*) cujas terminologias são geralmente aplicadas a circuitos ressonantes na faixa de rádio frequência (RF) (MEDHURST, 1947a e 1947b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997; KAZIMIERCZUK, 2014, cap. 9). Entretanto, há um conceito de capacitância própria relacionado com um condutor isolado onde o seu potencial elétrico é determinado em relação ao potencial de referência (0 Volt) de uma esfera condutora oca, hipotética, de raio infinito, centrada no condutor isolado supracitado. Este conceito está presente em livros que abordam teoria

2.5 MODELOS ELÉTRICOS CONCENTRADOS DE PSCs MONOFILARES

Modelos elétricos concentrados são modelos que visam a representar o comportamento elétrico de elementos passivos cujas dimensões físicas sejam muito menores que o comprimento de onda λ associado à mais alta frequência sob análise. Sob esta condição, segundo Bahl (cap. 1, 2003) e Pozar (cap. 5, 2012), as dimensões máximas de um elemento passivo, em geral, não poderão exceder a algo entre $\lambda/20$ e $\lambda/10$, caso contrário deverão ser tratados com modelos distribuídos, onde as leis de Kirchhoff não se aplicam.

À medida que os modelos elétricos concentrados forem sendo apresentados nas seções 2.5 e 2.6, serão abordadas as respectivas técnicas usadas pelos autores para obterem as capacitâncias e as resistências associadas às perdas dielétricas. Portanto, não serão abordadas as técnicas utilizadas para a obtenção da resistência série R_s e nem das indutâncias própria L_s e mútua M , haja vista que para esses parâmetros o autor desta tese não espera trazer nenhuma contribuição, mas apenas utilizar técnicas e equações já disponíveis na literatura correlata.

Serão abordados, a seguir, modelos elétricos de PSCs fabricadas em substrato de silício (Si) e em FR-4. É importante salientar que será realizado um estudo de modelos elétricos para PSCs em Si, pois esses modelos foram estudados em maior profusão a partir da década 1990 e por isso poderão auxiliar na compreensão de modelos de PSCs fabricadas em substrato FR-4 que é o objeto de estudo desta tese.

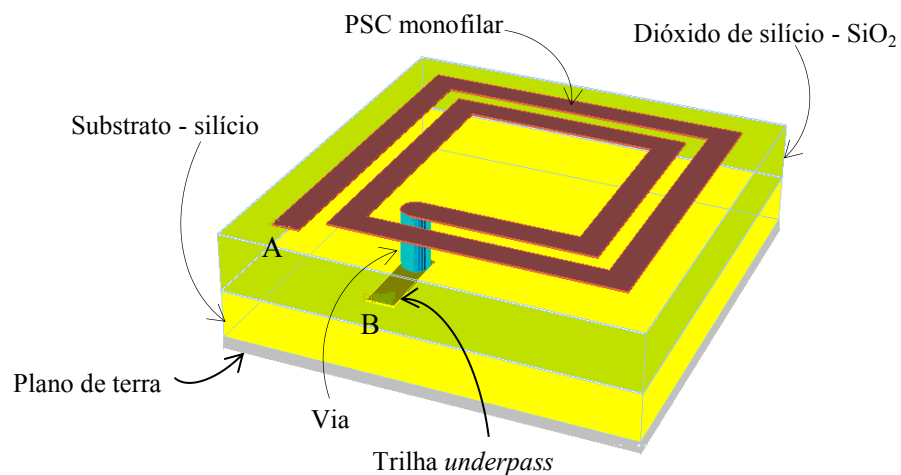


Figura 2.10 - PSC monofilar quadrada com duas espiras, em substrato de silício.

Fonte: ilustração do autor (2017).

Uma PSC monofilar quadrada em substrato de Si, com duas espiras, é exposta na Figura 2.10, onde se observa que o seu terminal B se conecta na parte mais interna da PSC por meio de uma trilha *underpass* situada na camada de óxido e por meio de uma via (furo metalizado).

O substrato de silício e o dióxido de silício (SiO_2) possuem propriedades elétricas bem distintas. Ao contrário do dióxido de silício que é um material isolante, o substrato de silício é um material condutivo de resistividade variando entre 0,1 e 200 $\Omega\cdot\text{cm}$ dependendo da aplicabilidade (YUE; WONG, 2000; NGUYEN, cap.3, 2015). A função da camada de óxido situada acima do substrato é reduzir a capacitância equivalente vista pelos terminais A-B da PSC, reduzir as perdas dielétricas, aumentar o fator de qualidade e elevar a frequência de autorressonância. Além do SiO_2 (sílica), outros materiais isolantes também podem ser utilizados acima do substrato de Si tais como SiON (oxinitreto de silício) e o Si_3N_4 (nitrito de silício) (ASHBY *et al.*, 1994).

Segundo Chen e Liou (2004), Nguyen e Meyer (1990) desenvolveram a primeira PSC monofilar quadrada em substrato de Si cujo modelo *pi* está exposto na Figura 2.11.

O modelo *pi* é largamente usado em projetos de PSCs, sobretudo aquelas que possuem um plano de terra e que são modeladas com duas portas. Este modelo é simples e seus parâmetros se ajustam com relativa facilidade aos dados empíricos. Como ponto negativo, o modelo *pi* possui uma largura de banda estreita. Assim, a sua aplicação se restringe a modelar o comportamento de uma PSC em uma pequena faixa de frequências (AGUILERA; BERENQUER, cap. 2, 2004).

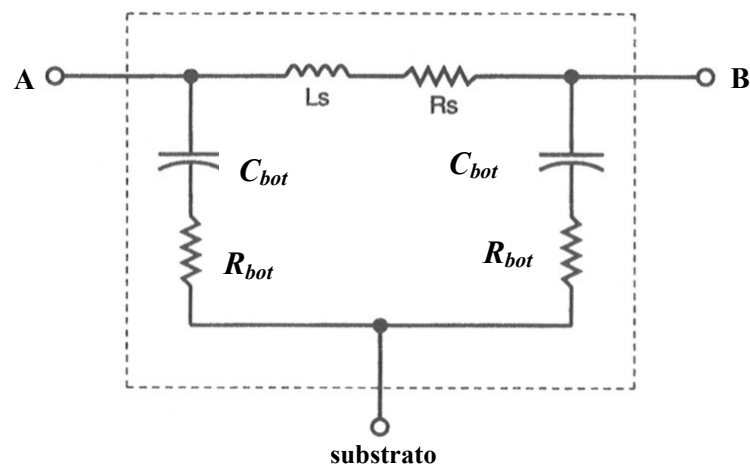


Figura 2.11- Modelo elétrico de uma PSC monofilar quadrada, em substrato de silício, proposta por Nguyen e Meyer (1990), onde A e B são os terminais da PSC, L_s a indutância, R_s a resistência série, C_{bot} a capacitância entre as trilhas metálicas e o substrato e R_{bot} a resistência associada aos materiais dielétricos.

Fonte: modificada de Nguyen e Meyer (1990).

No modelo proposto por Nguyen e Meyer (1990) a capacitância C_{bot} que se forma entre as trilhas metálicas e o substrato de Si foi calculada considerando as trilhas paralelas da PSC como linhas curtas acopladas *microstrip* cujas expressões analíticas foram apresentadas por Garg e Bahl (1979) e a resistência do substrato R_{bot} foi obtida a partir de parâmetros S mensurados.

Crols *et al.* (1996) apresentaram um modelo idêntico ao da Figura 2.11, porém para a determinação dos parâmetros (R , L e C) deste modelo foram fornecidas expressões analíticas próprias, ajustadas a dados de simulações eletromagnéticas. C_{bot} foi modelada como um capacitor de placas paralelas cuja capacitância é proporcional à área total ocupada pela trilha metálica da PSC (comprimento médio do percurso espiral l_{av} multiplicado pela largura da trilha w) e a resistência R_{bot} como sendo proporcional à resistência de placa (R_{sheet}) do substrato (CROLS; STEYAERT, cap. 3, 2003).

No entanto, o modelo de PSC proposto por Nguyen e Meyer (1990) e CROLS *et al.* (1996) possui algumas limitações. Neste modelo, a capacitância C_{bot} representa o efeito conjunto da capacitância do substrato C_{sub} e da capacitância da camada de óxido C_{ox} , ao passo que uma análise mais precisa da curva de impedância *versus* frequência, para uma PSC modelada sob duas portas, envolveria representar C_{sub} e C_{ox} separadamente. E para tornar a curva de impedância ainda mais fidedigna em relação aos valores medidos, é necessário acrescentar ao modelo da Figura 2.11 a capacitância C_{ac} que visa a representar o acoplamento capacitivo entre as trilhas da PSC, relacionada à parcela de campo elétrico que não trafega pelo substrato, cuja capacitância deve ficar em paralelo com o ramo série (L_s - R_s). Tais modificações foram apresentadas no modelo proposto por Yue e Wong (2000), conforme Figura 2.12.

Yue e Wong (2000) modelaram os capacitores C_{ox} e C_{ac} como sendo de placas paralelas, C_{sub} como sendo proporcional à capacitância C_{pu} por unidade de área e a resistência R_{sub} como sendo inversamente proporcional à condutância G_{pu} por unidade de área, onde C_{pu} e G_{pu} foram extraídos a partir de dados mensurados, considerando a área total ocupada pela trilha metálica da PSC.

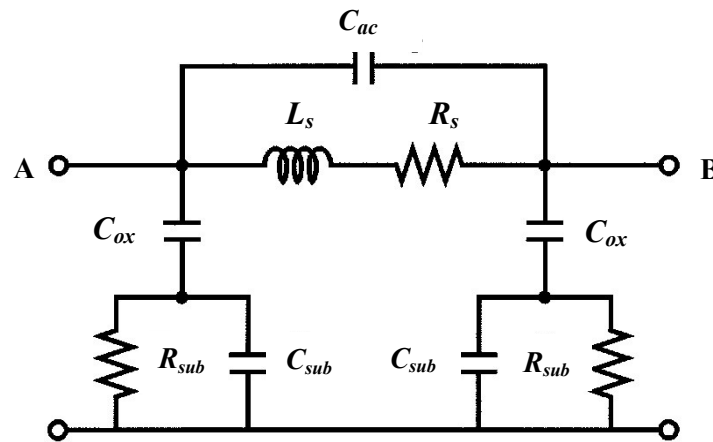


Figura 2.12- Modelo elétrico de uma PSC monofilar, em substrato de silício, proposto por Yue e Wong (2000), onde C_{ac} representa o acoplamento capacitivo que se forma entre os terminais A-B da PSC, C_{ox} a capacitância do óxido que se forma entre a camada metálica *top* e o substrato, C_{sub} a capacitância do substrato e R_{sub} a resistência do substrato de Si.
Fonte: Modificada de Nguyen e Meyer (1990).

A rigor, a capacitância C_{ac} é devida ao campo elétrico que flui entre as voltas adjacentes da PSC e também devido ao campo elétrico que trafega entre suas trilhas metálicas e o trecho *underpass* situado na camada de óxido. Assim, C_{ac} é formada por duas capacitâncias: a capacitância própria C_s que se forma entre as voltas da PSC e a capacitância C_{ov} que se forma entre as trilhas metálicas da PSC e o trecho *underpass*, conforme Figura 2.13 e equação (2.3) (YUE, cap. 3, 1998).

$$C_{ac} = C_{ov} + C_s . \quad (2.3)$$

No entanto, no modelo de Yue e Wong (2000) foi desprezada a capacitância C_s . Assim, considerou-se $C_{ac} \cong C_{ov}$, pois para as PSCs estudadas, a diferença de potencial entre as espiras adjacentes, onde se forma C_s , foi considerada muito menor que a diferença de potencial entre as trilhas metálicas da PSC e o trecho *underpass*, onde se forma C_{ov} .

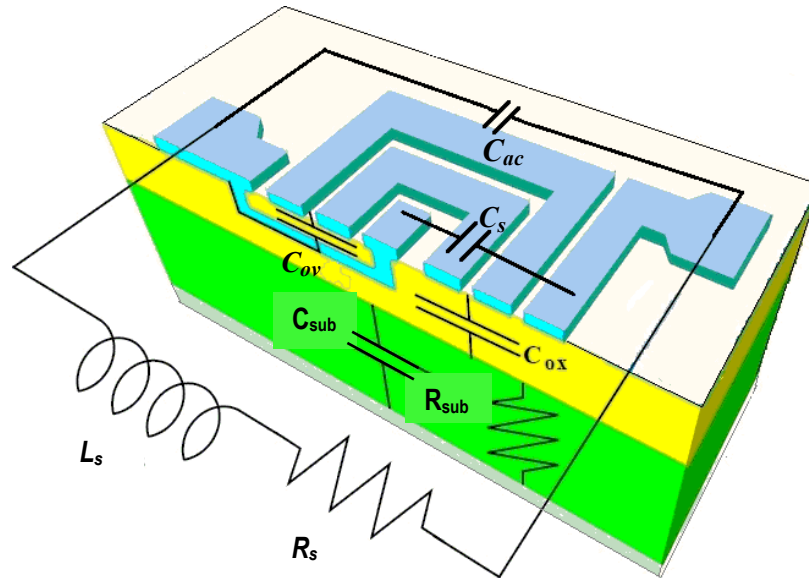


Figura 2.13- Seção transversal de uma PSC monofilar em substrato de silício, incluindo os parâmetros (R , L e C) do modelo elétrico proposto por Yue e Wong (2000), sendo $C_{ac} = C_{ov} + C_s$.
Fonte: Modificada de Yue e Wong (2000).

Porém, esta simplificação feita por Yue e Wong (2000) não será possível aplicar para as PSCs bifilares objeto desta tese, sendo necessário levar em consideração tanto C_{ov} quanto C_s , pois tais capacitâncias terão um peso significativo sobre o cômputo da capacitância parasita total.

Ao contrário das PSCs monofilares em substrato de Si, descritas anteriormente, que possuem um plano de terra abaixo do substrato e que foram modeladas sob duas portas, as PSCs monofilares em substrato FR-4, sem plano de terra, serão modeladas com uma única porta, possibilitando um modelo elétrico mais compacto. Por outro lado, a falta de um plano de terra implica que a capacitância parasita C_s passará a englobar as contribuições de todas as camadas dielétricas (substrato e revestimentos superficiais *top* e *bottom*). Além disso, a capacitância do substrato C_{sub} não poderá mais ser modelada como um simples capacitor de placas paralelas e, portanto, outras técnicas deverão ser usadas para calculá-la.

Jow e Ghovanloo (2009) e Jow (cap. 3, 2013) estudaram PSCs em substrato FR-4 como dispositivos implantáveis em aplicações biomédicas, cujo modelo elétrico é apresentado na Figura 2.14.

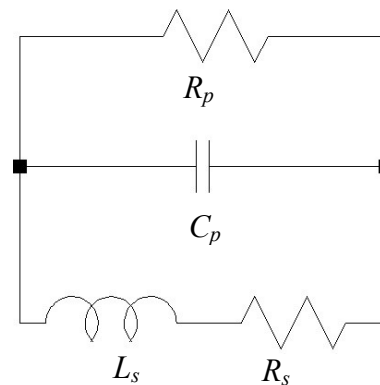


Figura 2.14- Modelo elétrico de uma PSC monofilar em substrato FR-4, sendo C_p a capacitância parasita total e R_p a resistência associada às perdas dielétricas.

Fonte: modificada de Jow e Ghovanloo (2009).

Na Figura 2.14, a capacitância C_p e a resistência R_p já contabilizam as contribuições de todas as camadas dielétricas da PSC e também já é levada em consideração a capacitância C_{ov} . Assim, no modelo apresentado por Jow e Ghovanloo (2009), a capacitância parasita total C_p é

$$C_p = C_s + C_{ov} . \quad (2.4)$$

Segundo Jow e Ghovanloo (2009), os pares de trilhas metálicas que se cruzam entre a camada *top* e a trilha *underpass* da PSC, onde se forma a capacitância C_{ov} , poderão ser tratados como linhas *microstrip* utilizando expressões desenvolvidas por Bahl e Garg (1977). E para o cálculo de C_s e R_p , Jow e Ghovanloo (2009) consideram as trilhas metálicas paralelas adjacentes da PSC como linhas planares CPS envolvidas por cinco camadas dielétricas, conforme Figura 2.15. Em seguida, os referidos autores utilizaram as técnicas *conformal mapping* e superposição de capacitâncias parciais para calcular a capacitância C_{CPS} e a condutância G_{CPS} por unidade de comprimento (GEVORGIAN *et al.*, 2003). Assim, segundo Jow e Ghovanloo (2009),

$$C_s = C_{CPS} \cdot l_{av} \quad (2.5)$$

e

$$R_p = (G_{CPS} \cdot l_{av})^{-1} . \quad (2.6)$$

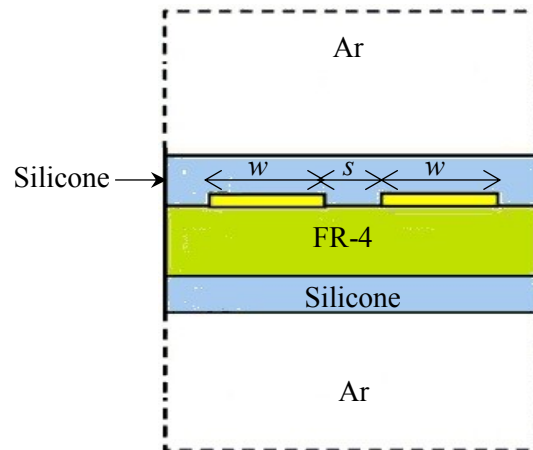


Figura 2.15- Seção transversal de uma PSC monofilar, em substrato FR-4, cujas trilhas metálicas estão envolvidas por cinco camadas de materiais dielétricos. O par de trilhas metálicas de largura w e espaçamento s representa uma linha *coplanar stripline* (CPS).

Fonte: Modificada de Jow e Ghovanloo (2009).

Porém, Jow e Ghovanloo (2009) e Jow (cap. 3, 2013) não apresentaram uma análise comparativa entre os valores teóricos de C_s e R_p , calculados pela técnica *conformal mapping*, com os resultados simulados e medidos para se conhecer a precisão de seus resultados teóricos.

A capacitância C_s que se forma entre pares de trilhas metálicas paralelas adjacentes da PSC não depende somente dos parâmetros geométricos w , s , D_{out_b} , D_{in_b} e dos meios dielétricos que envolvem a PSC, mas também da diferença de potencial (d.d.p) existente entre cada par de trilhas metálicas adjacentes, onde tal capacitância se forma.

Assim, considerando-se uma fonte de tensão aplicada aos terminais da PSC, a d.d.p que surge entre pares de trilhas metálicas adjacentes não será constante ao longo de toda a extensão do enrolamento espiral plano, mas gradativamente decrescente, comparando as espiras mais externas com as mais internas da PSC.

Portanto, a técnica *conformal mapping*, isoladamente, não poderá fornecer um resultado preciso para C_s e R_p , pois a modelagem da PSC como uma linha CPS apresentada por Jow e Ghovanloo (2009) e Jow (cap. 3, 2013) partiu da premissa de que a d.d.p entre as espiras fosse constante em amplitude, para o cálculo da capacitância e da condutância por unidade de comprimento, cuja hipótese não se aplica a PSCs.

Olivo, Carrara e De Micheli (2011) apresentaram o mesmo modelo de PSC em FR-4 da Figura 2.14 e também modelaram a capacitância parasita C_s como uma linha CPS, porém os referidos autores já levaram em consideração a queda de tensão ao longo das espiras da

PSC, sugerida por Neagu *et. al.* (1997), adotando um fator de correção para C_s , cujo valor é igual ao número de espiras N_m da PSC monofilar. Assim,

$$C_s = \frac{C_{CPS} l_{av}}{N_m}. \quad (2.7)$$

Para o cálculo de R_p , Olivo, Carrara e De Micheli (2011) utilizaram a equação

$$R_p = \frac{\rho_{sub} t_{sub}}{l_{av} w}, \quad (2.8)$$

onde ρ_{sub} e t_{sub} correspondem, respectivamente, à resistividade e à espessura do substrato FR-4, supondo a PSC imersa em ar e sem revestimentos superficiais nas camadas *top* e *bottom*.

A equação (2.7) é mais realista em relação aos valores medidos do que a equação (2.5), porém os resultados apresentados por Olivo, Carrara e De Micheli (2011) ainda são bastante imprecisos, obtendo-se erros de até 49,1% para o lote de PSCs pesquisadas pelos autores em relação a dados mensurados.

Quanto à R_p , Olivo, Carrara e De Micheli (2011) não apresentaram uma análise comparativa entre os valores teóricos e os resultados medidos e simulados, para se conhecer o erro percentual da equação (2.8).

Wu, Tang e Liu (2003) e Huang, Lu e Jiang (2006) determinaram expressões para as capacitâncias distribuídas ao longo das trilhas metálicas de uma PSC monofilar que levam em conta o comprimento dessas trilhas, a d.d.p e a energia armazenada nas capacitâncias que se estabelecem entre cada par de trechos paralelos adjacentes ou entre espiras da bobina plana. No entanto, para que tais expressões possam produzir um baixo erro – geralmente inferior a 7,5% - os autores impuseram $w > 10s$. Além disso, o cálculo foi aplicado apenas a PSCs em substrato de silício, sob duas portas, com um plano de terra e para $N_m < 10$, ao passo que as PSCs bifilares estudadas nesta tese tem $12 \geq N_m \geq 10$ e $4 \geq (w/s) \geq 1,22$.

Masuda *et al.* (2006) efetuaram simulações de circuitos elétricos (EC) com um lote de PSCs monofilares para o número de espiras variando entre 1,5 e 5,5 espiras e determinaram para cada uma delas um fator de degeneração α que é dependente do número de espiras N_m . O fator de degeneração α é um termo a ser multiplicado pela capacitância total C_{teq} obtida a partir de uma soma de capacitores de placas paralelas C_i distribuídas ao longo da PSC,

conforme Figura 2.16. Masuda *et al.* (2006) citam como exemplo uma PSC com $N_m=2,5$ para a qual se obteve um fator de degeneração $\alpha = 0,125$. Assim, para este exemplo, $C_s = 0,125 \cdot C_{t_{eq}}$ e para o lote de PSCs pesquisados pelos autores o erro máximo no cálculo de C_s foi de 5,8%.

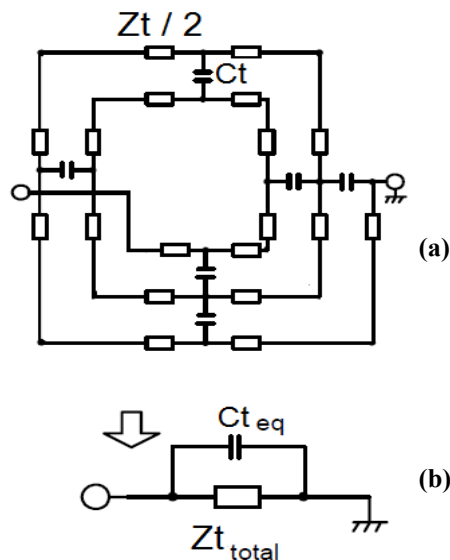


Figura 2.16- Modelo de uma PSC monofilar com $N_m=2,5$. Em (a): distribuição de capacitores C_t e de impedâncias série Z_t ; em (b): circuito equivalente da PSC.

Fonte: Modificada de Masuda *et al.* (2006).

Infelizmente, a proposta de Masuda *et al.* (2006) de se obter os fatores de degeneração através de simulações de circuitos elétricos seria inviável para os propósitos desta tese, pois algumas PSCs que serão objeto desta pesquisa terão até 28 espiras, o que tornaria mais complexo esquematizar manualmente o circuito elétrico espiral nos moldes da Figura 2.16, haja vista que seria necessário distribuir dezenas de capacitores C_t ao longo do percurso espiral da PSC, além de se ter que determinar previamente a indutância e a resistência elétrica que formam a impedância série Z_t de cada trecho para, por fim, efetuar a simulação de circuitos elétricos.

Entretanto, é plenamente viável aproveitar parcialmente a técnica proposta por Masuda *et al.* (2006) para se determinar uma curva com fatores de degeneração *versus* N_m , similar à figura 2.17, porém obtida a partir de simulações eletromagnéticas aplicadas a um determinado lote de PSCs, como será abordado no capítulo 5.

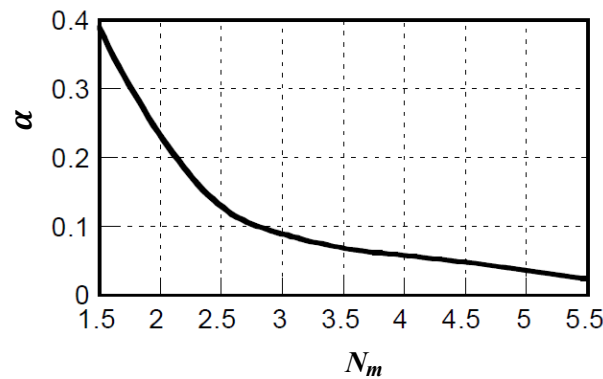


Figura 2.17- Curva de fatores de degeneração α versus número de espiras N_m .
Fonte: Modificada de Masuda *et al.* (2006).

2.6 MODELOS ELÉTRICOS DE BOBINAS BIFILARES E DE TRANSFORMADORES

A PSC bifilar possui capacitâncias parasitas que se formam entre suas trilhas metálicas que, em conjunto com sua indutância, são responsáveis por torná-la um elemento passivo autorressonante. Porém, a modelagem de bobinas bifilares atuando como um elemento ressonador ainda é um assunto pouquíssimo pesquisado na atualidade. Por outro lado, atualmente, há uma vasta literatura sobre a modelagem de transformadores que puderam contribuir substancialmente para a definição do modelo elétrico da PSC bifilar que será abordado no capítulo 3. Salienta-se, no entanto que transformadores atuando como dispositivos de fornecimento de energia elétrica, em geral, são restritos a uma faixa de operação bem abaixo da primeira frequência de ressonância, ao passo que o modelo elétrico da PSC bifilar que se obteve nesta tese abarca um espectro de frequência um pouco mais abrangente, cobrindo as duas primeiras ressonâncias (vale e pico).

A PSC-BQS descrita na Figura 2.3(c) é idêntica a um transformador plano de enrolamentos simétricos (TPES) cujo método de enrolamento é conhecido como Frlan (FRLAN,1989). Este método assegura que os enrolamentos primário e secundário tenham o mesmo número de espiras e também parâmetros elétricos (R, L e C) simétricos.

Um dos primeiros modelos de TPES, apresentado na Figura 2.18, foi proposto por Frlan (1989). Nas décadas seguintes este método de enrolamento se popularizou e por isso atualmente leva o nome Frlan. A única diferença entre o transformador Frlan e a PSC-BQS está no plano de terra existente apenas no Frlan.

Para o modelo da Figura 2.18, os cálculos das capacitâncias C_{g1} e C_{g2} em relação ao plano de terra e da capacitância mútua C_m entre os enrolamentos primário e secundário foram realizados a partir da análise de modo par e modo ímpar apresentada por Smith (1971) e auxiliada pela técnica *conformal mapping*, considerando os segmentos da PSC como linhas *microstrip* acopladas.

No entanto, a determinação de tais capacitâncias demanda certa complexidade que tende a aumentar com o número de espiras, pois é necessário calcular a capacitância de cada segmento da PSC individualmente para computar C_{g1} e C_{g2} , e para pares de segmentos adjacentes para o cômputo de C_m . Portanto, para transformadores planos com dezenas de espiras, é necessário recorrer à implementação de um algoritmo para desenvolver o cálculo dessas capacitâncias.

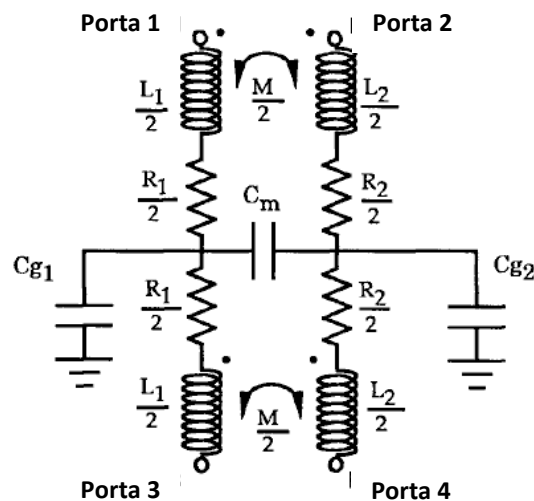


Figura 2.18- Modelo elétrico de um TPES proposto por Frlan (1989), onde L_i e R_i são respectivamente a indutância própria e a resistência do enrolamento i , sendo o índice $i=1$ referente aos elementos passivos do lado primário (portas 1-3) e o índice $i=2$ para o lado secundário (portas 2-4). C_{g_i} é a capacitância entre o enrolamento i e o plano de terra, C_m é a capacitância mútua entre os enrolamentos primário e secundário e M é a indutância mútua entre esses enrolamentos.

Fonte: Modificada de Frlan (cap3, 1989).

Long (2000) apresentou o modelo de um TPES em substrato de silício, exposto na Figura 2.19, cujos parâmetros elétricos e o modelo em si foram extraídos do *software* GEMCAP2 que internamente também subdivide a PSC em segmentos tratados como linhas *microstrip* acopladas.

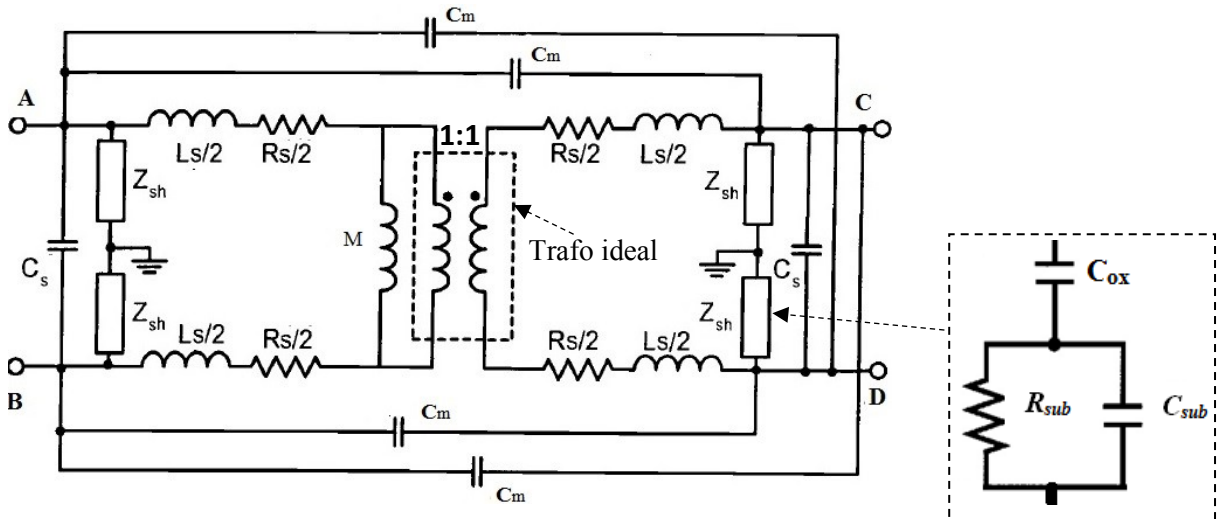


Figura 2.19- Modelo elétrico de um TPES em substrato de silício proposto por Long (2000).
Fonte: modificada de Long (2000).

Costa (2002), Ogunnika (2003), El-Gouhary (cap. 3, 2014), Mazzanti e Bevilacqua (2015) e Zhu *et al.* (2015) estudaram o transformador como um elemento ressonador para aplicá-lo em circuitos osciladores controlados por tensão (VCO) e o designaram como ressonador baseado em transformador (TBR).

Basicamente, um TBR é um par de tanques LC magneticamente acoplados que oscilam numa mesma frequência ou em frequências distintas, conforme Figura 2.20.

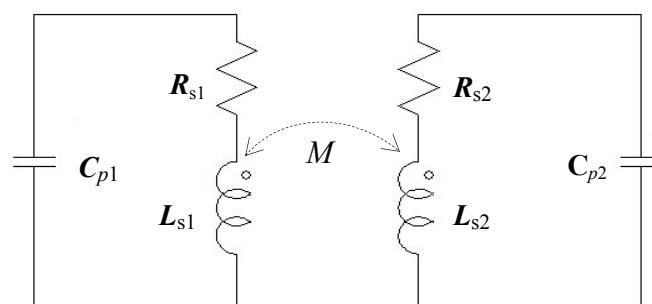


Figura 2.20- Modelo elétrico de um TBR.
Fonte: modificada de Zhu *et al.* (2015).

No caso de uma PSC-BQS, devido à simetria de seu *layout*, pode-se considerar que os seus enrolamentos monofilares B1 e B2 formam tanques LC idênticos magneticamente acoplados e que oscilam na mesma frequência de ressonância.

Deve-se destacar, no entanto que o modelo de um TBR possibilita apenas determinar o primeiro pico de ressonância e que esse modelo despreza a capacitância mútua C_m entre os enrolamentos primário e secundário, bem como as resistências associadas às perdas dielétricas (COSTA, 2002). Portanto, o modelo elétrico de um TBR pode, em princípio, ser útil para se estimar o primeiro pico de ressonância da PSC bifilar em aberto, mas esse modelo não possibilita determinar o primeiro vale de ressonância e nem a curva de resposta em frequência de Z_{14} da PSC bifilar.

Isik e Esselle (2009) estudaram ressonadores espirais arquimedianos bifilares (ASR bifilares) para aplicações como metamateriais e adotaram o modelo elétrico descrito na Figura 2.21. Para o cálculo das capacitâncias próprias (C_{11} e C_{22}) e mútua (C_{12} e C_{21}), a ASR bifilar foi considerada como um par de linhas planares CPS, para as quais foram usadas as técnicas *conformal mapping* e de superposição de capacitâncias parciais (SIMONS, cap. 6, 2001). No entanto, os referidos autores desprezaram a queda de tensão por espira no cálculo das capacitâncias próprias, o que provocou um erro em torno de 22% no cálculo da frequência de autorressonância em relação a dados mensurados.

No capítulo 5, será apresentada uma nova abordagem para a determinação de capacitâncias mútuas de PSCs bifilares usando linhas CPW e de capacitâncias próprias usando fatores de degeneração. Essas abordagens serão comparadas com os resultados apresentados por Isik e Esselle (2009) e Olivo, Carrara e De Micheli (2011).

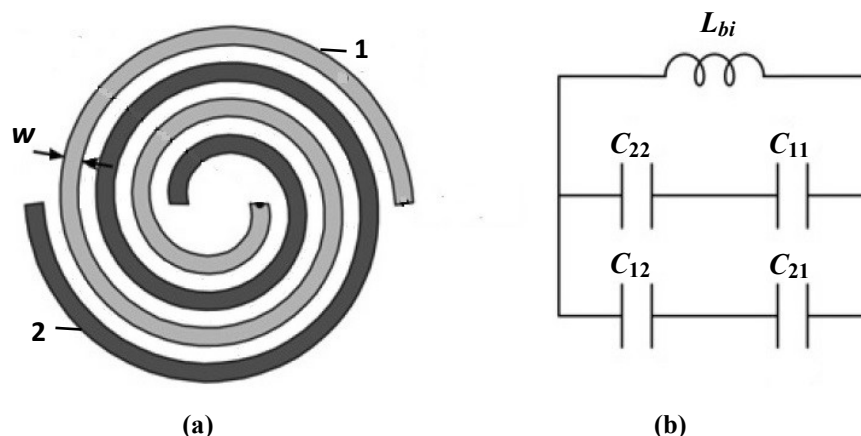


Figura 2.21- Ressonador espiral arquimediano bifilar (ASR bifilar). Em (a): vista superior do ASR bifilar; em (b): modelo elétrico equivalente, sem perdas resistivas, sendo C_{12} e C_{21} capacitâncias mútuas entre os enrolamentos 1-2 e C_{11} e C_{22} são capacitâncias próprias de cada enrolamento.

Fonte: Modificada de Isik e Esselle (2009).

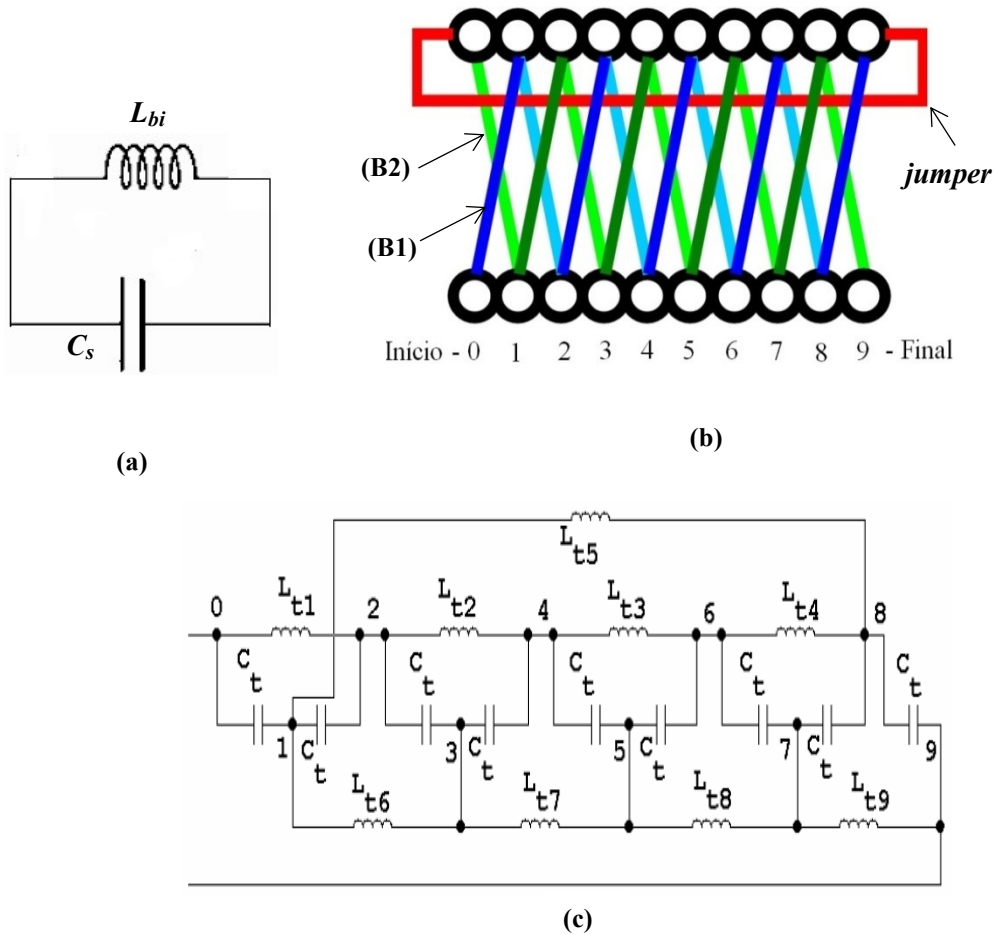


Figura 2.22- Enrolamento helicoidal bifilar fechado e sua modelagem: (a) modelo concentrado; (b) esquema de uma bobina bifilar fechada com 9 espiras, sem perdas, onde os enrolamentos B1 e B2 se interligam através de um *jumper*; (c) modelo elétrico segmentado para a bifilar fechada de 9 espiras, onde L_t e C_t são, respectivamente, as indutâncias e capacitâncias por volta.

Fonte: Modificada de Miranda (2012); Pichorim e Destefani (2010).

Pichorim e Destefani (2010) e Pichorim (2011) propuseram um modelo segmentado para a bobina helicoidal bifilar fechada que aproveita a capacitância C_s e a indutância L_{bi} totais do modelo concentrado da Figura 2.22(a) para se determinar os parâmetros C_t e L_t que representam, respectivamente, capacitâncias e indutâncias por volta. Para completar a modelagem segmentada exposta na Figura 2.22(c), conecta-se cada parâmetro C_t e L_t na ordem exata em que as espiras são enroladas na bobina bifilar fechada da Figura 2.22(b), sendo

$$C_t = NC_s \quad (2.9)$$

e

$$L_t = L_{bi} / N, \quad (2.10)$$

onde N é o número de espiras da bobina bifilar.

As equações (2.9) e (2.10), no entanto, da forma proposta pelos autores, é adequada somente quando se lida com bobinas bifilares no formato solenoide cilíndrico onde o raio de cada espira e a distância entre elas é a mesma, o que garante valores de C_t e L_t idênticos para cada volta da bobina bifilar. Porém, em uma PSC bifilar quadrada, o comprimento físico de cada volta não é o mesmo. Logo, para aplicar a proposta de Pichorim (2011) a uma PSC bifilar é necessário determinar as indutâncias L_t e as capacitâncias C_t de cada volta individualmente. Quanto à determinação das indutâncias L_t , pode-se utilizar o método de Grover (1946) e Greenhouse (1974), porém para o cálculo da capacitância C_t este é um assunto ainda em aberto na literatura.

Pichorim, Marcis e Laskoski (2012) estudaram uma PSC-BQA na configuração fechada com 16 espiras, conforme Figura 2.23, atuando como sensor ressonante passivo para medidas de umidade de solo, cujo modelo elétrico está representado na Figura 2.24. Porém, os autores não determinaram expressões para o cálculo dos parâmetros elétricos de seu modelo, mas apenas os determinaram de forma empírica usando um analisador de impedância.

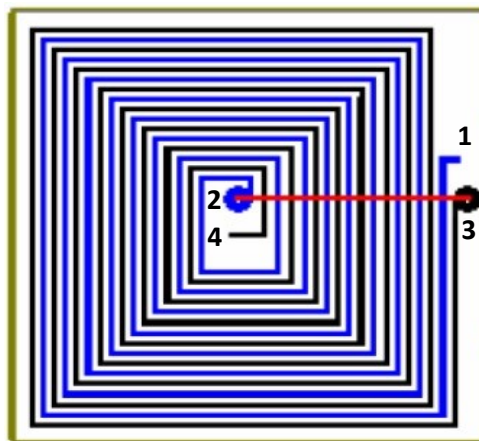


Figura 2.23- PSC-BQA com $N=16$ espiras, onde o *jumper* entre os pontos 2-3 possibilita a configuração fechada da PSC bifilar.

Fonte: Modificada de Pichorim, Marcis e Laskoski (2012).

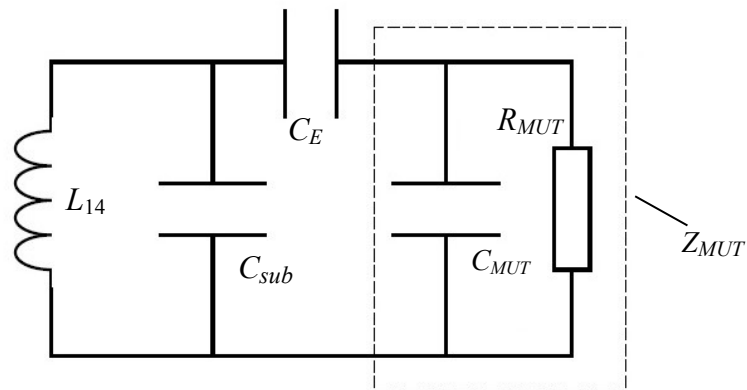


Figura 2.24- Modelo elétrico da PSC bifilar fechada acoplada ao meio sob teste (MUT) que poderá ser areia, terra ou o próprio ar. L_{14} é a indutância total entre os terminais 1-4 da Figura 2.23, C_E é a parcela da capacitância da máscara de solda que está diretamente em contato com a impedância do meio Z_{MUT} .

Fonte: Modificada de Pichorim, Marcis e Laskoski (2012).

Conforme será apresentado no capítulo 3, o modelo elétrico de uma PSC bifilar em aberto proposto nesta tese aproveitará, parcialmente, os modelos elétricos da PSC monofilar descrito na Figura 2.14 por Jow e Ghovanloo (2009) bem como a proposta do modelo elétrico de um TBR apresentado por Zhu *et al.* (2015) e descrito na Figura 2.20.

3 MODELO ELÉTRICO PROPOSTO E DETERMINAÇÃO DAS SRFs

3.1 MODELO ELÉTRICO PARA A PSC BIFILAR QUADRADA SIMÉTRICA EM ABERTO

A partir deste capítulo a pesquisa será focada apenas na modelagem da PSC bifilar quadrada de *layout* simétrico em aberto que é descrita na Figura 2.5.

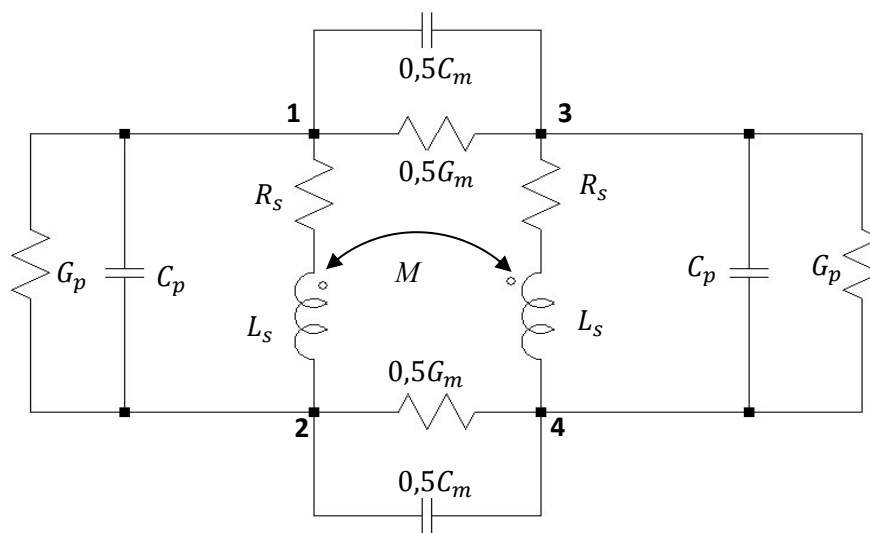


Figura 3.1- Modelo elétrico proposto para uma PSC bifilar quadrada em aberto de *layout* simétrico para frequências na faixa de MHz, onde a condutância G_m e a capacitância C_m foram distribuídas em duas partes iguais entre as PSCs monofilares B1 e B2.

Fonte: autoria própria (2018).

Infelizmente, o modelo elétrico simplificado da PSC bifilar aberta, exposto na Figura 2.4, não leva em conta as capacitâncias parasitas que se formam nos terminais (1)-(2) e (3)-(4) de cada PSC monofilar, bem como despreza as perdas resistivas que surgem nas trilhas metálicas e nos materiais dielétricos.

Assim, propõe-se na Figura 3.1 um modelo elétrico mais realista para a faixa de frequência (MHz) e tecnologia de interesse desta pesquisa, para a qual todas as resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias distribuídas nos enrolamentos monofilares B1 e B2 são consideradas idênticas, sendo

- L_s indutância própria de cada enrolamento monofilar;
- M indutância mútua que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2;
- R_s resistência série total das trilhas metálicas de cada enrolamento monofilar;
- C_p capacitância parasita total que se forma nos terminais 1-2 e 3-4 dos enrolamentos monofilares;
- C_m capacitância mútua que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2;
- G_p condutância devida às perdas dielétricas nos materiais e no meio que envolve a PSC bifilar e que surge nos terminais 1-2 e 3-4 dos enrolamentos monofilares;
- G_m condutância devida às perdas dielétricas nos materiais e no meio que envolve a PSC bifilar que surge entre os enrolamentos monofilares B1 e B2.

3.2 DETERMINAÇÃO DAS SRFs DA PSC BIFILAR ABERTA

Para a análise de circuitos elétricos, aplicando-se a lei de Kirchhoff para tensões (LKT), o modelo elétrico da PSC bifilar aberta da Figura 3.1 será simplificado, visando-se reduzir o número de correntes de malhas.

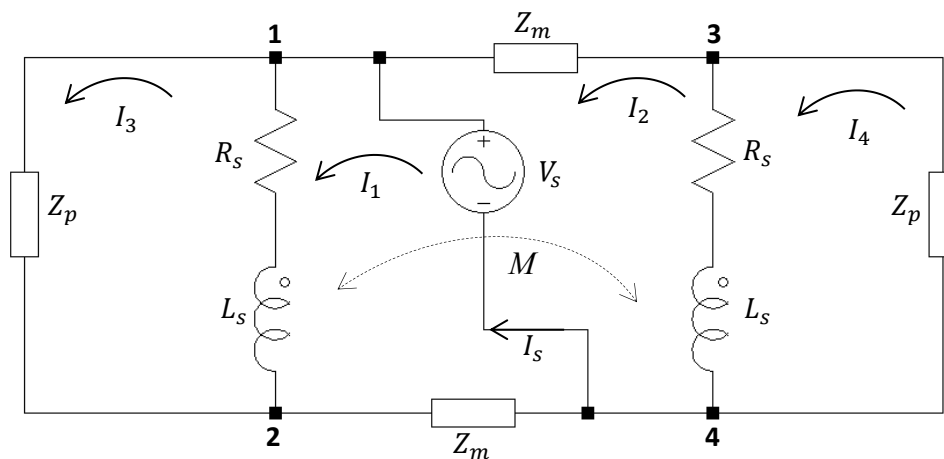


Figura 3.2- Modelo elétrico simplificado, com perdas resistivas, de uma PSC bifilar quadrada aberta de *layout* simétrico para análise do circuito elétrico.

Fonte: autoria própria (2018).

Assim, o modelo elétrico simplificado, com perdas resistivas, de uma PSC bifilar quadrada aberta de *layout* simétrico é apresentado na Figura 3.2, sendo

$$Z_p = (G_p + j\omega C_p)^{-1} \quad (3.1)$$

e

$$Z_m = 2(G_m + j\omega C_m)^{-1}. \quad (3.2)$$

E aplicando-se uma fonte de sinal alternado V_s nos terminais 1-4 do circuito elétrico da Figura 3.2, obtêm-se duas equações de malhas

$$-V_s + (R_s + j\omega L_s)(I_1 - I_3) - j\omega M(I_2 - I_4) + Z_m I_1 = 0, \quad (3.3)$$

e

$$Z_p I_3 + (R_s + j\omega L_s)(I_3 - I_1) + j\omega M(I_2 - I_4) = 0, \quad (3.4)$$

sendo, por simetria do circuito elétrico,

$$I_1 = -I_2 = 0,5I_s \quad (3.5)$$

e

$$I_3 = -I_4. \quad (3.6)$$

Substituindo (3.5) e (3.6) nas equações (3.3) e (3.4) e, posteriormente, somando-se essas duas últimas equações, obtêm-se

$$I_3 = \frac{2V_s - Z_m I_s}{2Z_p}. \quad (3.7)$$

Substituindo (3.1), (3.2) e (3.5) a (3.7) em (3.3), obtêm-se a impedância Z_{14}

$$Z_{14} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{[R_s + j\omega(L_s + M)][(j\omega C_m + G_m) + 2(j\omega C_p + G_p)] + 2}{2(j\omega C_m + G_m)\{1 + [R_s + j\omega(L_s + M)](j\omega C_p + G_p)\}}. \quad (3.8)$$

Embora a resistência R_s e as condutâncias G_m e G_p tenham uma expressiva importância sobre a curva de resposta em frequência da impedância Z_{14} de uma PSC bifilar quadrada em aberto, porém a fim de estimar o primeiro vale ω_{1v} (ou f_{1v}) e o primeiro pico de ressonância ω_{1p} (ou f_{1p}), esses elementos dissipativos podem ser desprezados, desde que os seus efeitos sobre frequências de ressonâncias possam ser negligenciáveis. Assim,

considerando G_p , G_m e R_s nulas na equação (3.8), isto resulta na impedância vista pelos terminais 1-4 para o modelo elétrico ideal de uma PSC bifilar aberta (SILVA; PICHORIM, 2018)

$$Z_{14} = \frac{-j[+2 - \omega^2(2C_p + C_m)(L_s + M)]}{2\omega C_m[1 - \omega^2 C_p(L_s + M)]}, \quad (3.9)$$

sendo ω a frequência angular e as respectivas frequências de ressonância

$$\omega_{1v} = 2\pi f_{1v} = \sqrt{\frac{2}{(2C_p + C_m)(L_s + M)}} \quad (3.10)$$

e

$$\omega_{1p} = 2\pi f_{1p} = \sqrt{\frac{1}{C_p(L_s + M)}}. \quad (3.11)$$

Conforme será apresentado no capítulo 6, as curvas de resposta em frequência Z_{14} versus f para o modelo proposto na Figura 3.1, associadas à equação (3.8), são bastante coerentes com as respectivas curvas medidas num analisador de impedância. Essa coerência será quantificada no capítulo 6 através do erro médio percentual absoluto (EMPA). Quanto às equações (3.10) e (3.11), também será verificado no capítulo 6 que elas conseguem estimar o primeiro vale e o pico de ressonância com um erro inferior a 7% em relação a valores medidos no analisador de impedância.

4 METODOLOGIA PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DA PSC BIFILAR DE FORMA EXPERIMENTAL E POR SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS

Neste capítulo serão abordados os procedimentos metodológicos adotados para a determinação dos parâmetros elétricos da PSC bifilar quadrada de *layout* simétrico em aberto obtidos por um analisador de impedância e por simulações EM.

4.1. DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO MODELO

Os parâmetros elétricos foram obtidos de forma experimental usando o analisador de impedância Agilent (Keysight) 4294A.

Antes de realizar as medidas, o analisador de impedância foi calibrado conforme procedimento experimental (em aberto, em curto-circuito e com carga resistiva) presente em seu manual de uso (KEYSIGHT, 2018).

As indutâncias L_s e M foram obtidas conforme procedimento experimental descrito por López-Fernández, Ertan e Turowski (2013) para transformadores planos com núcleo de ar.

A indutância própria L_s foi mensurada entre os terminais 1-2 e com os terminais 3-4 em aberto, sendo a numeração associada aos terminais da PSC bifilar conforme Figura 2.5.

Para a determinação da indutância mútua M adotou-se o seguinte procedimento experimental: os terminais 2-3 de polaridades opostas foram inicialmente curto circuitados e a indutância L_{14} , vista pelos terminais 1-4, foi medida. Posteriormente, o curto circuito entre os terminais 2-3 foi removido, os terminais 2-4 de mesma polaridade foram interligados e a indutância L_{13} , vista pelos terminais 1-3, foi mensurada.

A partir dos valores mensurados de L_{14} e L_{13} , a indutância mútua M da PSC bifilar pode ser determinada usando a equação (LÓPEZ-FERNÁNDEZ, ERTAN, TUROWSKI, cap. 23, 2013)

$$M = \frac{L_{14} - L_{13}}{4}. \quad (4.1)$$

E o fator de acoplamento magnético k é estimado usando a equação

$$k = \frac{M}{L_s}, \quad (4.2)$$

supondo idênticas as indutâncias próprias L_s de cada PSC monofilar (B1 e B2) da Figura 2.5.

Os parâmetros L_s , M e k foram mensurados em 1 MHz. Escolheu-se esta frequência de teste por ser um ponto relativamente estável e distante do primeiro vale de ressonância para as medições dessas grandezas.

Para a determinação das primeiras frequências de ressonância (vale e pico) da PSC bifilar aberta, manteve-se os seus pares de terminais 1-2 e 3-4 em aberto, conectou-se os terminais 1-4 ao analisador de impedância e mediu-se f_{1v} e f_{1p} , onde ocorrem seus respectivos pontos de fase nula na curva de impedância de Z_{14} .

A capacitância C_p pode ser estimada pela equação

$$C_p = \frac{1}{(L_s + M)\omega_{1p}^2}, \quad (4.3)$$

onde L_s , M e ω_{1p} são determinados experimentalmente, sendo ω_{1p} o primeiro pico de ressonância da PSC bifilar aberta. E a equação (4.3) deriva da equação (3.11).

Para determinar a capacitância C_m , foi realizado um curto circuito entre os terminais 1-2 da PSC monofilar B1 e também nos terminais 3-4 da PSC monofilar B2 visando-se minimizar a influência dos ramos $G_p - C_p$ e $L_s - R_s$ (do modelo da Figura 3.1) sobre a capacitância mútua a ser medida. A seguir, C_m foi medida entre os terminais 1-3 ou 2-4 da PSC bifilar (LÓPEZ-FERNÁNDEZ, ERTAN, TUROWSKI, cap. 23, 2013).

As capacitâncias C_p e C_m foram determinadas em 1 MHz pelas mesmas razões citadas acima para a determinação das indutâncias.

4.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO POR SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS

As PSC bifilares analisadas nesta tese foram desenhadas no *software* Advanced Design System (ADS) e submetidas a simulações eletromagnéticas usando o método dos momentos (MoM) (KEYSIGHT, 2015). MoM é um dos métodos usados pelo *software* ADS para resolver as equações de Maxwell e é baseado em uma técnica de discretização numérica que divide em regiões poligonais estruturas planares embutidas em múltiplos substratos dielétricos. A precisão dos resultados alcançados pela simulação eletromagnética dependerá,

sobretudo, do número de regiões poligonais (*mesh*) em que a estrutura planar for subdividida e da dimensão da matriz gerada pelo programa associada às equações de Maxwell. Assim, em geral, quanto maior a densidade do *mesh* será gerada uma matriz de dimensão cada vez maior que tenderá a melhorar a precisão dos resultados simulados em relação aos valores experimentais. Nesta pesquisa, adotou-se uma densidade do *mesh* de 150 e a dimensão da matriz gerada variou entre 1000×1000 e 6000×6000 , dependendo da área ocupada pela PSC bifilar em função de seu número de espiras.

A Figura 4.1 ilustra um exemplo de simulação eletromagnética usando o método MoM no *software* ADS Keysight 2014.

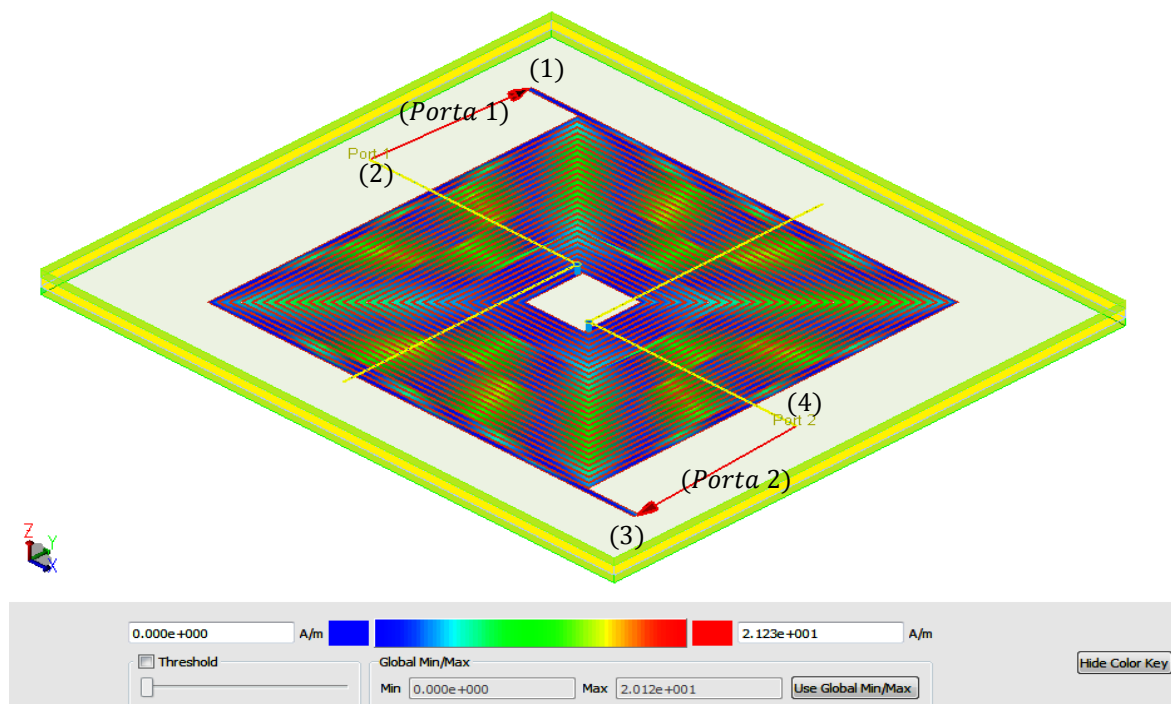


Figura 4.1- Exemplo de simulação eletromagnética usando o método MoM no *software* ADS Keysight 2014. Em destaque: a distribuição de campo magnético (A/m) para a frequência de 33,88 MHz em uma PSC bifilar com $N=28$ espiras considerando-a um quadripolo com a porta 1 formada pelos terminais (1)-(2) e porta 2 formada pelos terminais (3)-(4).

O *software* ADS gera uma matriz de parâmetros S (S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22}) para um conjunto discreto de frequências que, posteriormente, poderá ser convertida para uma matriz Z de impedâncias (Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} e Z_{22}) ou de admitâncias (Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} e Y_{22}). O intervalo de frequências escolhido para a análise foi de 0 a 110 MHz (mesmo espectro mensurável pelo analisador de impedância), embora a quantidade e a seleção de pontos discretos de frequência que compõe a curva de parâmetros S , geralmente, seja um processo automático gerado pelo *software* ADS.

As indutâncias L_s e M simuladas podem ser determinadas através das equações

$$L_s = \frac{\Im(Z_{11})}{\omega} \quad (4.4)$$

e

$$M = \frac{\Im(Z_{12})}{\omega}, \quad (4.5)$$

considerando a PSC bifilar como um quadripolo formado pela porta 1 (terminal 1[+] e 2[-] da PSC bifilar) e porta 2 (terminal 3[+] e 4[-]), sendo Z_{11} e Z_{12} elementos da matriz de impedância do quadripolo, conforme Figura 4.2(a).

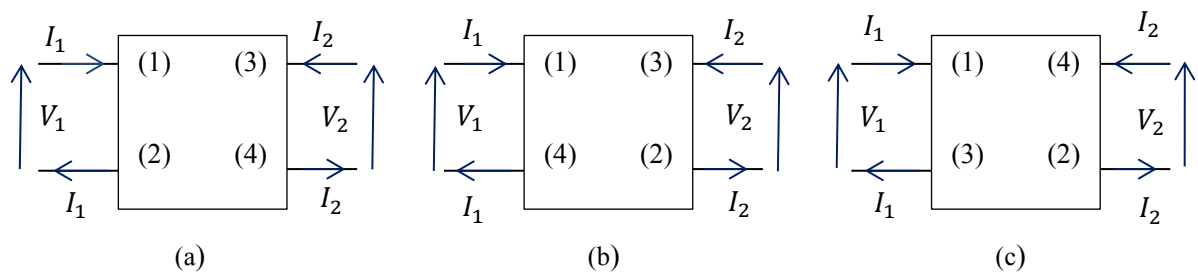


Figura 4.2- Quadripolos com porta 1 (V_1, I_1) e porta 2 (V_2, I_2) a partir da PSC bifilar com terminais (1), (2), (3) e (4). Em (a) quadripolo para a determinação de L_s e M ; em (b) para a determinação da curva Z_{14} (ou Z_{32}), f_{1v} e f_{1p} ; em (c) para a determinação de C_m .

Fonte: autoria própria (2018)

E o fator de acoplamento magnético k simulado pode ser obtido aplicando-se as equações (4.4) e (4.5) na equação (4.2), novamente supondo idênticas as indutâncias próprias L_s de cada PSC monofilar, com $Z_{11} = Z_{22}$ e $Z_{12} = Z_{21}$ no quadripolo da Figura 4.2(a).

Para a determinação das primeiras frequências de ressonância (vale e pico) da PSC bifilar aberta, manteve-se os seus pares de terminais 1-2 e 3-4 em aberto. A seguir, adotou-se a porta 1 do quadripolo como sendo formada pelos terminais 1[+] e 4[-] e a porta 2 como sendo formada pelos terminais 3 [+] e 2 [-], conforme quadripolo exposto na Figura 4.2 (b). Assim, obteve-se f_{1v} e f_{1p} , onde ocorrem os respectivos pontos de fase nula na curva de impedância Z_{14} (terminais 1-4) que corresponde ao elemento Z_{11} da matriz de impedâncias do quadripolo da Figura 4.2 (b).

A capacitância C_p , obtida por simulações EM, pode ser estimada usando novamente a equação (4.3), onde L_s e M são determinadas, respectivamente, pelas equações (4.4) e (4.5) e ω_{1p} (primeiro pico de ressonância da PSC bifilar aberta) é determinada conforme procedimento descrito no parágrafo anterior.

Para a obtenção da capacitância mútua C_m , novamente, deve-se unir os terminais 1-2 da PSC monofilar B1 e os terminais 3-4 da PSC monofilar B2, conforme procedimento experimental sugerido na seção anterior para a medida correlata em um analisador de impedância. A seguir, adota-se a porta 1 como sendo formada pelos terminais 1[+] e 3[-] e a porta 2 como sendo formada pelos terminais 4 [+] e 2 [-] da PSC bifilar, conforme quadripolo da Figura 4.2 (c). Posteriormente, converte-se a matriz de parâmetro S em uma matriz de admitância Y .

Assim,

$$C_m = \frac{\Im(Y_{11})}{\omega}, \quad (4.6)$$

onde, devido a simetria do *layout* da PSC bifilar, considera-se $Y_{11} = Y_{22}$ para o quadripolo da Figura 4.2(c).

Para a análise comparativa a ser feita no capítulo 6 entre os parâmetros elétricos obtidos para o modelo proposto e para os valores medidos no analisador de impedância, C_p e C_m obtidos por simulações EM também foram determinados em 1 MHz, porque o fabricante do substrato FR-4 e da máscara de solda fornecem essa frequência de teste para a constante dielétrica e para a tangente de perdas. L_s , M e k também foram obtidos em 1 MHz pelas mesmas razões já descritas na seção anterior para medidas realizadas num analisador de impedância.

5 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MODELO ELÉTRICO PROPOSTO

Neste capítulo serão determinados os parâmetros do modelo elétrico (L_s , R_s , G_p , C_p , C_m , G_m e M) exposto na Figura 3.1. Além disso, para o cálculo de G_p e C_p , indiretamente, também serão determinados C_s e C_{ov} .

Para o cálculo de todos os parâmetros supracitados foi desenvolvido um algoritmo em MATLAB (APÊNDICE B), nos moldes da teoria apresentada neste capítulo.

5.1 CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS

Grover (1946) derivou fórmulas para o cálculo das indutâncias própria e mútua de condutores retilíneos de secção transversal retangular. Greenhouse (1974), posteriormente, aplicou essas fórmulas para calcular a indutância de PSCs quadradas, considerando o indutor plano subdividido em segmentos retilíneos.

Considerando-se uma PSC bifilar com N espiras, formada por finos condutores retos de espessura t , largura w e comprimento l_z , a indutância própria L_{self} de cada trecho z , com w , t e l_z dados em centímetros, é dada por

$$L_{self} = 0,002 \cdot l_z \{ \ln[2 \cdot l_z / (w+t)] + 0,50049 + [(w+t)/(3 \cdot l_z)] \}. \quad [\mu\text{H}] \quad (5.1)$$

A equação (5.1) é recomendada para laminados retilíneos (cobre ou alumínio, por exemplo) cujas dimensões da secção transversal ($w \times t$) sejam muito menores que o comprimento l_z do condutor (GREENHOUSE, 1974).

Para se determinar os comprimentos l_z de cada trecho da PSC bifilar, inicialmente, é traçada uma linha média no *layout* da Figura 2.5, desprezando-se os trechos *underpasses*. Assim, obtém-se a PSC bifilar filamentar (PSC-BF) exposta na Figura 5.1.

A PSC bifilar é formada pelas bobinas monofilares B1 e B2, cada qual com N_m espiras, sendo cada volta ou espira formada por quatro segmentos retos consecutivos. Portanto, o número total Z_b de trechos da PSC bifilar é equivalente ao quádruplo do número total de voltas N , ou seja, $Z_b = 4N$, sendo $N = 2N_m$.

Um estudo detalhado da PSC-BF consta no Apêndice A, onde são deduzidas as expressões (A.1)-(A.3) para l_z e a equação (A.8) para o comprimento total l_m de cada PSC monofilar (B1 e B2) que é utilizada pelo algoritmo desenvolvido em MATLAB para o cálculo de resistências, indutâncias e de capacitâncias.

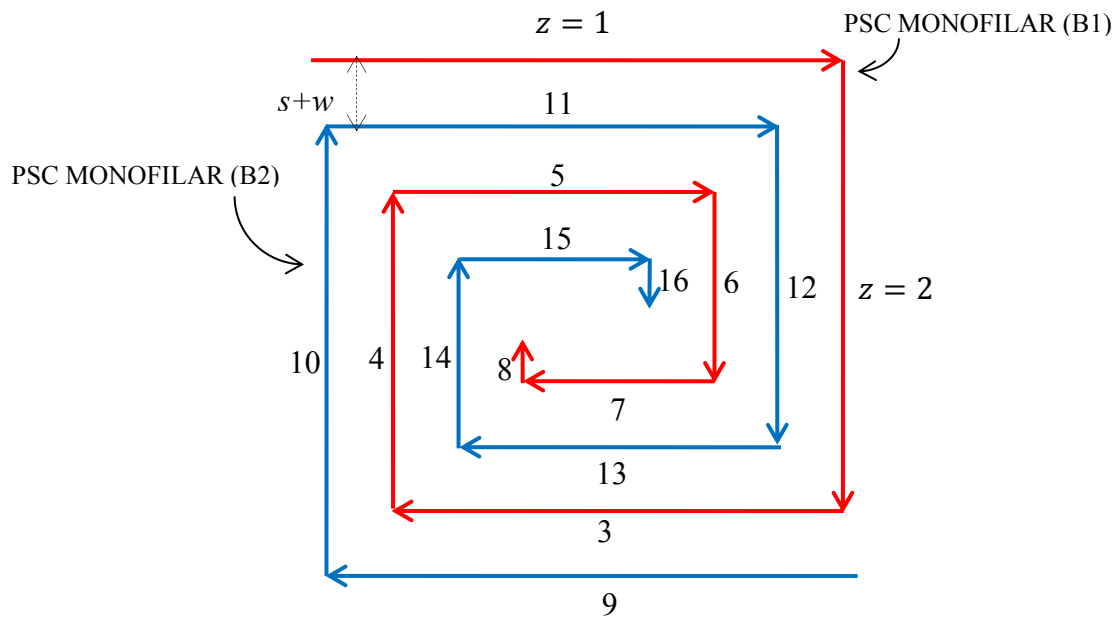


Figura 5.1- PSC-BF formada por $N=4$ espiras e $Z_b=16$ trechos filamentosares, obtida a partir de uma linha média traçada no layout da Figura 2.5, onde as setas indicam o sentido da corrente em cada trecho z .

Fonte: ilustração do autor (2016).

A indutância mútua M_{par} entre condutores paralelos i e j de mesmo comprimento l_z e sobrepostos é dada por

$$M_{par}(l_z, GMD) = 0,002.l_z \left\{ \ln \left[\frac{l_z}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_z}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l_z} \right)^2} + \frac{GMD}{l_z} \right\} [\mu\text{H}] \quad (5.2)$$

sendo

$$GMD = e^x \quad (5.3)$$

e

$$x = \left(\ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \frac{w^6}{168d^6} - \frac{w^8}{360d^8} - \frac{w^{10}}{660d^{10}} - \dots \right), \quad (5.4)$$

onde GMD é a distância média geométrica e d [centímetros] é a distância entre os centros dos segmentos paralelos i e j envolvidos no cálculo da indutância mútua (GROVER, cap. 5, 1946; GREENHOUSE, 1974).

Observando novamente a Figura 5.1, nota-se que a PSC bifilar é formado por segmentos retos e podem ser agrupados em segmentos paralelos e perpendiculares entre si. A indutância mútua entre segmentos paralelos será positiva caso as correntes circulantes nesses segmentos estejam num mesmo sentido, como ocorre, por exemplo, entre os pares de trechos 1-11,1-5 e 1-15. Ou poderá ser negativa, caso as correntes nesses segmentos estejam em sentidos opostos, como ocorre, por exemplo, entre os pares de trechos 1-9,1-3, 1-13 e 1-7. A indutância mútua entre segmentos perpendiculares será nula, como ocorre, por exemplo, entre os pares de trechos 1-2 e 1-12.

Nota-se ainda que diversos segmentos paralelos da PSC bifilar da Figura 5.1 estão dispostos simetricamente como, por exemplo, os trechos 2-12-6-16, 10-4-14-8, 11-5-15 e 3-13-7. Por indução, pode-se afirmar que à medida que for aumentado o número de espiras da PSC bifilar, os seus trechos z paralelos se tornarão cada vez mais simétricos entre si e, por consequência, reduzindo-se o número de trechos paralelos dispostos assimetricamente. Assim, considerando-se o fato de que, na prática, foram produzidas PSCs bifilares com no mínimo 20 espiras, de acordo com Greenhouse (1974), para todos os trechos paralelos da PSC bifilar pode-se utilizar a equação (5.5) para o cálculo da indutância mútua, que corresponde ao caso onde os trechos i e j estão dispostos simetricamente e possuem comprimentos distintos, conforme Figura 5.2.

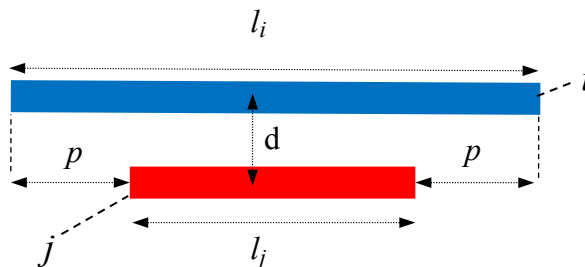


Figura 5.2- Par de segmentos paralelos i e j , magneticamente acoplados, de comprimentos l_i e l_j , separados por uma distância d entre os seus centros e dispostos simetricamente entre si.

Fonte: ilustração do autor (2016).

$$M_{ij} = M_{par}(l_j + p, GMD) - M_{par}(p, GMD), \quad (5.5)$$

sendo

$$M_{par}(l_j + p, GMD) = 0,002 \cdot (l_j + p) \left\{ \ln \left[\frac{l_j + p}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_j + p}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l_j + p} \right)^2} + \frac{GMD}{l_j + p} \right\} \quad [\mu\text{H}] \quad (5.6)$$

e

$$M_{par}(p, GMD) = 0,002 \cdot (p) \left\{ \ln \left[\frac{p}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{p}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{p} \right)^2} + \frac{GMD}{p} \right\}, \quad [\mu\text{H}] \quad (5.7)$$

onde $p = (l_i - l_j) / 2, \quad \forall l_i > l_j$.

A indutância própria L_s da PSC bifilar é a somatória das indutâncias próprias e mútuas de todos os condutores que formam a PSC monofilar (B1 ou B2).

Assim,

$$L_s = \sum_{z=1}^{2N} L_{self}(l_z) + 2 \cdot \left[\left(\sum_{ki=1}^{2N-4} \sum_{kj=1}^{Nm-1} \bar{M}_{ki, ki+4kj} \right) - \sum_{ki=1}^{2N-2} \sum_{kj=1}^{Nm} \bar{M}_{ki, ki-2+4kj} \right], \quad (5.8)$$

sendo $\bar{M}_{i,j}$ a matriz que contém todas as indutâncias mútuas M_{ij} que se formam entre trechos paralelos i e j da PSC bifilar.

E a indutância mútua M da PSC bifilar é a somatória de todas as indutâncias mútuas positivas e negativas que se formam entre condutores das PSC monofilares B1 e B2. Assim,

$$M = 2 \left[\sum_{q=1}^2 \sum_{ki=0}^{Nm-1} \sum_{kj=0}^{Nm-1} \bar{M}_{q+4ki, 2N+2+q+4kj} \right] - \sum_{q=1}^4 \sum_{ki=0}^{Nm-1} \sum_{kj=0}^{Nm-1} \bar{M}_{q+4ki, 2N+q+4kj} \quad (5.9)$$

5.2 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA SÉRIE R_s

A resistência série R_s de cada PSC monofilar B1 e B2 é a somatória da resistência R_s^{PSC} de um indutor espiral plano mais a resistência R_{ov} do trecho metálico *underpass* que interliga o centro da bobina plana a sua parte externa. Assim,

$$R_s = R_s^{PSC} + R_{ov}. \quad (5.10)$$

Em corrente contínua (DC), a resistência R_s de uma PSC será determinada pela equação

$$R_s = R_{DC} = \frac{\rho}{t} \left(\frac{l_m}{w} + \frac{l_{ov}}{w_{ov}} \right), \quad (5.11)$$

sendo

$$l_{ov} \approx (N - 1)(s + w), \quad (5.12)$$

onde ρ é a resistividade e t é a espessura do condutor, l_m é o comprimento total de uma PSC monofilar dada pela equação (A.8) e l_{ov} e w_{ov} são, respectivamente, o comprimento e a largura do trecho metálico *underpass*.

A densidade de corrente em um condutor metálico é uniforme em DC, entretanto à medida que a frequência cresce essa densidade se torna não uniforme devido ao surgimento das correntes de Foucault que tendem a circular mais pela periferia do que pela região central da secção transversal do condutor.

Correntes de Foucault surgem quando um condutor está sujeito a campos magnéticos variáveis no tempo, governados pelas leis de Faraday e de Lenz, e se manifestam como efeito pelicular e efeito de proximidade cujos fenômenos foram apresentados no capítulo 2.2.

Em virtude de uma PSC ser uma estrutura com múltiplos condutores paralelos, correntes de Foucault podem, potencialmente, causar ambos os efeitos: pelicular e de proximidade.

Porém, independentemente de qual desses efeitos ocorra num condutor, qualquer um deles provocará um aumento da resistência série R_s da PSC à medida que a frequência aumenta e, por consequência, causando uma redução do fator de qualidade do indutor plano.

Uma alternativa para reduzir o efeito de proximidade sobre o aumento da resistência R_s é evitar elaborar PSCs com um lado interno D_{in_b} muito pequeno em relação a seu lado externo D_{out_b} , evitando preencher a PSC com espiras até alcançar o seu centro geométrico. Segundo Craninckx e Steyaert (1997), a maior variação de fluxo magnético que atravessa as espiras mais internas da PSC tende a provocar nessas espiras uma maior não uniformidade na densidade de corrente do que nas espiras mais externas e, por consequência, as espiras mais internas contribuem mais para o aumento de R_s do que as mais externas.

Além disso, segundo Yue e Wong (2000), o efeito proximidade entre espiras coplanares, que é o caso de uma bobina espiral plana, pode ser negligenciado até 1 GHz. Assim, levando-se em conta que nesta pesquisa foram produzidas bobinas planas com D_{in_b} entre 15,50 e 35,60 % de D_{out_b} e que atuam numa faixa de frequência na qual o primeiro vale e o pico de ressonância se situam abaixo de 100 MHz, a parcela de resistência devido ao efeito de proximidade poderá ser desprezada e somente será levado em conta o efeito pelicular.

Portanto, a resistência série R_s pode ser determinada pela equação

$$R_s = \frac{\rho}{\delta(1 - e^{-\frac{t}{\delta}})} \left(\frac{l_m}{w} + \frac{l_{ov}}{w_{ov}} \right), \quad (5.13)$$

onde δ é a profundidade pelicular determinada pela equação

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}, \quad (5.14)$$

sendo ω a frequência angular e μ a permeabilidade magnética do condutor (YUE; WONG, 2000).

Considerando-se que foram confeccionadas PSCs bifilares com trilhas de cobre de 39 μm de espessura e atuando na faixa de frequência (vales e picos de ressonância) entre 4 MHz e 60 MHz, utilizando as equações (5.11) a (5.14) isto produzirá R_s entre 1,70 e 4,62 vezes a

resistência de corrente contínua R_{DC} , o que reafirma a necessidade de se levar em conta o efeito pelicular nesta pesquisa.

5.3 NOVAS ABORDAGENS PARA CÁLCULOS DE CAPACITÂNCIAS E CONDUTÂNCIAS ASSOCIADAS ÀS PERDAS DIELÉTRICAS

5.3.1 Cálculo da Capacitância Mútua C_m

A capacitância mútua C_m é uma capacitância que surge entre pares de trilhas metálicas adjacentes que pertencem às PSCs monofilares B1 e B2 que estão mutuamente acopladas.

Esta capacitância será determinada supondo que a PSC bifilar possa ser modelada por linhas CPW com plano de terra lateral de largura finita, considerando a largura do plano de terra igual à largura w das trilhas da PSC (SILVA; PICHORIM, 2018; GHIONE; NALDI, 1987; SIMONS, cap. 4, 2001). Além disso, nesta análise, é desprezada a influência das trilhas *underpasses*.

Supondo uma fonte de sinal alternado aplicada aos terminais (1)-(3) da PSC bifilar da Figura 5.3, sendo o potencial V_1 instantaneamente maior que o V_3 , para o cômputo da capacitância mútua C_m somente são levadas em consideração as contribuições de pares de capacitâncias C_{tm} que se formam entre trilhas metálicas paralelas adjacentes que possam representar uma linha trifilar CPW, considerando a trilha central da CPW pertencente à PSC monofilar B1 (SILVA; PICHORIM, 2018).

Observando-se novamente a Figura 5.3, nota-se ainda que os quatro pares de capacitâncias ($C_{tm1} - C_{tm2}$, $C_{tm3} - C_{tm4}$, $C_{tm5} - C_{tm6}$ e $C_{tm7} - C_{tm8}$) estão distribuídos ao longo de trechos paralelos trifilares de comprimentos distintos, tornando-se necessário determinar o comprimento médio entre eles para que possam, efetivamente, representar uma linha CPW. Além disso, na Figura 5.3, nota-se ainda também que esses pares de capacitâncias C_{tm} se distribuem ao longo de todas as trilhas da PSC bifilar, com exceção dos dois primeiros trechos mais externos (l_1 e l_2) e os dois últimos trechos mais internos (l_{2N-1} e l_{2N}) da PSC monofilar B1.

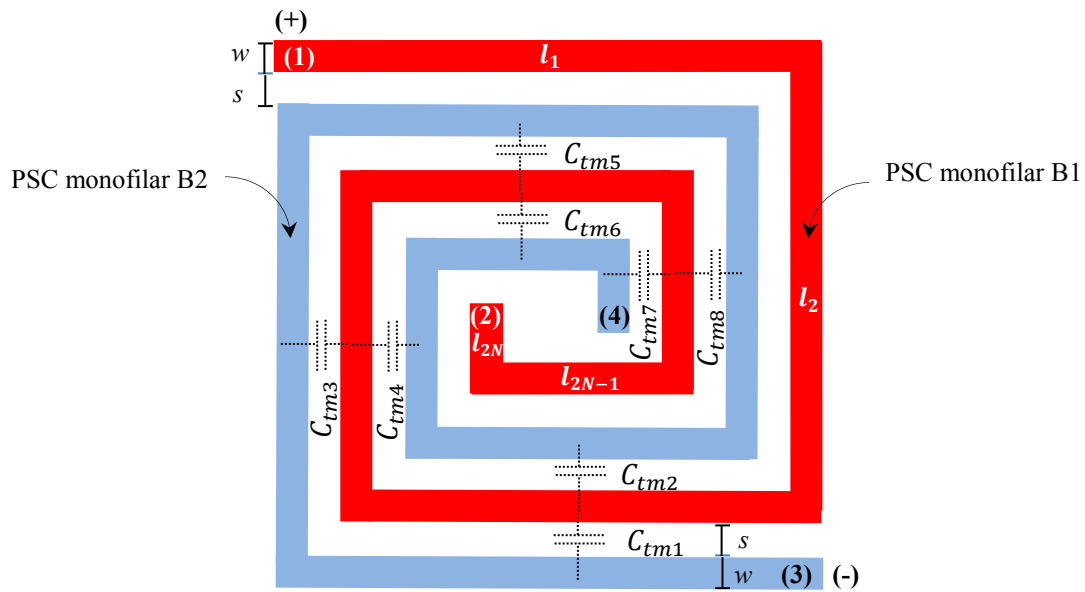


Figura 5.3- Capacitâncias C_{tm} distribuídas ao longo de trechos metálicos paralelos trifilares que contribuem para formar linhas CPW cuja trilha central pertence a PSC monofilar B1, considerando uma fonte de tensão aplicada aos terminais (1) e (3) de uma PSC bifilar com $N=4$.

Fonte: ilustração do autor (2017).

Assim, considerando-se que esses trechos trifilares onde se formam pares de capacitâncias C_{tm} estão dispostos simetricamente entre si, então o comprimento médio l_{av} da PSC bifilar modelada como uma linha CPW será obtido subtraindo-se do comprimento total l_m de uma PSC monofilar apenas os dois primeiros e os dois últimos trechos, conforme Figura 5.4. Assim,

$$l_{av} = l_m - l_1 - l_2 - l_{2N-1} - l_{2N} , \quad (5.15)$$

onde l_m , l_1 , l_2 , l_{2N-1} e l_{2N} são calculados, respectivamente, através da equação (A.8), equação (A.1), equação (A.2) para $z=2$ e $z=2N-2$ e equação (A.3) para $z=2N$ que constam no Apêndice A.

Assim, levando-se em conta que o número de espiras N da PSC bifilar é o dobro do número de espiras N_m da PSC monofilar, obtém-se

$$l_{av} = 4Dout_b (N_m - 1) - 4N_m(2N_m - 3)(s + w) - 4(N_m w + s). \quad (5.16)$$

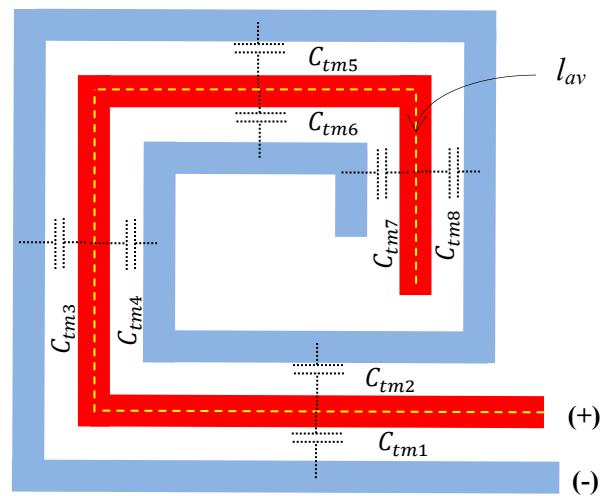


Figura 5.4- Comprimento médio l_{av} e distribuição de capacitâncias C_{tm} ao longo de trechos metálicos paralelos trifilares, que contribuem para formar quatro linhas CPW obtidas a partir da PSC bifilar com $N=4$ da Figura 5.3, descontando-se os dois primeiros e os dois últimos trechos da PSC monofilar B1.

Fonte: ilustração do autor (2017).

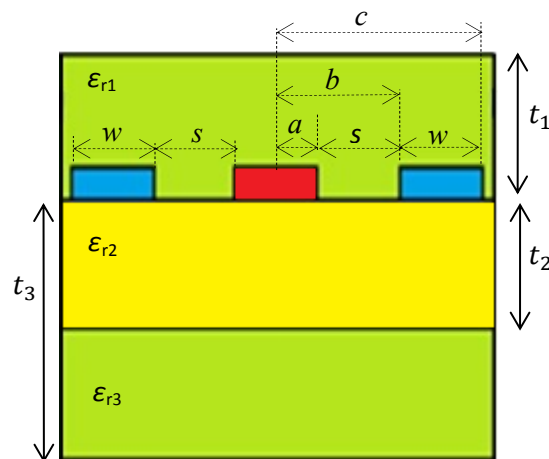


Figura 5.5- Seção transversal de uma CPW para a modelagem da capacitância mútua de uma PSC bifilar.

Fonte: ilustração do autor (2017).

Para a modelagem da capacitância mútua, considere o exemplo da Figura 5.5 que exhibe a seção transversal de uma PSC bifilar, limitando-se a sua representação a apenas três trilhas metálicas que simbolizam uma linha CPW com plano de terra lateral de largura finita envolta por três materiais dielétricos: as camadas *top* e *bottom* contêm um revestimento superficial – geralmente máscara de solda – com constante dielétrica ϵ_{r1} e ϵ_{r3} , respectivamente, e intermediando essas camadas há um substrato – geralmente FR-4 – com

constante dielétrica ε_{r2} . Considere ainda que esses materiais dielétricos possuem alturas relativas t_1, t_2 e t_3 e que o meio que envolve a PSC bifilar é o ar.

Aplicando as técnicas *conformal mapping* e de superposição de capacitâncias parciais para o esquema da Figura 5.5, a capacitância por unidade de comprimento de uma CPW pode ser expressa pela equação (GHIONE; NALDI, 1987; SIMONS, cap. 4, 2001)

$$C_{CPW} = \varepsilon_{ref} C_o = C_0 + C_1 + C_2 + C_3, \quad (5.17)$$

onde ε_{ref} é a permissividade relativa efetiva, C_0 é a capacitância parcial da CPW no espaço livre (vácuo ou ar) e C_i ($i=1$ até 3) são as respectivas capacitâncias parciais associadas a cada uma das três camadas dielétricas expostas na Figura 5.5.

$$C_o = 4 \frac{\varepsilon_o K(k'_o)}{K(k_o)}, \quad (5.18)$$

onde ε_o é a permissividade elétrica do vácuo ($8,8542 \cdot 10^{-12}$ F/m) e $K(k_o)$ e $K(k'_o)$ são as integrais elípticas completas de primeira ordem que podem ser calculadas por meio das equações

$$k_o = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{d}{e}}, \quad (5.19)$$

$$k'_o = \sqrt{1 - k_o^2}, \quad (5.20)$$

$$d = b^2 - a^2, \quad (5.21)$$

$$e = c^2 - a^2, \quad (5.22)$$

$$c = 1,5w + s, \quad (5.23)$$

$$b = s + a, \quad (5.24)$$

e

$$a = 0,5w. \quad (5.25)$$

A permissividade relativa efetiva ε_{ref} é determinada pela equação

$$\varepsilon_{ref} = 1 + (\varepsilon_{r1} - 1)q_1 + (\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r3})q_2 + (\varepsilon_{r3} - 1)q_3, \quad (5.26)$$

sendo

$$q_1 = \frac{K(k_o)K(k'_{11})}{2K(k'_o)K(k_{11})}, \quad (5.27)$$

$$q_2 = \frac{K(k_o)K(k'_{22})}{2K(k'_o)K(k_{22})}, \quad (5.28)$$

$$q_3 = \frac{K(k_o)K(k'_{33})}{2K(k'_o)K(k_{33})}, \quad (5.29)$$

$$k_{ii} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2t_i}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2t_i}\right)} \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2t_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2t_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2t_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2t_i}\right)}}, \quad (5.30)$$

e

$$k'_{ii} = \sqrt{1 - k_{ii}^2}, \quad (5.31)$$

onde q_i é o fator de preenchimento, k_{ii} e k'_{ii} são módulos da integral elíptica e t_i é a altura relativa da camada dielétrica i , sendo i de 1 até 3 índices associados a cada uma das três camadas dielétricas expostas na Figura 5.5.

Substituindo as equações (5.18) e (5.26) a (5.29) em (5.17), obtêm-se as capacitâncias parciais C_1 , C_2 e C_3 .

$$C_1 = 2 \cdot \varepsilon_o \cdot \frac{K(k'_{11})}{K(k_{11})} \cdot (\varepsilon_{r1} - 1) \quad (5.32)$$

$$C_2 = 2 \cdot \varepsilon_o \cdot \frac{K(k'_{22})}{K(k_{22})} \cdot (\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r3}) \quad (5.33)$$

e

$$C_3 = 2 \cdot \varepsilon_o \cdot \frac{K(k'_{33})}{K(k_{33})} \cdot (\varepsilon_{r3} - 1). \quad (5.34)$$

E multiplicando a equação (5.17) pela equação (5.16), a capacitância mútua da PSC bifilar pode ser determinada pela equação

$$C_m = C_{CPW}l_{av}. \quad (5.35)$$

O cálculo da capacitância mútua de PSCs bifilares usando linhas CPW, defendido nesta pesquisa, somente será comparado com valores mensurados no capítulo 6. Antes, porém, a fim de testar a validade da equação (5.35), serão feitas comparações com resultados obtidos por simulações EM e com o cálculo da capacitância mútua modelada por linhas CPS usada por Isik e Esselle (2009).

Com esse intuito, foram feitas simulações EM com três grupos de 10 PSCs bifilares, conforme Tabelas 5.1 a 5.3, visando-se determinar capacitâncias mútuas C_{mEM} . Para cada grupo de 10 PSCs bifilares, w , s , Din_b e os parâmetros da Tabela 5.4 foram mantidos fixos, sendo variáveis apenas N_m e $Dout_b$, conforme Tabelas 5.1 a 5.3. Os parâmetros fixos, comuns aos três grupos de PSCs bifilares, descritos na Tabela 5.4, estão associados à Figura 5.5, sendo t a espessura da trilha metálica e $\tan D_i$ ($i=1$ até 3) a tangente de perdas de cada camada dielétrica i da PSC bifilar.

Tabela 5.1-Grupo 1 de PSCs		Tabela 5.2- Grupo 2 de PSCs		Tabela 5.3-Grupo 3 de PSCs	
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
N_m	5 a 14	N_m	5 a 14	N_m	5 a 14
w	0,80 mm	w	0,55 mm	w	0,55 mm
s	0,20 mm	s	0,45 mm	s	0,20 mm
$Dout_b$	29,80 mm a 65,8 mm	$Dout_b$	29,55 mm a 65,55 mm	$Dout_b$	34,30 mm a 61,30 mm
Din_b	10,2 mm	Din_b	10,45 mm	Din_b	19,70 mm

Fonte: autoria própria (2017) Fonte: autoria própria (2017) Fonte: autoria própria (2017)

Tabela 5.4- Parâmetros fixos para todos os grupos

Parâmetro	Valor
t	39 μm
t_1	50 μm (máscara de solda <i>top</i>)
t_2	1,58 mm (substrato FR-4)
t_3	1,62 mm (máscara de solda <i>bottom</i> - 40 μm)
ϵ_{r1}	4,00
ϵ_{r2}	4,85
ϵ_{r3}	4,00
$\tan D_1$	0,035
$\tan D_2$	0,018
$\tan D_3$	0,035

Fonte: autoria própria (2017)

Em seguida, os valores de C_m obtidos pela modelagem de linhas CPW e os de C_{mEM} obtidos por simulação EM, para os três grupos de PSCs bifilares descritos nas Tabelas 5.1 a 5.3, foram comparados com as respectivas capacitâncias mútuas modeladas por linhas CPS defendida por Isik e Esselle (2009). Os resultados são apresentados na figura 5.6.

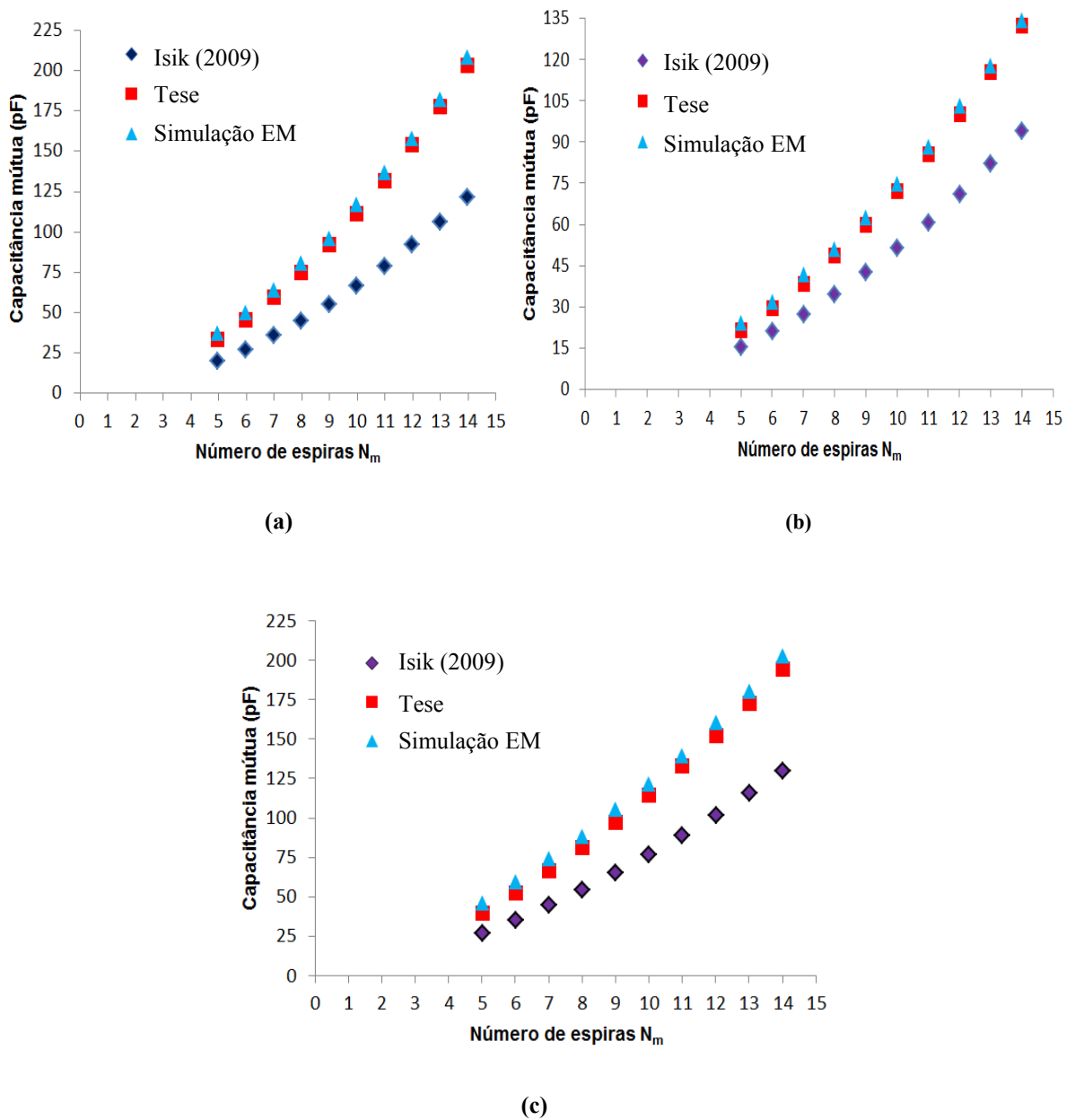


Figura 5.6- Gráficos de capacitância mútua *versus* N_m para PSCs bifilares (a) do grupo 1, (b) do grupo 2 e (c) do grupo 3: a partir da abordagem de linhas CPW defendida nesta tese, através de simulação EM e através da abordagem de linhas CPS defendida por Isik e Esselle (2009).

Fonte: autoria própria (2018).

Conforme se observa na Figura 5.6, a modelagem por linhas CPW, defendida nesta pesquisa, produz capacitâncias mútuas C_m cujos valores estão muito coerentes com os resultados obtidos por simulações EM. Para as PSCs bifilares dos grupos 1 a 3, o erro de C_m em relação à C_{mEM} variou entre 1,69% e 12,92%, ao passo que o erro usando a abordagem de linhas CPS usada por Isik e Esselle (2009) variou entre 30,20% e 46,93%.

5.3.2 Cálculo da Capacitância Parasita Total C_p

De acordo com a equação (2.4), a capacitância parasita total C_p que se forma nos terminais de cada PSC monofilar é devida à somatória da capacitância própria C_s que surge entre as voltas de cada enrolamento espiral, presente na camada *top* da PSC bifilar, e da capacitância C_{ov} que se forma entre cada trilha metálica da camada *top* e trechos metálicos *underpasses*, conforme figura 5.7.

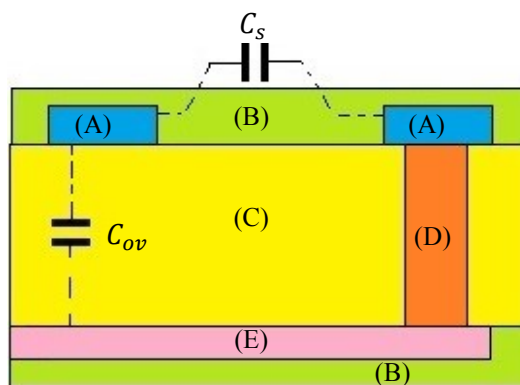


Figura 5.7- Seção transversal de uma PSC bifilar mostrando onde surgem as capacitâncias C_s e C_{ov} na PSC monofilar B2: (A) são as trilhas da PSC B2, (B) as camadas de máscara de solda, (C) a camada de substrato e (D) é a via que conecta o centro da bobina plana à trilha *underpass* (E). Por simplicidade, nesta figura, apenas uma trilha *underpass* foi representada.

Fonte: ilustração do autor (2017).

5.3.2.1 Cálculo da capacitância própria C_s

A capacitância mútua C_m foi calculada na subseção anterior usando uma distância s entre trilhas adjacentes. Por outro lado, a capacitância própria C_s está associada a um espaçamento efetivo $2s$ entre trilhas adjacentes. Assim, como uma primeira estimativa, a capacitância própria de cada PSC monofilar, em princípio, poderia ser calculada como

$$C_{sm} = 0,5C_m = C_{mm}. \quad (5.36)$$

Entretanto, essa primeira aproximação ainda não expressa um valor de capacitância parasita coerente com resultados obtidos por simulação EM, pois para o cálculo de C_m foi possível assumir uma diferença de potencial (d.d.p.) constante em amplitude entre as PSCs monofilares B1 e B2, ao longo de toda a extensão do comprimento de tais PSCs. Por outro lado, considerando uma fonte de tensão aplicada, por exemplo, apenas aos terminais da PSC monofilar B2, a d.d.p. que surge entre pares de trilhas metálicas adjacentes não será constante ao longo de toda a extensão do enrolamento espiral plano, mas gradativamente decrescente, comparando as espiras mais externas com as mais internas da PSC. Assim, as capacitâncias C_{ts} distribuídas ao longo da PSC monofilar B2, expostas na Figura 5.8, não são apenas dependentes dos parâmetros geométricos e dos meios dielétricos previstos na equação (5.35), mas também da d.d.p. que se estabelece entre cada par de trilhas metálicas e que, em última instância, depende das respectivas parcelas de energia armazenada pelo campo elétrico entre essas trilhas metálicas (WU; TANG; LIU, 2003; HUANG; LU; JIANG, 2006).

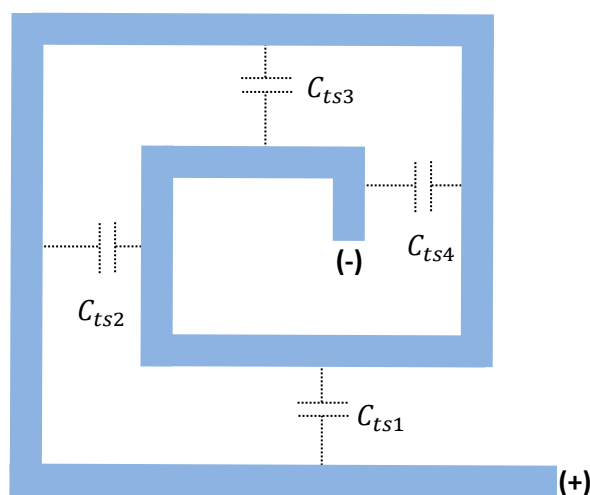


Figura 5.8- Distribuição de capacitâncias parasitas C_{ts} ao longo de trilhas paralelas adjacentes, após conectar uma fonte de tensão entre os terminais da PSC monofilar B2 com $N_m = 2$.

Fonte: ilustração do autor (2017).

Esta gradativa queda de tensão ao longo do enrolamento espiral torna a capacitância própria C_s de cada PSC monofilar significativamente menor do que a primeira estimativa descrita na equação (5.36), sobretudo para PSCs com elevado número de espiras. No entanto,

é possível aproveitar a equação (5.36) multiplicando-a por um fator de degeneração α obtido a partir de simulações EM e por um *software* de tratamento estatístico de dados (SILVA; PICHORIM, 2018; MASUDA *et al.*, 2006). Esta é a estratégia adotada nesta pesquisa para a determinação de C_s .

Assim,

$$C_s = \alpha C_{mm}. \quad (5.37)$$

A fim de se determinar α , novamente serão realizadas simulações EM com os três grupos de 10 PSCs bifilares descritos nas Tabelas 5.1 a 5.3, mas desta vez, cada PSC bifilar será simulada sem trechos *underpasses*, visando-se determinar capacitâncias próprias C_{sEM} e capacitâncias mútuas C_{mEM} .

Para cada PSC bifilar associada aos grupos 1 a 3, foi determinado um fator de degeneração como função de N_m e definido como

$$\alpha_{EM} = \frac{C_{sEM}}{0,5C_{mEM}}. \quad (5.38)$$

Os dez valores de α_{EM} e N_m , para cada grupo de PSCs bifilares, foram introduzidos no *software* de tratamento de dados LAB FIT que forneceu uma equação *fitting* α e seus coeficientes para o estudo dos dados sob análise (LAB FIT, 2017).

Assim,

$$\alpha = \frac{k_B N_m + k_A}{N_m^2}, \quad (5.39)$$

onde os coeficientes k_A e k_B são apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Coeficientes k_A e k_B do fator de degeneração α

<i>Grupo</i>	k_A	k_B
1	0,1106	0,2275
2	0,1671	0,2652
3	0,1070	0,3415

Fonte: autoria própria (2017)

Os fatores de degeneração *versus* N_m para os grupos de 1 a 3 estão representados nas Figuras 5.9 a 5.11. Esses fatores, posteriormente, são substituídos na equação (5.37) para se

determinar o C_s estimado de cada PSC bifilar. O intervalo $14 \geq N_m \geq 5$ foi escolhido, para os três grupos, para que o erro em C_s fosse limitado a 13 % em relação aos respectivos valores de capacitância C_{SEM} obtidos por simulação EM.

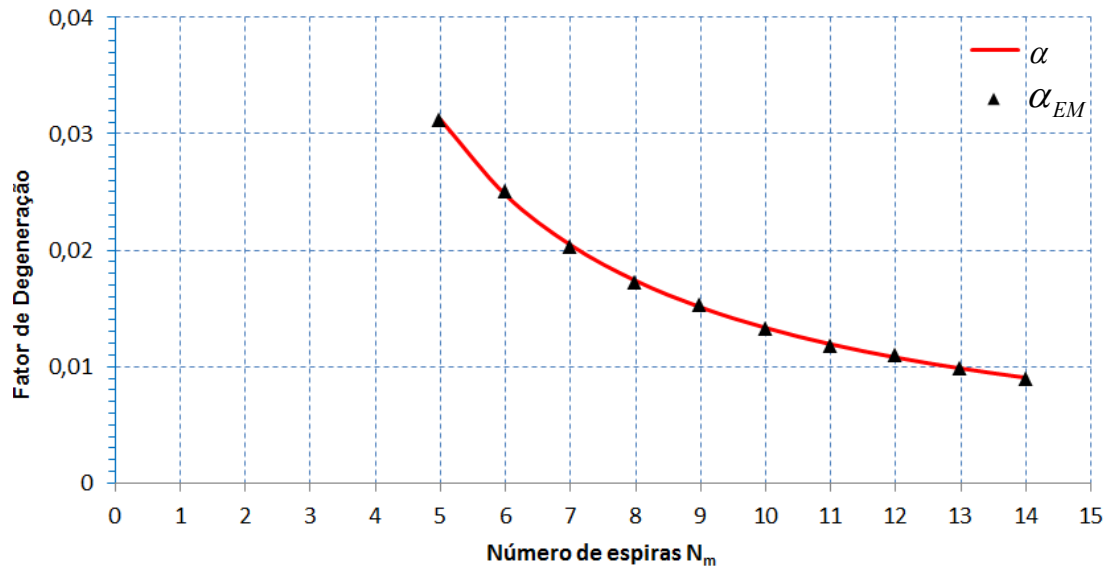


Figura 5.9- Fator de degeração *versus* N_m para PSCs do grupo 1.
Fonte: autoria própria (2017).

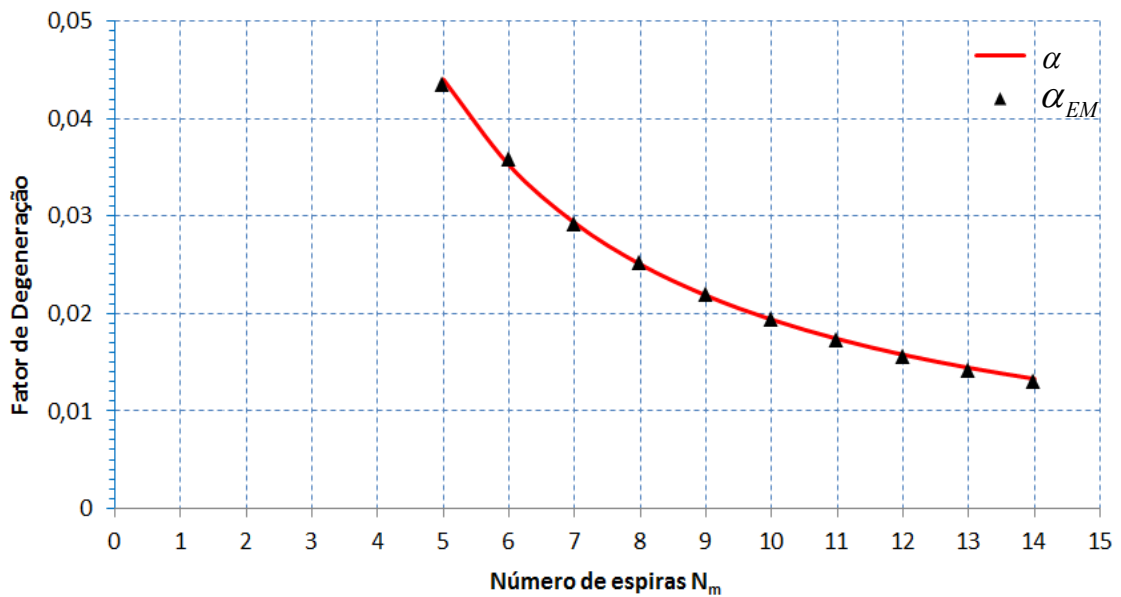


Figura 5.10- Fator de degeração *versus* N_m para PSCs do grupo 2.
Fonte: autoria própria (2017).

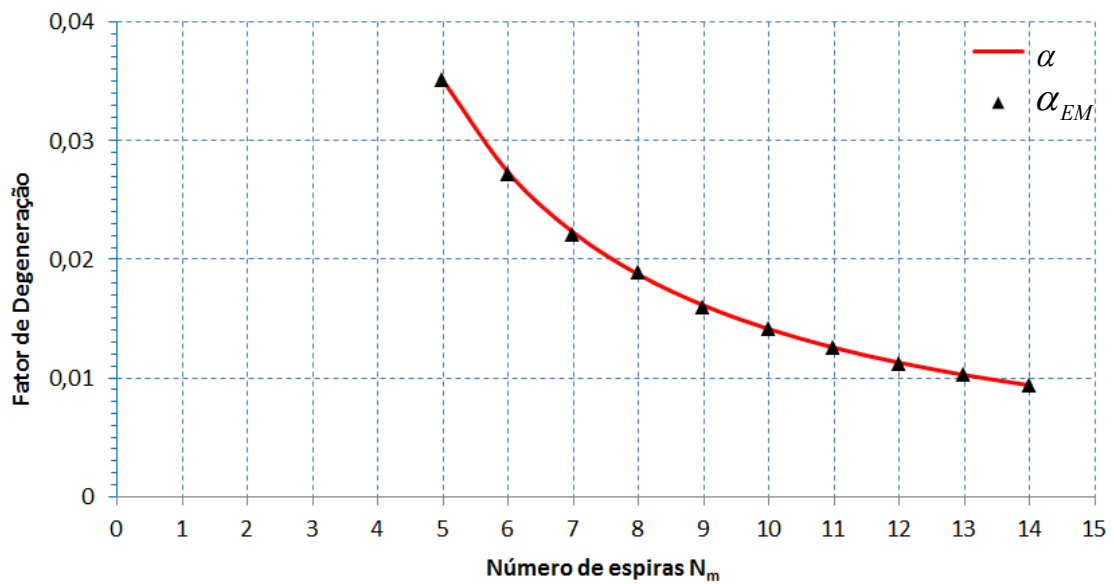


Figura 5.11- Fator de degeração versus N_m para PSCs do grupo 3.
Fonte: autoria própria (2017).

As curvas apresentadas nas Figuras 5.9 a 5.11 são úteis como forma de se determinar capacitâncias C_s de maneira mais rápida, sem a necessidade de recorrer a novas simulações EM, desde que a PSC bifilar a ser confeccionada tenha seus parâmetros dentro dos limites expostos nas Tabelas 5.1 a 5.4. Portanto, um lote de PSCs bifilares com parâmetros fora dos limites que foram citados nessas tabelas produzirão uma função α com coeficientes k_A e k_B diferentes dos que foram apresentados na Tabela 5.5.

Os resultados obtidos para a capacitância própria C_s , usando a metodologia adotada neste estudo, foram comparados com as respectivas capacitâncias C_{sEM} obtidas por simulações EM, bem como comparados com as capacitâncias obtidas pela abordagem de linhas CPS apresentadas por Isik e Esselle (2009) e Olivo, Carrara e De Micheli (2011). Esses resultados são apresentados na Figura 5.12, onde se observa a excelente concordância de C_s com os resultados simulados. Para as PSCs bifilares dos grupos 1 a 3, o erro de C_s em relação à C_{sEM} variou entre 0,044% e 13,070%. Por outro lado, o cálculo de capacitâncias próprias pela abordagem de linhas CPS, defendido por Isik e Esselle (2009), apresentou valores entre 22 e 110 vezes maiores do que C_{sEM} , haja vista que esses autores não levaram em conta a queda de tensão por espira e nem fatores de degeração. Por sua vez, Olivo, Carrara e De Micheli (2011) já levaram em conta a queda de tensão por espira, porém adotaram um fator de degeração arbitrário igual a $(N_m)^{-1}$ que resultou em capacitâncias entre 2,8 a 8 vezes maiores que C_{sEM} .

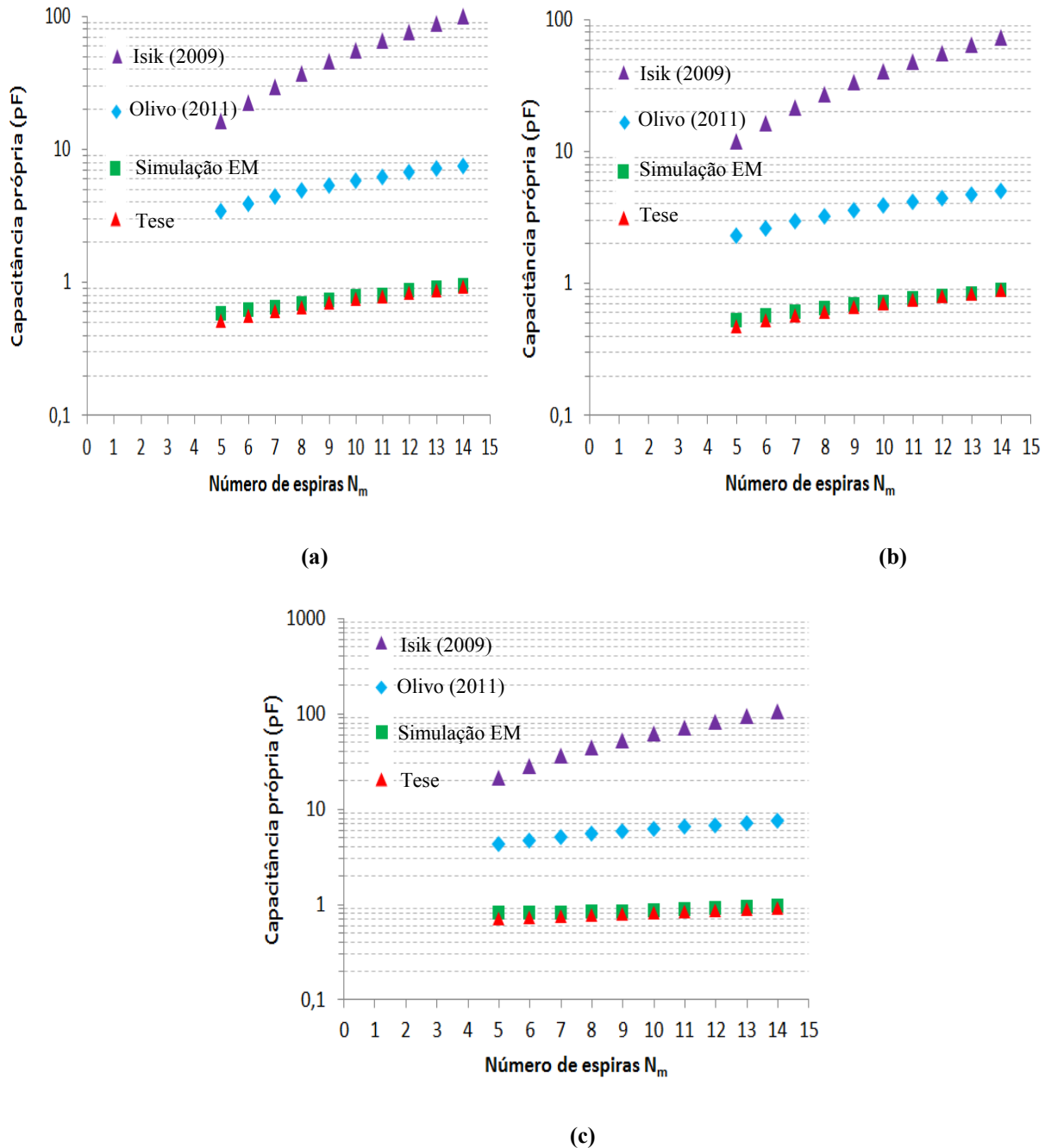


Figura 5.12- Capacitância própria *versus* N_m para PSCs bifilares (a) do grupo 1, (b) do grupo 2 e (c) do grupo 3: para C_s usando as abordagens de linhas CPW e de fatores de degeneração adotadas nesta tese, para C_{sEM} usando simulações EM e por modelagem de linhas CPS adotadas por Isik e Esselle (2009) e Olivo, Carrara e De Micheli (2011).

Fonte: autoria própria (2018).

5.3.2.2 Cálculo da capacitância C_{ov}

Até agora, toda a análise de capacitância descrita neste capítulo foi feita desprezando-se a influência dos trechos *underpasses*. Porém, para se determinar a capacitância parasita total C_p , agora se faz necessário estimar a capacitância C_{ov} associada às trilhas *underpasses*.

A capacitância C_{ov} , exposta na Figura 5.7, pode ser estimada pela equação

$$C_{ov} = k_{ov} \varepsilon_0 \varepsilon_{r2} \frac{A_{ov}}{t_2}, \quad (5.40)$$

onde

$$A_{ov} = N_m w w_{ov} \quad (5.41)$$

é a área total, para cada PSC monofilar, relacionada aos pares de trilhas metálicas que se cruzam entre a camada *top* e trechos *underpasses*, sendo w_{ov} a largura das trilhas *underpasses* fixadas em 0,25 mm para todas as PSCs bifilares estudadas nesta pesquisa, visando-se minimizar a capacitância C_{ov} sobre o cômputo da capacitância C_p . O efeito de campos de franja é levado em consideração através do fator k_{ov} , obtido a partir de simulações eletromagnéticas e cujo valor, para cada grupo de PSCs bifilares, está descrita na Tabela 5.6.

Tabela 5.6- Coeficiente k_{ov}

GRUPO	k_{ov}
1	8,83
2	10,95
3	10,27

Fonte: autoria própria (2018)

A equação (5.40) é válida para as PSCs bifilares descritas nas Tabelas 5.1 a 5.3 com um erro máximo de 10% em relação aos respectivos valores de C_{ov} obtidos por simulação EM.

Cabe destacar o fato de que cada enrolamento monofilar (B1 e B2) ter sido projetado com duas trilhas *underpasses* tornou a capacitância C_{ov} significativa, representando mais de 30% da capacitância parasita total C_p para os três grupos de PSCs bifilares analisadas nas Tabelas 5.1 a 5.3.

Após se determinar C_{ov} através da equação (5.40) e C_s usando a equação (5.37), a capacitância parasita total C_p de cada enrolamento da PSC bifilar é então determinada pela equação (2.4).

5.3.3 Cálculo de Condutâncias Associadas às Perdas Dielétricas (G_p e G_m)

A condutância G_p está associada às perdas dielétricas na capacitância C_p que é definida pela equação (2.4) e, por sua vez, G_m está associada às perdas dielétricas na capacitância C_m que é determinada pela equação (5.35).

Para a determinação de tais condutâncias serão novamente utilizadas as técnicas *conformal mapping* e de superposição de capacitâncias parciais aplicadas ao esquema da Figura 5.5 que considera a PSC bifilar modelada como uma linha CPW.

As técnicas *conformal mapping* e de superposição de capacitâncias parciais ao analisarem a contribuição de cada camada dielétrica na Figura 5.5, considera cada capacitância parcial como sendo de placas paralelas agrupadas numa associação paralela, conjuntamente, com suas respectivas condutâncias parciais. Assim, a capacitância própria C_s e a condutância G_s que se formam entre as trilhas metálicas de cada PSC monofilar B1 e B2 são, respectivamente,

$$C_s = C_{s0} + C_{s1} + C_{s2} + C_{s3} \quad (5.42)$$

e

$$G_s = G_{s0} + G_{s1} + G_{s2} + G_{s3}, \quad (5.43)$$

onde as capacitâncias C_{s0} , C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} e as condutâncias, G_{s0} , G_{s1} , G_{s2} e G_{s3} são as respectivas parcelas da capacitância própria C_s e da condutância G_s associada ao ar (s_0), à camada *top* (s_1) e à *bottom* (s_3) da máscara de solda e da camada de substrato (s_2) da PSC bifilar modelada como uma linha CPW descrita na Figura 5.5.

E a condutância G_p de cada PSC monofilar é

$$G_p = (G_s + G_{ov}), \quad (5.44)$$

onde G_{ov} é a condutância associada às perdas dielétricas na capacitância C_{ov} .

Assumindo que as capacitâncias C_{s0} , C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} estão relacionadas com a capacitância própria C_s pela mesma relação de proporcionalidade existente entre a capacitância C_{CPW} e suas respectivas capacitâncias parciais C_0 , C_1 , C_2 e C_3 presentes na equação (5.17), ou seja,

$$\frac{C_{s0}}{C_s} = \frac{C_0}{C_{CPW}}, \quad (5.45)$$

$$\frac{C_{s1}}{C_s} = \frac{C_1}{C_{CPW}}, \quad (5.46)$$

$$\frac{C_{s2}}{C_s} = \frac{C_2}{C_{CPW}} \quad (5.47)$$

e

$$\frac{C_{s3}}{C_s} = \frac{C_3}{C_{CPW}}. \quad (5.48)$$

Assim, substituindo (5.17), (5.18), (5.32), (5.33) e (5.34) no lado direito das proporções (5.45) a (5.48), obtêm-se

$$C_{s0} = \frac{1}{\epsilon_{ref}} C_s, \quad (5.49)$$

$$C_{s1} = \frac{(\epsilon_{r1} - 1)q_1}{\epsilon_{ref}} C_s, \quad (5.50)$$

$$C_{s2} = \frac{(\epsilon_{r2} - \epsilon_{r3})q_2}{\epsilon_{ref}} C_s \quad (5.51)$$

e

$$C_{s3} = \frac{(\epsilon_{r3} - 1)q_3}{\epsilon_{ref}} C_s. \quad (5.52)$$

Para cada PSC monofilar, as condutâncias G_{s0} , G_{s1} , G_{s2} e G_{s3} podem ser determinadas usando a seguinte relação de proporcionalidade válida para capacitores de placas paralelas

$$\frac{C}{G} = \frac{\epsilon}{\sigma} = \frac{1}{\omega \tan D}, \quad (5.53)$$

onde C é a capacitância, G a condutância, ϵ a permissividade, ω a frequência angular, $\tan D$ a tangente de perdas e σ é a condutividade do material dielétrico.

Assim, considerando o meio externo à PSC bifilar como sendo o ar, isto implica em $\sigma_{so} = 0$. Logo,

$$G_{so} = 0. \quad (5.54)$$

As condutâncias G_{s1} , G_{s2} e G_{s3} podem ser determinadas substituindo as equações (5.50) a (5.52) em (5.53).

Assim,

$$G_{s1} = C_{s1} \omega \tan D_1, \quad (5.55)$$

$$G_{s2} = C_{s2} \omega \tan D_2 \quad (5.56)$$

e

$$G_{s3} = C_{s3} \omega \tan D_3. \quad (5.57)$$

A equação (5.53) também pode ser usada para determinar a condutância G_{ov} . Assim,

$$G_{ov} = C_{ov} \omega \tan D_2. \quad (5.58)$$

Portanto, substituindo as equações (5.54) a (5.58) em (5.44), obtém-se a condutância G_p de cada PSC monofilar através da equação

$$G_p = C_{ov} \omega \tan D_2 + \frac{\omega C_s}{\varepsilon_{ref}} [(\varepsilon_{r1} - 1)q_1 \tan D_1 + (\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r3})q_2 \tan D_2 + (\varepsilon_{r3} - 1)q_3 \tan D_3]. \quad (5.59)$$

Enquanto G_s foi determinada a partir das relações de proporcionalidades (5.45) a (5.48), envolvendo C_s e C_{CPW} , por outro lado, G_m pode ser estimada como a condutância de uma linha CPW, desde que tal condutância esteja associada às perdas dielétricas na capacitância mútua C_m que foi estimada considerando a PSC bifilar modelada como uma linha CPW (DA-WEI *et al.*, 2011).

Assim,

$$G_m = (G_{m0} + G_{m1} + G_{m2} + G_{m3})l_{av}, \quad (5.60)$$

sendo l_{av} o comprimento médio de cada PSC monofilar determinada pela equação (5.16), o índice m_0 está associado ao ar, m_1 associado à camada *top* e m_3 à camada *bottom* da máscara de solda e, por sua vez, m_2 está associado à camada de substrato da PSC bifilar modelada como uma linha CPW e que é descrita na Figura 5.5.

E as condutâncias parciais são,

$$G_{m0} = 0, \quad (5.61)$$

$$G_{m1} = 2\sigma_{m1} \frac{K(k'_{11})}{K(k_{11})}, \quad (5.62)$$

$$G_{m2} = 2(\sigma_{m2} - \sigma_{m3}) \frac{K(k'_{22})}{K(k_{22})} \quad (5.63)$$

e

$$G_{m3} = 2\sigma_{m3} \frac{K(k'_{33})}{K(k_{33})}, \quad (5.64)$$

sendo

$$\sigma_{m0} = 0, \quad (5.65)$$

$$\sigma_{m1} = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r1} \tan D_1, \quad (5.66)$$

$$\sigma_{m2} = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r2} \tan D_2 \quad (5.67)$$

e

$$\sigma_{m3} = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r3} \tan D_3. \quad (5.68)$$

Assim, substituindo as equações (5.61) a (5.68) em (5.60), a condutância G_m poderá ser determinada pela equação

$$G_m = 2\omega \varepsilon_0 \left[(\varepsilon_{r1} \tan D_1) \frac{K(k'_{11})}{K(k_{11})} + (\varepsilon_{r2} \tan D_2 - \varepsilon_{r3} \tan D_3) \frac{K(k'_{22})}{K(k_{22})} + \varepsilon_{r3} \tan D_3 \frac{K(k'_{33})}{K(k_{33})} \right] l_{av}. \quad (5.69)$$

Dentro dos limites desta pesquisa, não será feita uma análise comparativa entre os valores de condutâncias e nem da resistência R_s do modelo proposto com os valores medidos e por simulação EM ao longo de uma larga faixa de frequência que envolva desde o primeiro vale até o primeiro pico de ressonância, pois esses parâmetros elétricos variam com a frequência e estão intrinsicamente relacionados quando se analisa a curva de impedância de uma PSC bifilar. No entanto, existem técnicas para se determinar isoladamente as condutâncias e a resistência série, para valores medidos e por simulação EM, subdividindo-se o modelo elétrico proposto em blocos (ramos série e paralelo) e usando-se regressão linear (JIAJU; ZHIGONG; ZHIQUN, 2012). Porém, essas técnicas se aplicam apenas em uma região do espectro relativamente curta, geralmente bem abaixo do primeiro vale de ressonância. No entanto, o uso dessas técnicas foge ao escopo desta pesquisa.

Por outro lado, o que se propõe no próximo capítulo é elaborar curvas de impedância *versus* frequência para o modelo proposto e compará-las com as respectivas curvas obtidas para valores medidos no analisador de impedância e por simulação EM e assim, indiretamente, comprovar que a teoria adotada para o cálculo de G_p , G_m e R_s bem como para os demais parâmetros elétricos estudados neste capítulo é viável para o estudo de PSCs bifilares.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

6.1 PSCs BIFILARES FABRICADAS

A fim de validar o modelo proposto na Figura 3.1 e a teoria apresentada no capítulo 5, sete PSCs bifilares foram fabricadas em dupla face cobreada, com substrato FR-4 e revestidas com máscara de solda nas camadas *top* e *bottom*. Os parâmetros individuais de cada PSC bifilar constam na Tabela 6.1 e os parâmetros em comum a essas PSCs constam na Tabela 5.4.

Foram fabricadas PSCs bifilares com 20, 24 e 28 espiras. A razão dessa escolha foi para que as primeiras ressonâncias (pico e vale) pudessem situar-se num espectro de frequência mensurável pelo analisador de impedância Agilent (Keysight) 4294A.

Tabela 6.1- Parâmetros individuais das PSCs bifilares fabricadas⁽¹⁾

BIFILAR	N	$w(\text{mm})$	$s(\text{mm})$	$Dout_b (\text{mm})$	$Din_b(\text{mm})$	$l_m(\text{m})$	$l_{av}(\text{m})$
PSC-B1	20	0,80	0,20	49,80	10,20	1,199	1,080
PSC-B2	24	0,80	0,20	57,80	10,20	1,631	1,496
PSC-B3	28	0,80	0,20	65,80	10,20	2,127	1,976
PSC-B4	20	0,55	0,45	49,55	10,45	1,199	1,080
PSC-B5	24	0,55	0,45	57,55	10,45	1,631	1,496
PSC-B6	28	0,55	0,45	65,55	10,45	2,127	1,976
PSC-B7	24	0,55	0,20	55,30	19,70	1,799	1,650

Fonte: autoria própria (2018)

(1) As dimensões de w , s , $Dout_b$ e Din_b são valores médios obtidos após medições de cada PSC bifilar com um paquímetro digital DIGIMESS 100174BL e um microscópio digital CELESTRON 44308. Os comprimentos l_m e l_{av} foram obtidos, respectivamente, através das equações (A-8) e (5.16).

A título de exemplo, a Figura 6.1 exibe a vista superior da PSC-B6 fabricada com 28 espiras, onde as linhas tracejadas representam os pares de trilhas *underpasses* situadas na camada *bottom* da PSC.

E a Figura 6.2 apresenta a PSC-B1 conectada ao analisador de impedância Agilent (Keysight) 4294A para testes.

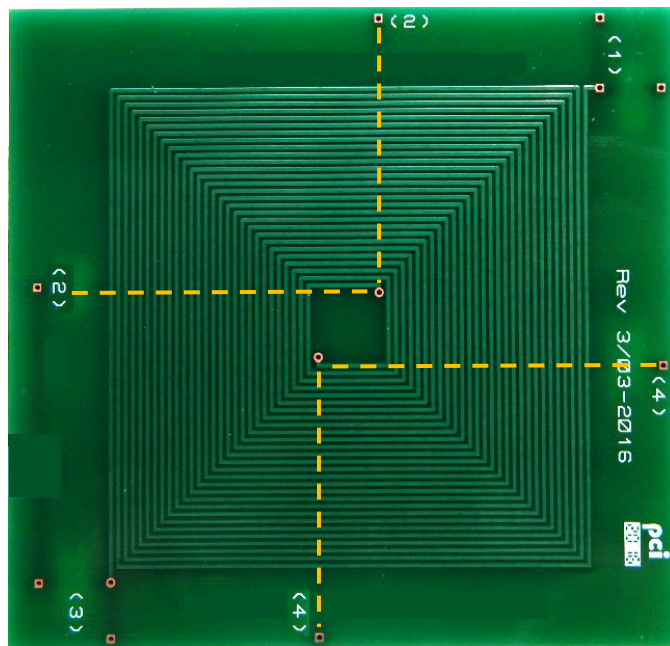


Figura 6.1- Fotografia da PSC-B6, em vista superior, onde os pares de furos metalizados (1)-(2) e (3)-(4) são os respectivos terminais dos enrolamentos monofilares B1 e B2 e as linhas tracejadas representam os pares de trilhas *underpasses* situadas na camada *bottom* da PSC.

Fonte: autoria própria (2017).

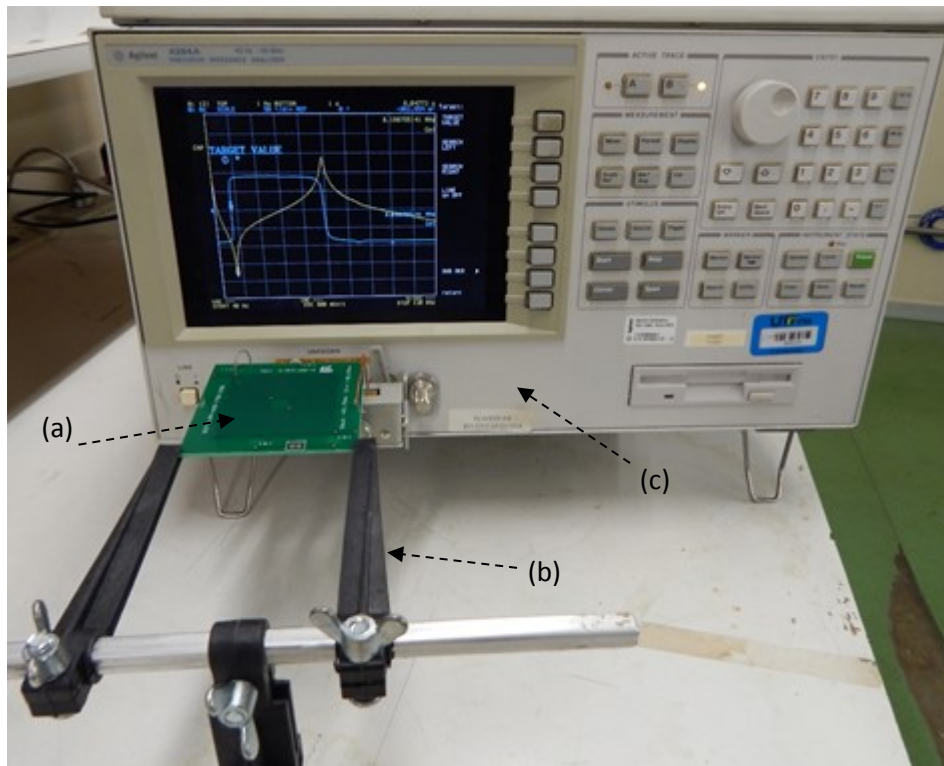


Figura 6.2- PSC-B1 (a) suspensa pelo suporte (b) e conectada ao analisador de impedância (c) Agilent (Keysight) 4294A para testes. Fonte: autoria própria (2018).

A seguir, serão apresentados os resultados da pesquisa através de tabelas e gráficos, comparando os resultados teóricos do modelo proposto com aqueles obtidos por simulação eletromagnética e por valores medidos no analisador de impedância.

6.2 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos através de curvas de resposta em frequência e tabelas para as bobinas bifilares PSC-B1 a PSC-B7, visando-se estabelecer uma análise comparativa entre os resultados obtidos por simulação EC aplicado ao modelo elétrico proposto, por simulação EM, bem como para os valores medidos no analisador de impedância.

Os parâmetros L_s , M , k , C_p , C_m , f_{1p} e f_{1v} bem como as curvas de resposta em frequência de Z_{14} , para as sete PSCs bifilares presentes na Tabela 6.1 foram obtidos de forma experimental e por simulações EM usando os procedimentos metodológicos descritos no capítulo 4.

Quanto ao cálculo dos parâmetros R , G , L e C do modelo elétrico da Figura 3.1, eles foram determinados a partir de um algoritmo desenvolvido em MATLAB (Apêndice B), nos moldes da teoria apresentada no capítulo 5.

Assim, chega-se ao modelo elétrico de cada PSC bifilar para a configuração aberta: PSC-B1 (Figura 6.3), PSC-B2 (Figura 6.5), PSC-B3 (Figura 6.7), PSC-B4 (Figura 6.9), PSC-B5 (Figura 6.11), PSC-B6 (Figura 6.13) e PSC-B7 (Figura 6.15). Esses modelos foram submetidos ao *software* ADS Keysight, na parte de simulação EC para o levantamento das respectivas curvas de impedância Z_{14} versus frequência.

As Tabelas 6.2 a 6.8 exibem, resumidamente, os principais parâmetros (L_s , M , k , C_p , C_m , f_{1p} e f_{1v}) de cada PSC bifilar, obtidos para o modelo proposto, para os valores medidos no analisador de impedância e por simulação EM. Essas tabelas também exibem, nas duas últimas colunas, a diferença ou erro percentual de cada parâmetro em relação aos valores medidos. E as curvas de impedância Z_{14} (módulo e fase) versus frequência para as PSCs bifilares abertas analisadas estão representadas na Figura 6.4 (PSC-B1), Figura 6.6 (PSC-B2), Figura 6.8 (PSC-B3), Figura 6.10 (PSC-B4), Figura 6.12 (PSC-B5), Figura 6.14 (PSC-B6) e Figura 6.16 (PSC-B7).

6.2.1 PSC-B1 Aberta

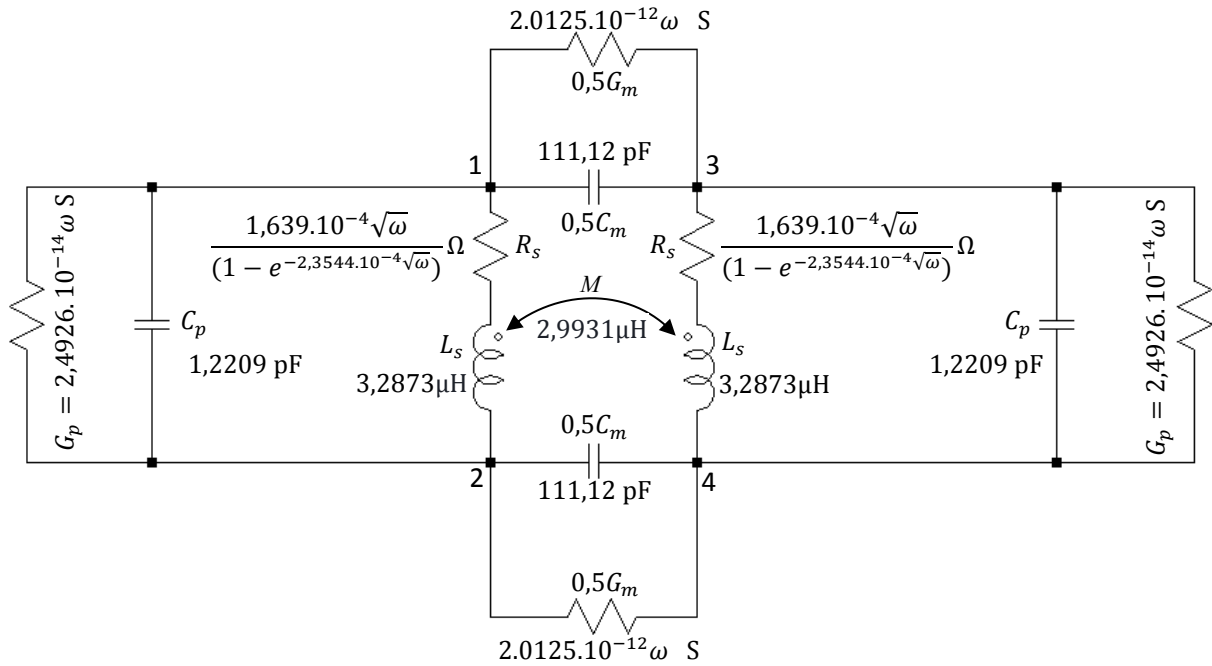


Figura 6.3 - Modelo elétrico da PSC-B1 aberta para simulação EC.

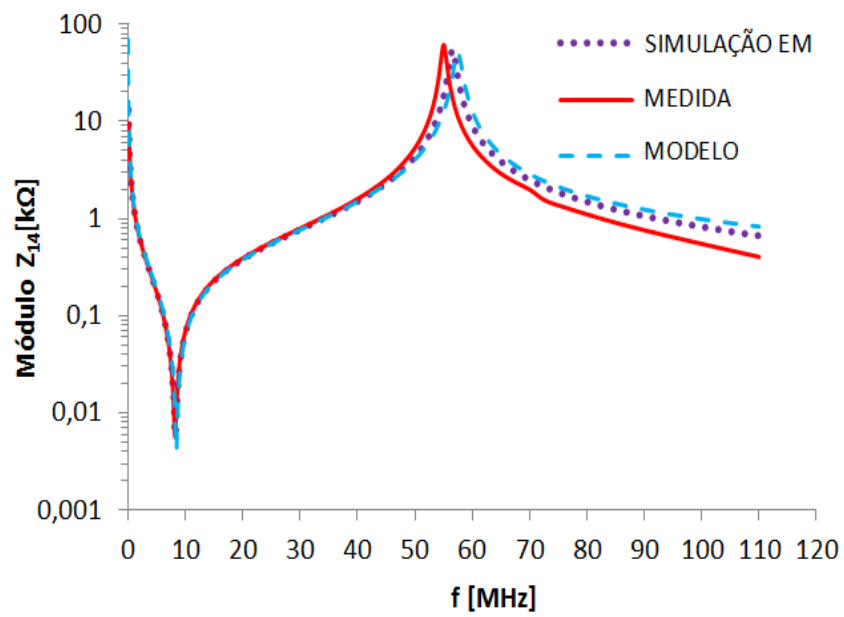
Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.2 - PSC-B1: análise comparativa

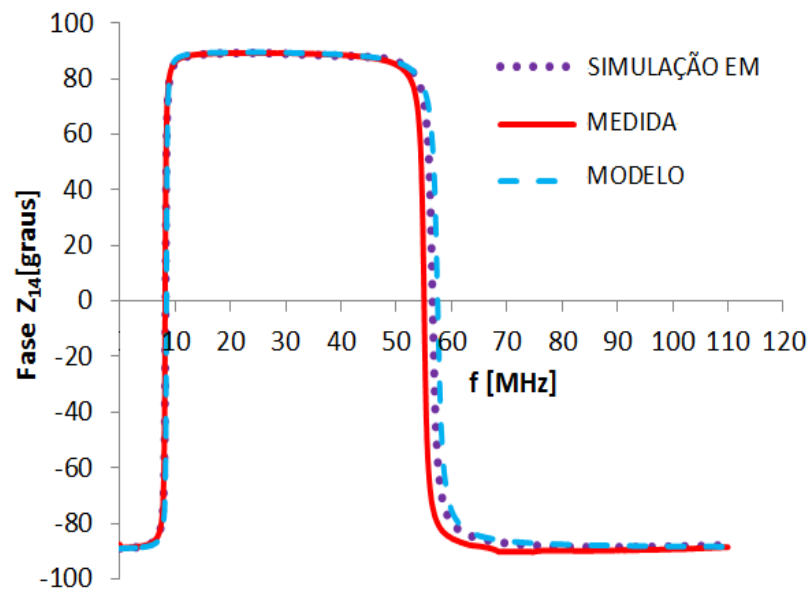
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽²⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	3,2873	3,4103	3,2839	-3,6067	-3,7064
M (μH)	2,9931	2,9322	2,9620	2,0769	1,0163
k	0,9105	0,8598	0,9020	5,8967	4,9081
C_p (pF)	1,2209	1,3202	1,2658	-7,5216	-4,1206
C_m (pF)	111,1200	113,9120	118,9686	-2,4510	4,4390
f_{1p} (MHz)	57,4760	55,0000	56,6039	4,5018	2,9162
f_{1v} (MHz)	8,4280	8,2783	8,1705	1,8083	-1,3022

Fonte: autoria própria (2018)

(2) Valores medidos sob 20,0 °C e umidade relativa de 52,0%.



(a)



(b)

Figura 6.4 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B1 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.2 PSC-B2 Aberta

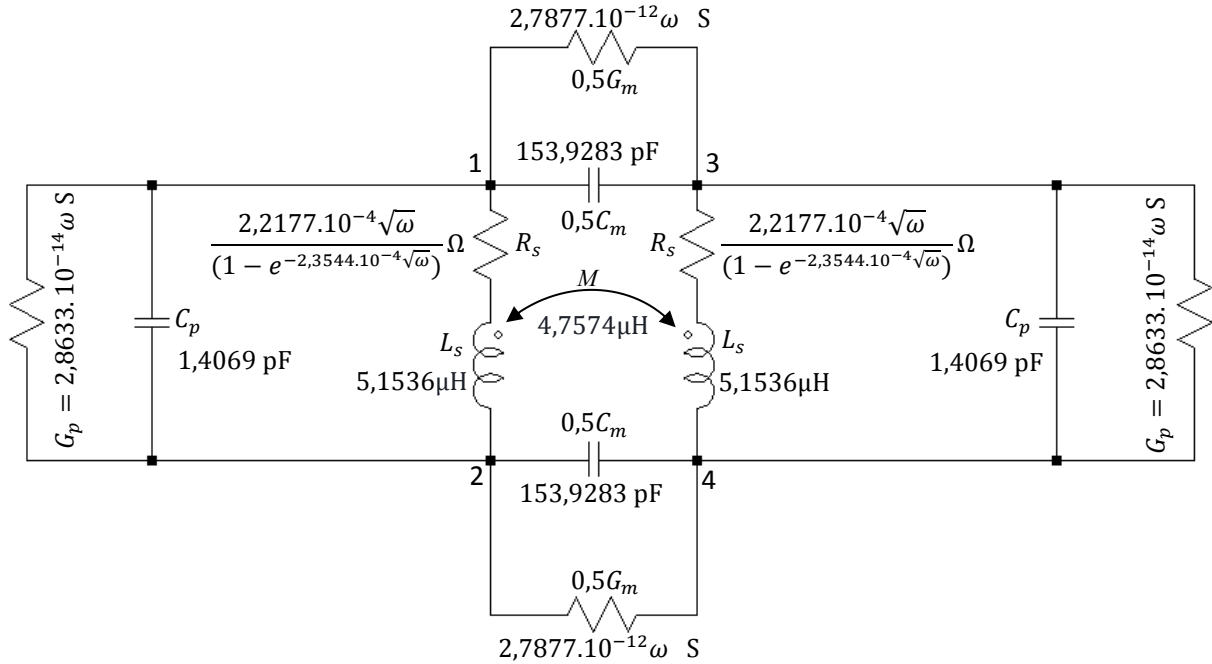


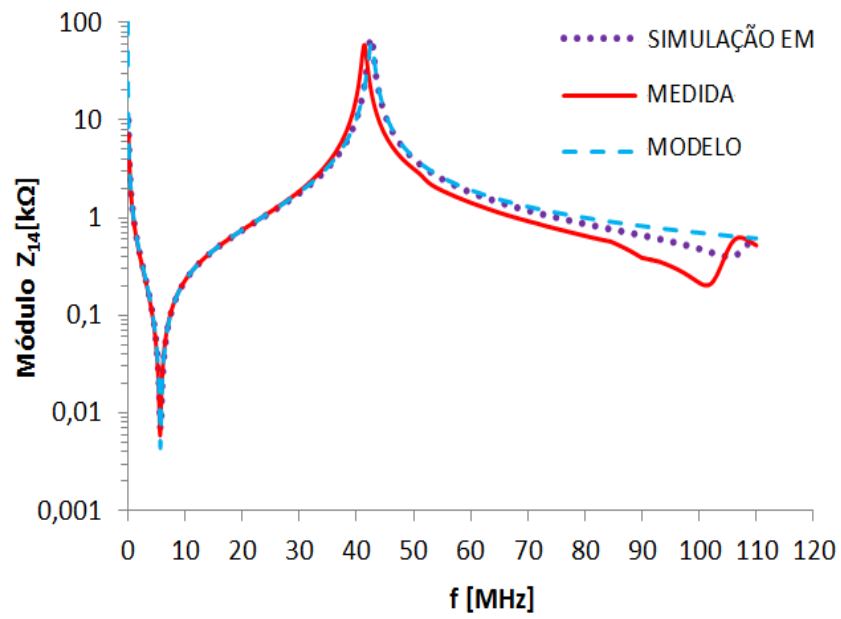
Figura 6.5 - Modelo elétrico da PSC-B2 aberta para simulação EC.
 Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.3 - PSC-B2: análise comparativa

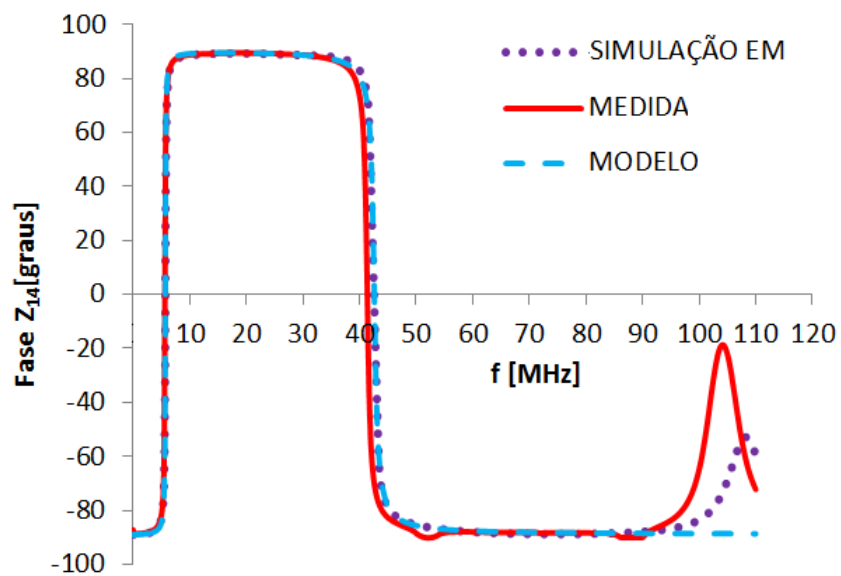
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽³⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	5,1536	5,2315	5,1207	-1,4891	-2,1179
M (μH)	4,7574	4,7535	4,7357	0,0831	-0,3734
k	0,9231	0,9086	0,9248	1,5935	1,7823
C_p (pF)	1,4069	1,4810	1,4194	-5,0036	-4,1614
C_m (pF)	153,9283	159,5730	157,7890	-3,5374	-1,1180
f_{1p} (MHz)	42,6216	41,3875	42,5513	2,9818	2,8120
f_{1v} (MHz)	5,7106	5,5871	5,6567	2,2099	1,2458

Fonte: autoria própria (2018)

(3) Valores medidos sob 22,4 °C e umidade relativa de 60%.



(a)



(b)

Figura 6.6 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B2 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.3 PSC-B3 Aberta

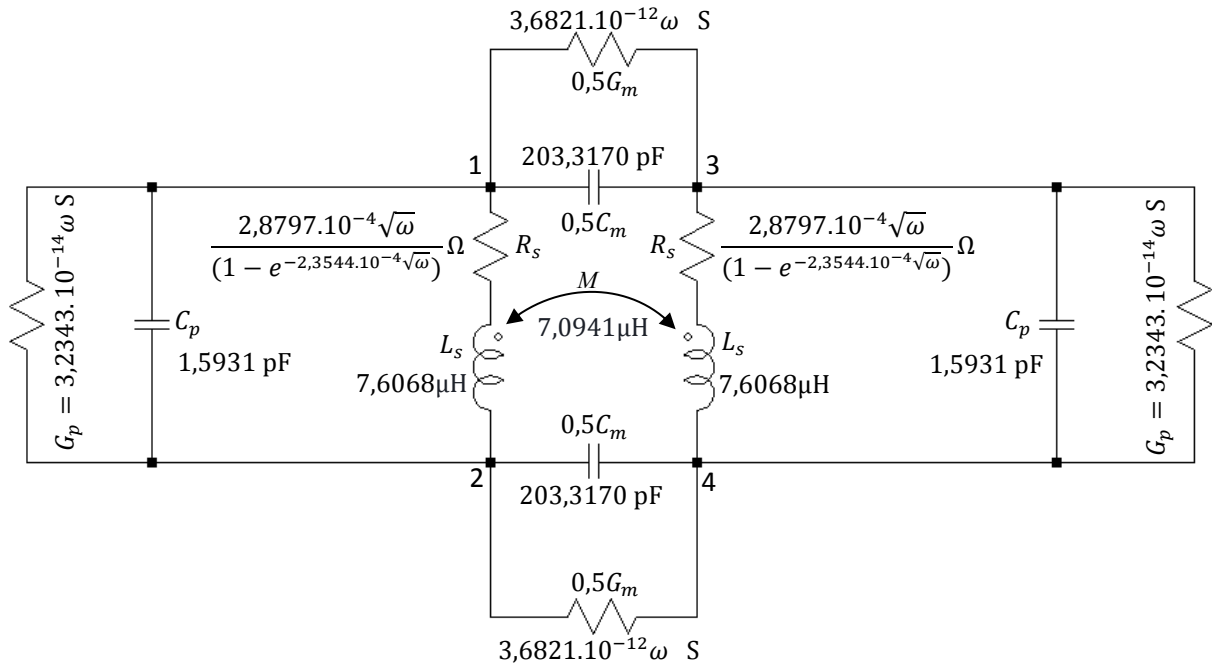


Figura 6.7 - Modelo elétrico da PSC-B3 aberta para simulação EC.

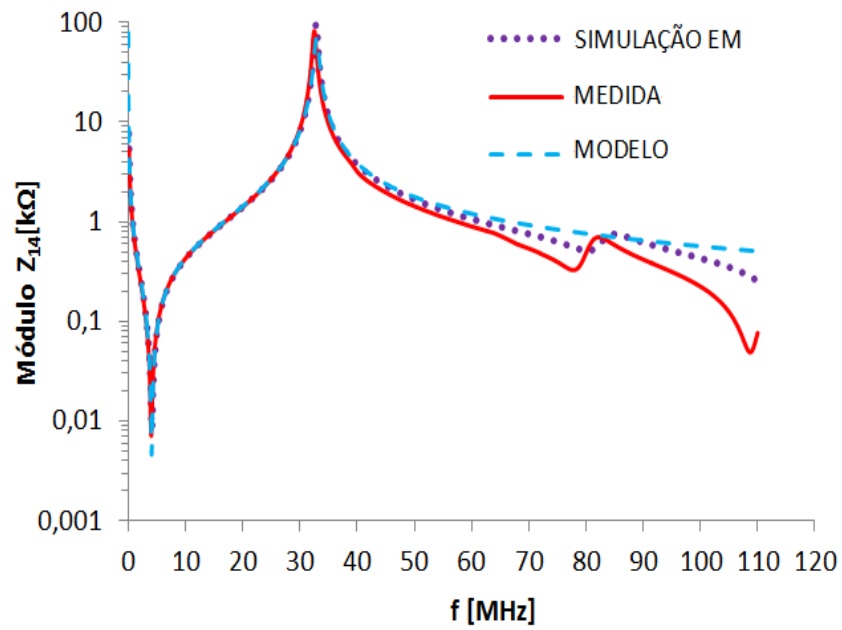
Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.4 - PSC-B3: análise comparativa

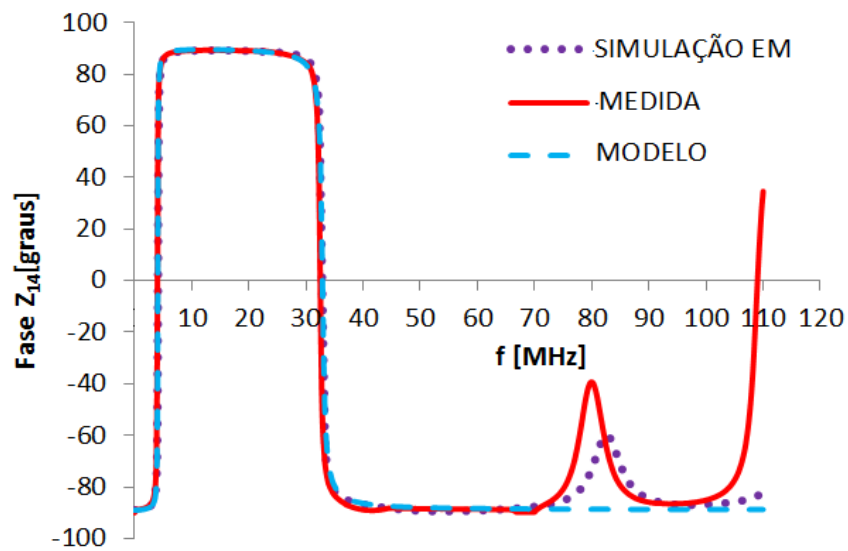
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽⁴⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	7,6068	7,6650	7,5539	-0,7593	-1,4494
M (μH)	7,0941	7,3970	7,0688	-4,0949	-4,4369
k	0,9326	0,9650	0,9358	-3,3575	-3,0280
C_p (pF)	1,5931	1,5971	1,6074	-0,2505	0,6449
C_m (pF)	203,3170	206,6470	208,4680	-1,6114	0,8812
f_{1p} (MHz)	32,8872	32,4500	32,8276	1,3473	1,1636
f_{1v} (MHz)	4,0851	4,0036	4,0456	2,0357	1,0491

Fonte: autoria própria (2018)

(4) Valores medidos sob 17,0 °C e umidade relativa de 58%.



(a)



(b)

Figura 6.8 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B3 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.4 PSC-B4 Aberta

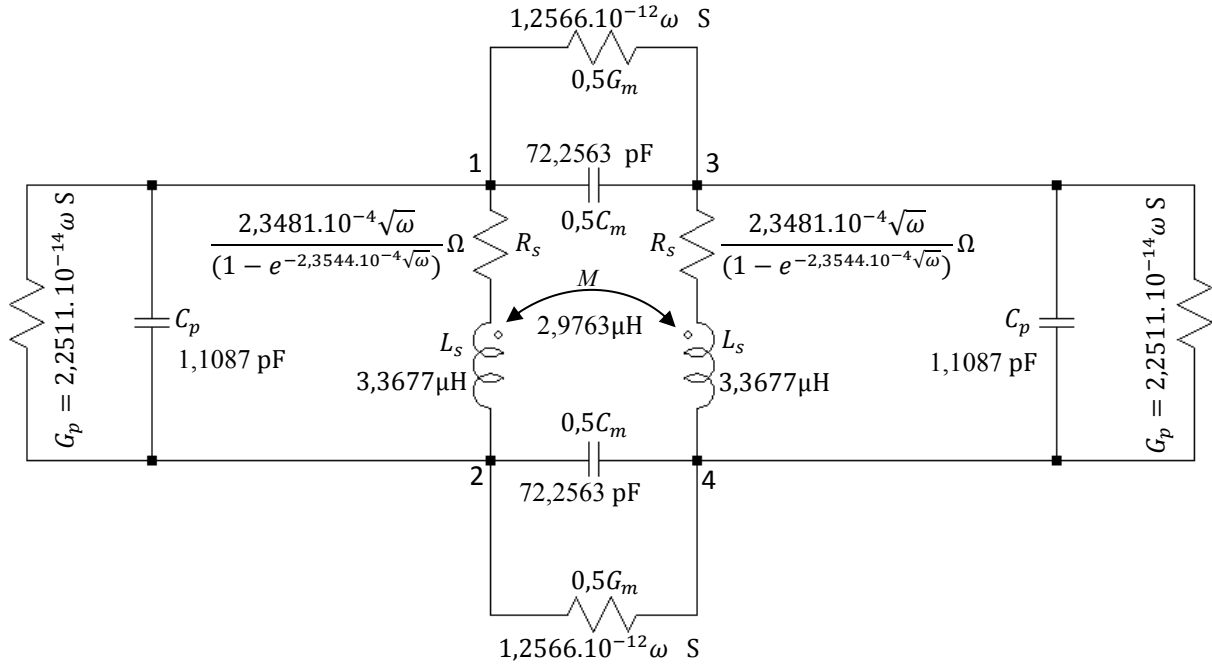


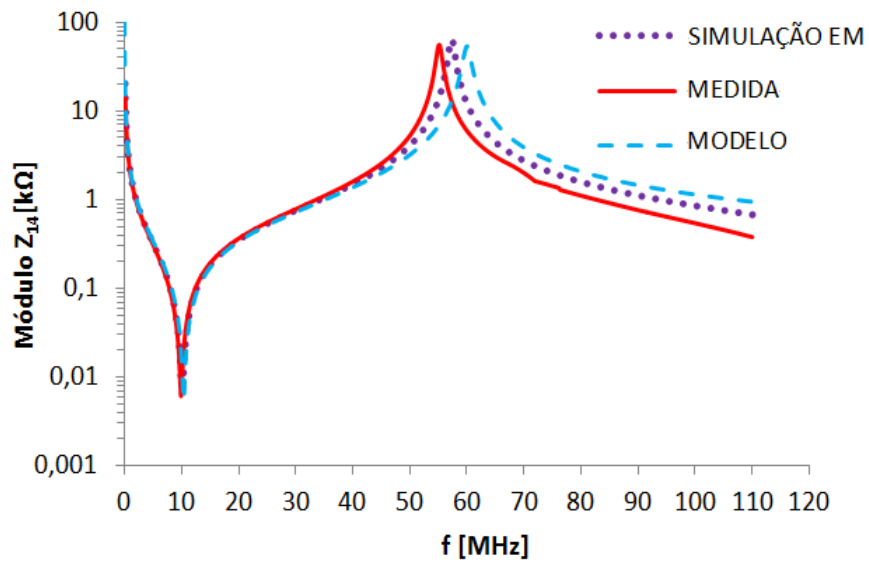
Figura 6.9 - Modelo elétrico da PSC-B4 aberta para simulação EC.
Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.5 - PSC-B4: análise comparativa

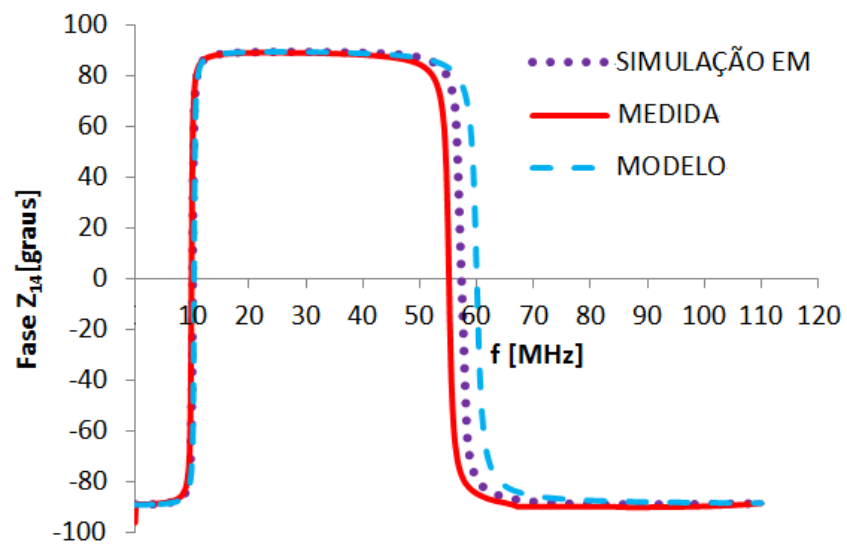
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽⁵⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	3,3677	3,4930	3,3395	-3,5872	-4,3945
M (μH)	2,9763	2,9190	2,9663	1,9630	1,6204
k	0,8838	0,8357	0,8882	5,7557	6,2822
C_p (pF)	1,1087	1,2535	1,2220	-11,5517	-2,5130
C_m (pF)	72,2563	77,6462	74,7320	-6,9416	-3,7532
f_{1p} (MHz)	60,0111	56,1375	57,3344	6,9002	2,1321
f_{1v} (MHz)	10,3550	9,9283	10,2029	4,2978	2,7658

Fonte: autoria própria (2018)

(5) Valores medidos sob 20,5 °C e umidade relativa de 67,0%.



(a)



(b)

Figura 6.10 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B4 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.5 PSC-B5 Aberta

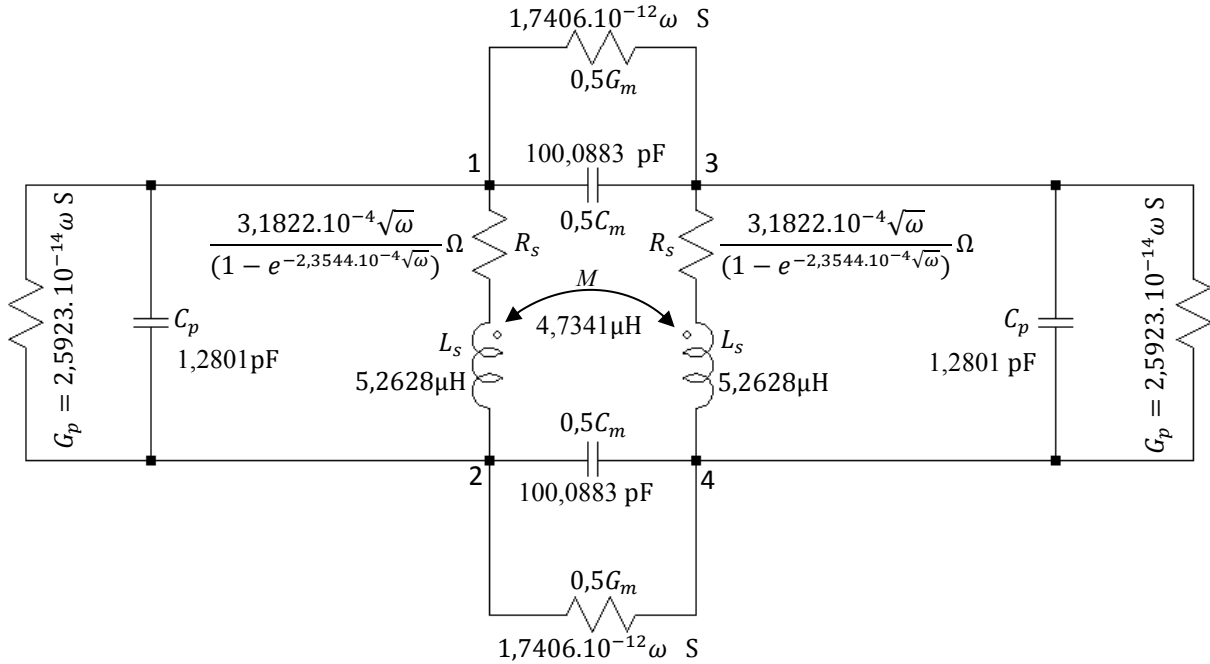


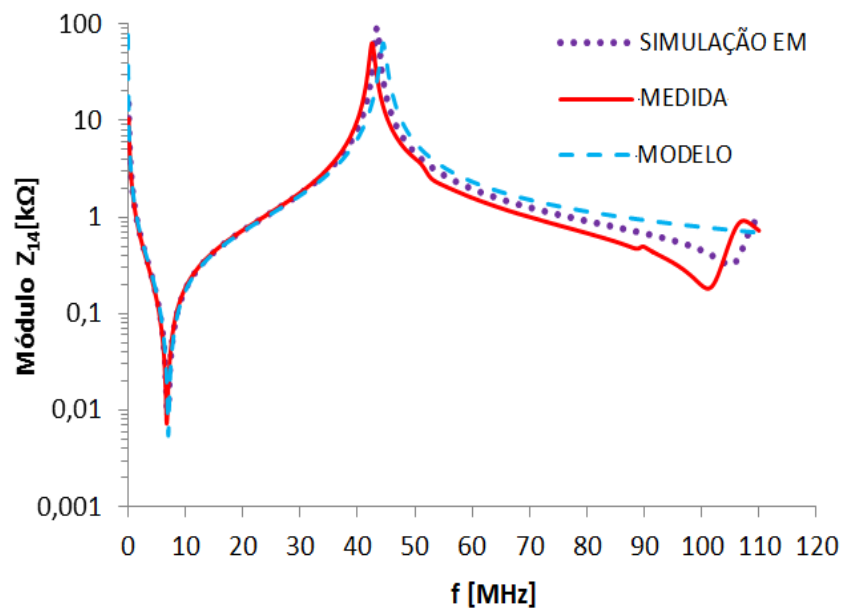
Figura 6.11 - Modelo elétrico da PSC-B5 aberta para simulação EC.
 Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.6 - PSC-B5: análise comparativa

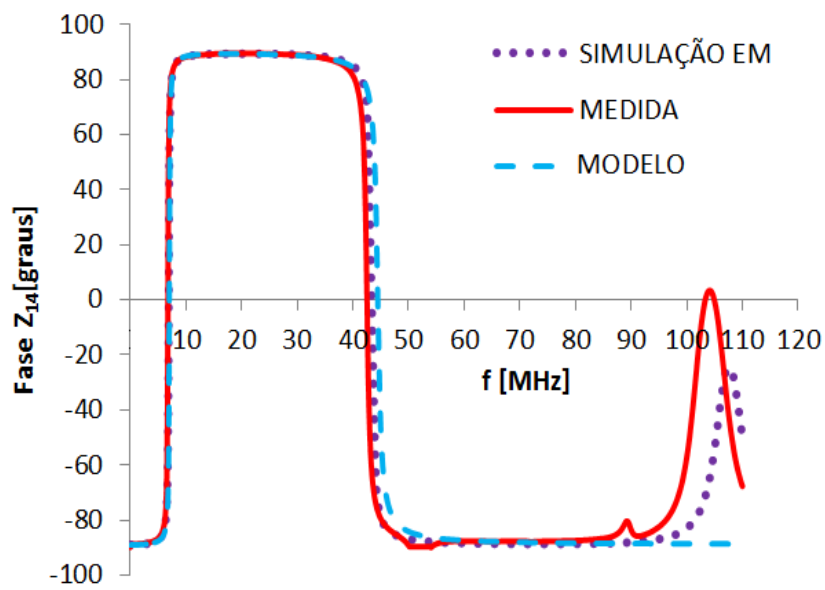
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽⁶⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	5,2628	5,3529	5,2212	-1,6832	-2,4603
M (μH)	4,7341	4,6881	4,7217	0,9812	0,7167
k	0,8995	0,8758	0,9043	2,7061	3,2542
C_p (pF)	1,2801	1,3975	1,3531	-8,4007	-3,1771
C_m (pF)	100,0883	104,9850	103,1740	-4,6642	-1,7250
f_{1p} (MHz)	44,4903	42,4875	43,3914	4,7139	2,1274
f_{1v} (MHz)	7,0263	6,8419	6,9370	2,6952	1,3900

Fonte: autoria própria (2018)

(6) Valores medidos sob 22,4 °C e umidade relativa de 60,0%.



(a)



(b)

Figura 6.12 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B5 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.6 PSC-B6 Aberta

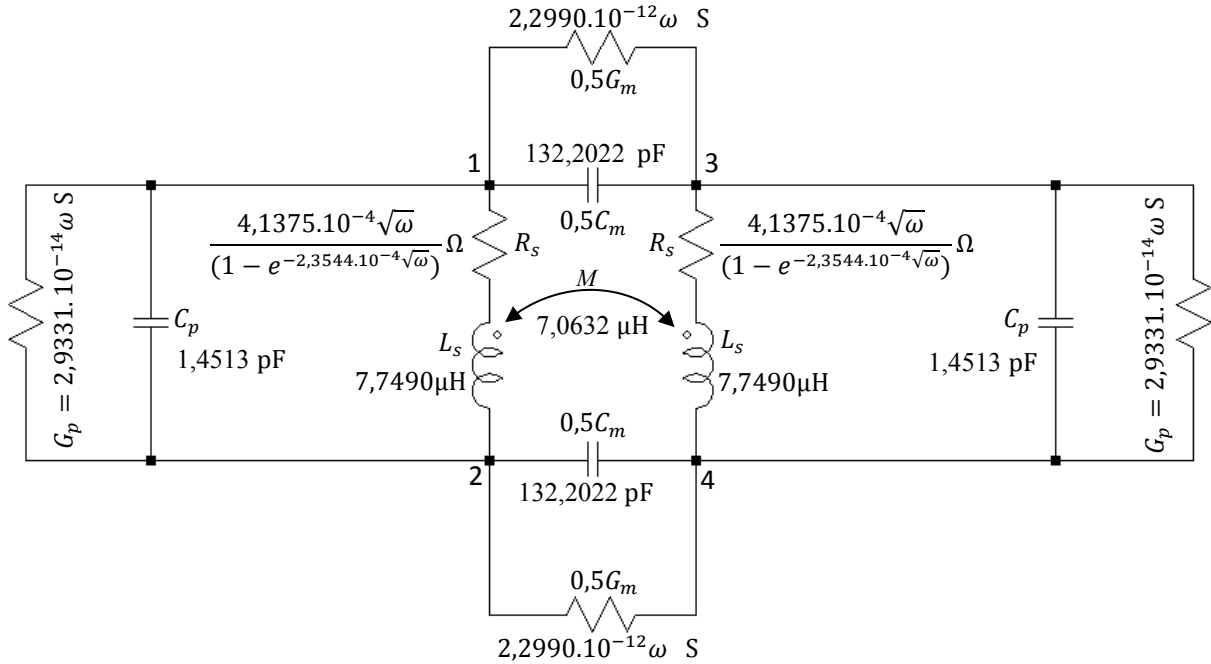


Figura 6.13 - Modelo elétrico da PSC-B6 aberta para simulação EC.

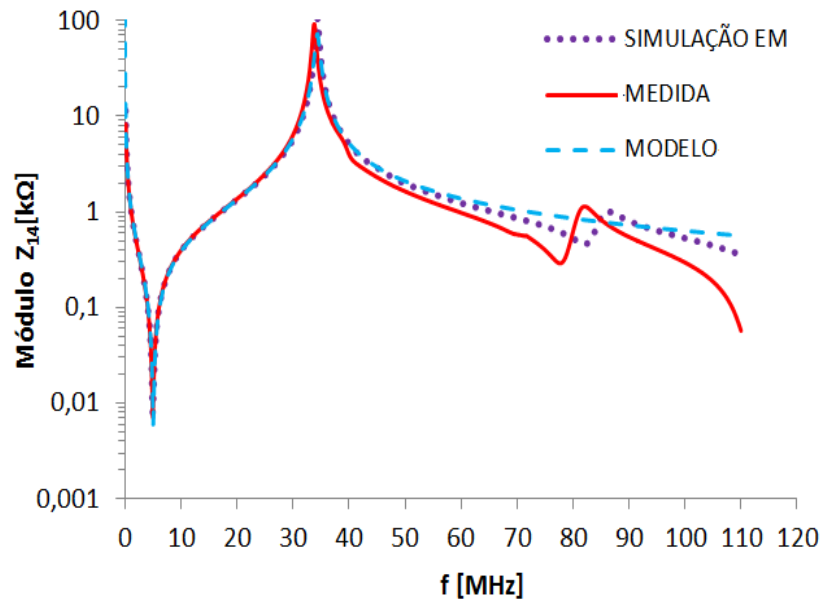
Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.7 - PSC-B6: análise comparativa

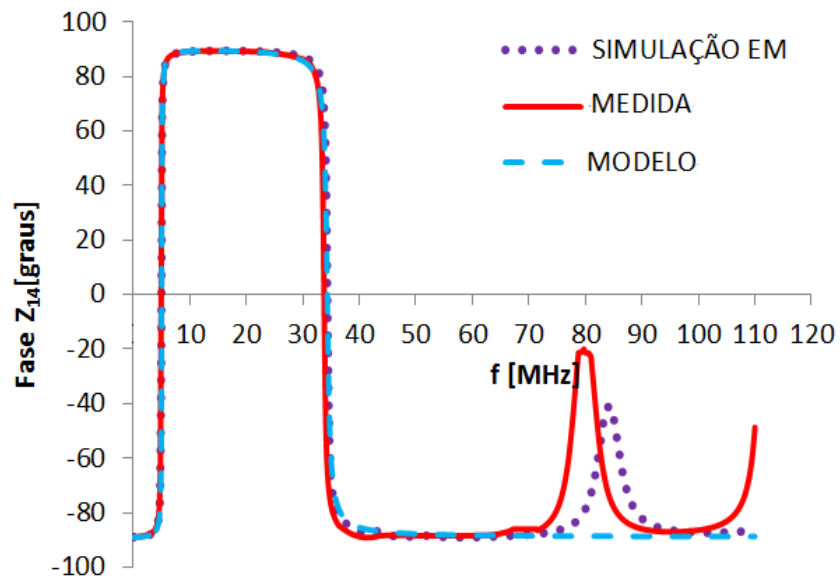
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽⁷⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	7,7490	7,8762	7,7171	-1,6150	-2,0200
M (μH)	7,0632	7,2183	7,0322	-2,1487	-2,5782
k	0,9115	0,9165	0,9112	-0,5456	-0,5783
C_p (pF)	1,4513	1,4667	1,4561	-1,0500	-0,7227
C_m (pF)	132,2022	130,1400	134,4670	1,5846	3,3249
f_{1p} (MHz)	34,3267	33,8250	34,3429	1,4832	1,5311
f_{1v} (MHz)	5,0314	5,0220	5,0002	0,1872	-0,4341

Fonte: autoria própria (2018)

(7) Valores medidos sob 18,8 °C e umidade relativa de 52,0%.



(a)



(b)

Figura 6.14 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B6 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.2.7 PSC-B7 Aberta

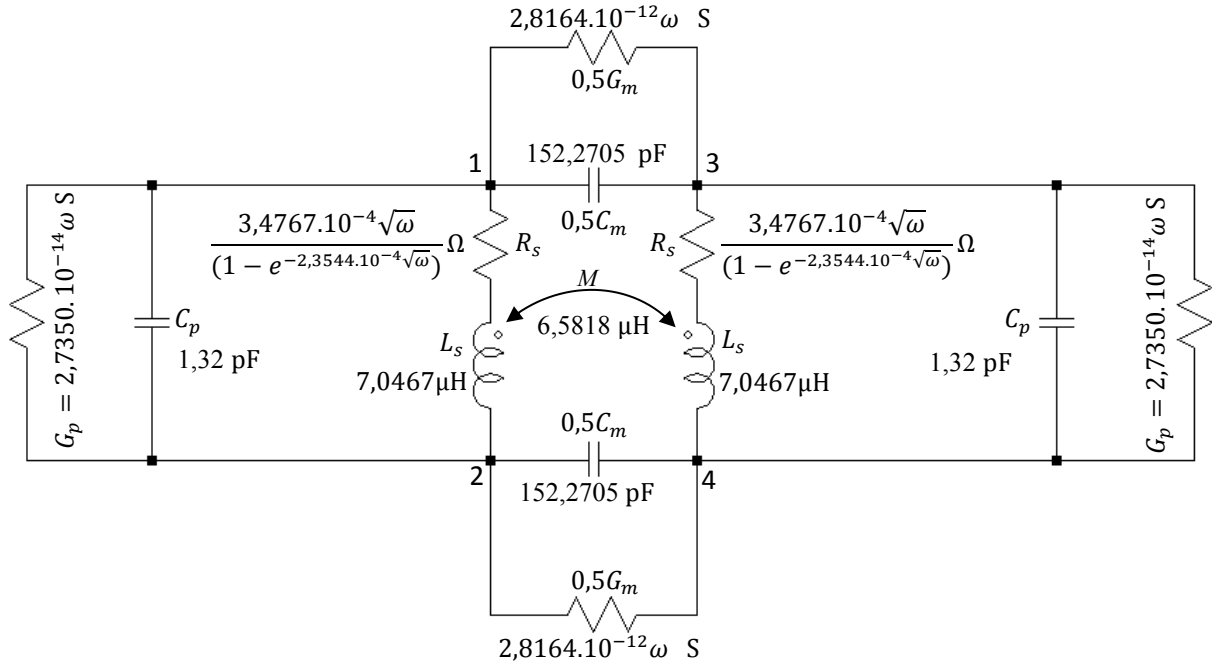


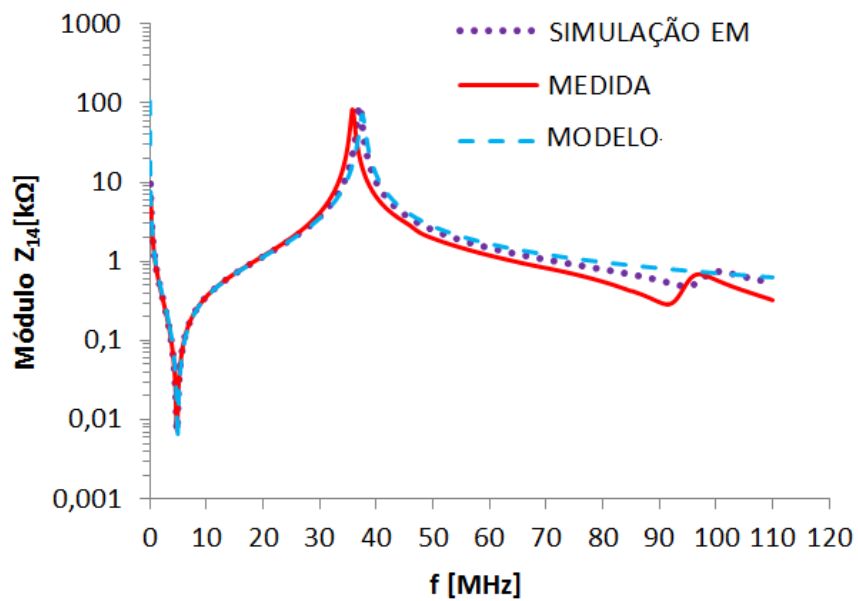
Figura 6.15 - Modelo elétrico da PSC-B7 aberta para simulação EC.
Fonte: autoria própria (2018).

Tabela 6.8 - PSC-B7: análise comparativa

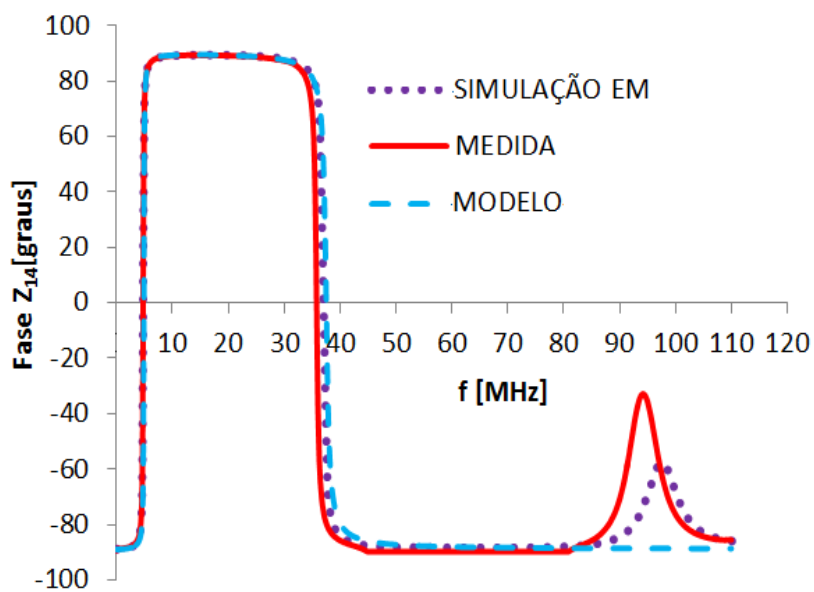
Parâmetros	Modelo	Medida ⁽⁸⁾	Simulação (EM)	Erro (%)	
				Modelo	Simulação (EM)
L_s (μH)	7,0467	7,1115	7,0033	-0,9112	-1,5215
M (μH)	6,5818	6,7250	6,5330	-2,1294	-2,8550
k	0,9340	0,9457	0,9328	-1,2372	-1,3641
C_p (pF)	1,3200	1,4324	1,3638	-7,8470	-4,7892
C_m (pF)	152,2705	156,8510	160,3290	-2,9203	2,2174
f_{1p} (MHz)	37,5240	35,7500	37,0414	4,9622	3,6123
f_{1v} (MHz)	4,8986	4,7879	4,7909	2,3121	0,0627

Fonte: autoria própria (2018)

(8) Valores medidos sob 18,1 °C e umidade relativa de 53%.



(a)



(b)

Figura 6.16 - Curva do módulo (a) e da fase (b) de Z_{14} versus f , para a PSC-B7 aberta, obtidas a partir do modelo proposto, por simulação EM e através de valores medidos no analisador de impedância.

6.3 DISCUSSÕES

Analisando as Tabelas 6.2 a 6.8, que contêm os principais parâmetros (L_s , M , k , C_p , C_m , f_{1p} e f_{1v}) de cada PSC bifilar, verifica-se que o erro em C_p foi inferior a 12 %. Esse erro está relacionado com a precisão no cálculo de C_{ov} (equação 5.40) e de C_s (equação 5.37) que, por sua vez, depende também da precisão das curvas de fatores de degeneração (Figuras 5.9 a 5.11) e da precisão no cálculo do C_m (equação 5.35).

Quanto ao erro na capacitância mútua C_m , ele está relacionado não apenas com a precisão no cálculo das integrais elípticas, mas também na precisão do cálculo do comprimento médio l_{av} de cada PSC monofilar que, por simplificação, excluiu as duas primeiras e os duas últimas trilhas de cada PSC para que a capacitância mútua pudesse ser modelada como a capacitância de uma linha CPW. A exclusão dessas trilhas causa um erro no cálculo de C_m , porém esse erro pode ser limitado a 13% se $l_{av}/(Dout_b + Din_b) \geq 8$ e projetando PSCs bifilares com $N \geq 10$. Assim, considerando que nesta pesquisa as sete PSCs bifilares analisadas possuem $N \geq 20$ e $l_{av}/(Dout_b + Din_b) \geq 18$, esse procedimento assegurou um erro menor que 7% no cálculo do C_m modelado em relação aos valores medidos, o que evidencia que a abordagem de linhas CPW adotada nesta tese é viável para a modelagem de capacitâncias mútuas de PSCs bifilares.

Os parâmetros L_s , M e k tiveram erros menores que 6% usando as equações (5.8), (5.9) e (4.2) e as primeiras ressonâncias (pico f_{1p} e vale f_{1v}) de cada PSC bifilar apresentaram erros inferiores a 7% usando as equações (3.10) e (3.11) apresentadas no capítulo 3.

Conforme foi abordado no capítulo 5, R_s , G_p e G_m são grandezas que variam com a frequência e foram determinadas usando as equações (5.13), (5.59) e (5.69), sendo essas duas últimas equações relacionadas às novas abordagens apresentadas nesta tese para a determinação de condutâncias de PSCs associadas às perdas dielétricas.

Apesar de terem sido determinadas R_s , G_p e G_m , como função de ω , para o modelo elétrico proposto (Figuras 6.3, 6.5, 6.7, 6.9, 6.11, 6.13 e 6.15), não foram objetos desta pesquisa as medições dessas resistências e condutâncias usando um analisador de impedância e a obtenção desses parâmetros elétricos por simulação EM, ao longo de todo o espectro de frequência sob análise, pois medi-las isoladamente ainda é um desafio a ser superado, haja vista que essas variáveis estão inter-relacionadas e seria necessário isolá-las para a determinação individual de cada uma delas. Mas a falta desses dados empíricos não foi empecilho ao desenvolvimento da pesquisa quando o objetivo se restringe à análise

comparativa entre curvas de impedâncias das PSCs bifilares analisadas, conforme será evidenciado a seguir.

Visando-se quantificar a coerência entre as curvas de resposta em frequência presentes nas Figuras 6.4, 6.6, 6.8, 6.10, 6.12, 6.14 e 6.16 obtidas para o modelo proposto e por simulação eletromagnética em relação às respectivas curvas obtidas no analisador de impedância, o quadro 6.1 exibe o erro médio percentual absoluto (EMPA) em relação aos valores medidos.

Para que os EMPAs obtidos para o módulo e para a fase de Z_{14} do modelo proposto fossem limitados a 15%, até o entorno do primeiro pico de ressonância, adotou-se que o espectro de interesse dessa pesquisa fosse limitado até 30% acima da frequência f_{1p} , tomando como referência valores medidos no analisador de impedância. Assim, para o cálculo dos EMPAs considerou-se dois intervalos de frequências: o primeiro deles entre 0 Hz e $1,3f_{1p}$ e o segundo intervalo entre $1,3f_{1p}$ e 110 MHz.

Quadro 6.1- Erro Médio Percentual Absoluto (EMPA) – Z_{14}

	Impedância Z_{14}	ESPECTRO (MHz)	BOBINAS BIFILARES – EMPA (%)						
			PSC-B1	PSC-B2	PSC-B3	PSC-B4	PSC-B5	PSC-B6	PSC-B7
Modelo	Módulo	0 – $1,3f_{1p}$	4,2991	1,9381	1,7264	14,1650	4,1141	2,1488	3,8717
		$1,3f_{1p}$ – 110	47,4997	66,1008	63,3442	69,0788	74,8687	53,3474	50,1191
	Fase	0 – $1,3f_{1p}$	1,8972	3,8438	1,5572	11,6076	1,9635	10,6382	2,2483
		$1,3f_{1p}$ – 110	1,8998	19,7376	41,8441	2,0793	372,2497	22,7368	15,2764
Simulação EM	Módulo	0 – $1,3f_{1p}$	1,8330	4,3374	4,3492	4,3527	4,3456	2,6387	3,8230
		$1,3f_{1p}$ – 110	25,4658	30,6201	29,3006	27,8260	21,8469	25,3241	22,2004
	Fase	0 – $1,3f_{1p}$	1,6495	5,1871	2,6262	3,5737	2,7914	4,9570	2,1635
		$1,3f_{1p}$ – 110	1,3815	9,1307	6,1138	1,0044	102,6227	8,3375	5,0963

Fonte: autoria própria (2018)

A partir do quadro 6.1, observa-se que, embora para frequências acima de $1,3f_{1p}$, para o módulo de Z_{14} do modelo proposto, os EMPAs das PSCs bifilares analisadas sejam superiores a 47%, no entanto para frequências até $1,3f_{1p}$ que correspondente à porção do espectro de interesse para esta pesquisa, pois cobre até o primeiro pico de ressonância, para as sete PSCs bifilares analisadas os EMPAs foram inferiores a 15%. Por outro lado, a fase de Z_{14} do modelo proposto, para as PSCs bifilares analisadas, apresentaram EMPAs inferiores a 12%

até $1,3f_{1p}$ e acima desta frequência os EMPAs chegaram a alcançar valores superiores a 370% para a PSC-B5.

Portanto, os EMPAs tanto para o módulo quanto para a fase de Z_{14} , obtidos para o modelo proposto, na porção do espectro que engloba até 30% acima da frequência f_{1p} , foram todos inferiores a 15% e os valores elevados de EMPAs foram obtidos apenas fora do espectro de interesse desta pesquisa. No entanto, a região do espectro onde ocorrem os elevados EMPAs indica que o modelo proposto, nesta região, é inadequado e necessitaria incluir outras variáveis que viessem a contribuir para a redução dos EMPAs ao longo de todo o espectro mensurável pelo analisador de impedância.

Quanto aos erros obtidos para os valores de frequências do modelo e por simulação EM, incluindo f_{1v} e f_{1p} , eles foram todos inferiores a 7% em relação aos valores medidos, ao longo de todo o espectro de frequência sob análise, ou seja, até 110 MHz.

Por fim, embora as PSCs bifilares analisadas nesta tese tenham sido projetadas com duas trilhas *underpasses* para cada bobina monofilar B1 e B2, como exposto na Figura 6.1, verificou-se que houve uma diferença percentual inferior a 0,5% em se utilizar qualquer uma dessas trilhas *underpasses* para medições em um analisador de impedância e para as simulações EM, devido à simetria do *layout* das PSCs bifilares analisadas.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES

Esta pesquisa se resume a três principais contribuições:

- a) Elaboração de um modelo elétrico para a PSC bifilar quadrada em aberto que se mostrou viável para o estudo do comportamento elétrico desta bobina plana até o entorno do primeiro pico de ressonância;
- b) Nova abordagem para o cálculo da capacitância mútua C_m de PSCs bifilares, usando linhas CPW, que demonstrou ser mais precisa do que a abordagem de linhas CPS defendida por Isik e Esselle (2009);
- c) Novas abordagens, também baseadas em linhas CPW, para o cálculo de condutâncias associadas às perdas dielétricas (G_p e G_m) de PSCs bifilares. As abordagens apresentadas se mostraram viáveis para o estudo da curva de resposta em frequência da PSC bifilar quadrada aberta.

Para validar o modelo proposto, sete PSCs bifilares (Tabela 6.1) em substrato FR-4 e com máscara de solda foram fabricadas, testadas num analisador de impedância e também submetidas a simulações EM.

Para o cálculo de indutâncias foram utilizadas as teorias desenvolvidas por Grover (1946) e Greenhouse (1974) que propiciaram erros inferiores a 6% nos cálculos de L_s , M e k . E para a determinação das primeiras ressonâncias (pico f_{1p} e vale f_{1v}) de cada PSC bifilar foram desenvolvidas as equações (3.10) e (3.11) que apresentaram erros inferiores a 7%.

A capacitância parasita total C_p foi determinada com um erro inferior a 12 %.

A fim de validar a modelagem de capacitâncias mútuas C_m usando a abordagem de linhas CPW, inicialmente, no capítulo 5, esta abordagem foi comparada com a de linhas CPS defendida por Isik e Esselle (2009). Com tal finalidade, foram feitas simulações EM com 30 PSCs bifilares (Tabelas 5.1 a 5.3) com diferentes números de espiras e diferentes lados internos e externos, concluindo-se que o erro de C_m , usando a abordagem de linhas CPW, variou entre 1,69% e 12,92%, ao passo que o erro usando a abordagem de linhas CPS, defendida por Isik e Esselle (2009), variou entre 30,2% e 46,93%.

Posteriormente, no capítulo 6, verificou-se também que a abordagem de linhas CPW para a modelagem de capacitâncias mútuas C_m apresentou erros inferiores a 7% em relação a dados mensurados no analisador de impedância.

No entanto, cabe destacar que essas pequenas diferenças percentuais obtidas no cálculo do C_m modelado, relativas a valores simulados e àqueles medidos no analisador de impedância, deve-se a uma estratégia adotada durante o projeto das PSCs, em função das sete PSCs bifilares fabricadas (Tabela 6.1) e das 30 PSCs simuladas (Tabelas 5.1 a 5.3) terem sido projetadas com $N \geq 10$ e $l_{av}/(Dout_b + Din_b) \geq 8$. Assim, quanto maior o número de espiras N e quanto maior a razão $l_{av}/(Dout_b + Din_b)$ mais preciso será o valor de C_m obtido pela abordagem de linhas CPW.

Quanto às resistências e condutâncias (R_s , G_p e G_m), descritas no capítulo 5 e que variam com a frequência, elas foram determinadas apenas para o modelo proposto, sendo que as condutâncias G_p e G_m foram determinadas através de novas abordagens propostas para o cálculo de condutâncias associadas às perdas dielétricas aplicadas a PSCs bifilares.

Embora não se tenha determinado tais resistências e condutâncias por simulação EM e nem por valores medidos no analisador de impedância, ao longo de todo o espectro sob análise (0-110 MHz), isto não constituiu um empecilho à validação do modelo elétrico proposto, pois as novas abordagens para o cálculo de G_p e G_m se mostraram viáveis para o estudo das curvas de resposta em frequência da PSC bifilar aberta como será abordado a seguir.

No capítulo 6, foram comparadas as curvas de resposta em frequência do modelo (módulo e fase) em relação às respectivas curvas obtidas no analisador de impedância e por simulações EM para as sete PSCs bifilares fabricadas.

Para quantificar a coerência entre as curvas de resposta em frequência (módulo e fase) obtidas para o modelo proposto em relação às respectivas curvas obtidas no analisador de impedância, foram calculados os erros médios percentuais absolutos (EMPAs) em relação a valores medidos e apresentados no Quadro 6.1. Para as sete PSCs bifilares analisadas obteve-se EMPAs inferiores a 15%, para o módulo e para a fase do modelo proposto, para frequências até 30% acima de f_{1p} .

Portanto, os resultados apresentados no Quadro 6.1 demonstram uma boa coerência entre as curvas de impedância *versus* frequência do modelo (módulo e fase) em relação às respectivas curvas obtidas no analisador de impedância, para o espectro de interesse desta pesquisa que cobre até o entorno do primeiro pico de ressonância.

Cabe ainda destacar que esta pesquisa resultou nas seguintes publicações:

- [1] SILVA, D. P. da; PICHORIM, S. F. Modeling of Open Square Bifilar Planar Spiral Coils. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, n. 3, p. 319-339, jun. 2018.
- [2] SILVA, D. P. da; PICHORIM, S. F. Modelagem de bobinas espirais planas quadradas bifilares em aberto. 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Santa Rita do Sapucaí, ago. 2018.

7.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Como o doutorado tem um tempo delimitado para a sua conclusão, é natural que alguns tópicos tenham sido inicialmente abordados e, posteriormente, excluídos de seu texto final. Além de experimentos e teorias que poderiam ter sido estudados, mas que também não o foram seja por falta de tempo ou por estarem fora dos objetivos atuais da pesquisa.

Neste sentido, elencam-se abaixo alguns tópicos que poderão ser objeto de futuros estudos para a continuidade desta pesquisa.

1. Em virtude das resistências e condutâncias (R_s , G_p e G_m) terem sido determinadas apenas para o modelo proposto, para que se possa efetivamente validar as equações (5.13), (5.59) e (5.69) será necessário obter tais resistências e condutâncias também no analisador de impedância bem como por simulações EM, ao longo de todo o espectro sob análise (0-110 MHz). Para esta finalidade, será necessário isolar essas resistências e condutâncias, pois elas estão inter-relacionadas num modelo elétrico e também variam com a frequência;
2. No capítulo 6 foram apresentadas as curvas de resposta em frequência do módulo e da fase de Z_{14} nas quais se observou que, em geral, para frequências acima de $1,3f_{1p}$, os EMPAs das curvas do modelo proposto foram bastante elevados, evidenciado que após essa faixa de frequência o modelo elétrico proposto se torna ineficiente, haja vista que este modelo somente cobre as duas primeiras ressonâncias (vale e pico). Assim, para reduzir os EMPAs e aumentar a coerência entre as curvas de resposta em frequência do modelo em relação às respectivas

curvas obtidas no analisador de impedância, para cobrir um espectro de frequência bem acima do primeiro pico de ressonância, será necessário modificar o modelo elétrico atualmente adotado, acrescentando-se novos elementos passivos;

3. Conforme se apresentou na Figura 3.1, o modelo elétrico proposto é válido para o estudo de uma PSC bifilar quadrada aberta com *layout* simétrico. Assim, poder-se-ia elaborar um novo modelo elétrico para a mesma PSC bifilar, porém para o seu estudo na configuração fechada;
4. Embora não se tenha feito experimentos envolvendo uma aplicação prática para a PSC bifilar quadrada em aberto, porém conforme se expôs no capítulo 2, a PSC bifilar poderá ser aplicada como sensor passivo ressonante, como transformador plano, em sistemas de transferência de energia sem fio, dentre outras aplicações;
5. Por fim, além da PSC bifilar quadrada outros formatos para a PSC bifilar podem ser objetos de novas pesquisas, tais como o espiral plano arquimediano, espiral plano hexagonal e ainda o espiral plano octogonal.

REFERÊNCIAS

AGUILERA, J; BERENGUER, R. **Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications**. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.

ASHBY, K. B.; FINLEY, W. C.; BASTEK, J. J.; MOINIAN, S. High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process. **Proceedings of IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting**, Minneapolis, MN, p. 179-182, oct. 1994.

BAHL, I. J. **Lumped elements for RF and microwave circuits**. Boston: Artech House. Inc., 2003.

BAHL, I. J.; GARG, R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness. **Proceedings of the IEEE**. [S.l.], v. 65, n. 11, p. 1611-1612, nov. 1977.

BHADRA, S. **Coupled resonant coil sensors for remote passive monitoring applications**. 2010. 149f. Master of Science - Department of Electrical and Computer Engineering, University of Manitoba, Winnipeg, 2010.

CHAN, R. J. ; GUO, J. C. Analysis and modeling of skin and proximity effects for millimeter-wave inductors design in nanoscale Si CMOS. **2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC)**, Rome, p. 13-16, oct. 2014.

CHEN, J.; LIOU, J. J. On-chip spiral inductors for RF applications: An overview. **Journal of Semiconductor Technology and Science**, v. 4, n. 3, p. 149-167, sep. 2004.

COSTA, J. C. **Integrated transformers and its application to the RFIC design**. 2002. 140f. Doctor Enginyer en Electrònica - Departament d'Electrònica, Universitat de Barcelona (Espanya), Barcelona, 2002.

CRANINCKX, J.; STEYAERT, M. A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 32, n. 5, p. 736-744, may 1997.

CROLS, J.; KINGET P.; CRANINCKX, J.; STEYAERT, M. An analytical model of planar inductors on lowly doped silicon substrates for high frequency analog design up to 3 GHz. **1996 Symposium on VLSI Circuits. Digest of Technical Papers**, Honolulu, HI (USA), p. 28-29, jun. 1996.

CROLS, J.; STEYAERT, M. **CMOS Wireless Transceiver Design**. The Springer International Series in Engineering and Computer Science, vol. 411, 2003.

DA-WEI, H.; XIN-HONG, C.; ZHONG-JIAN, W.; DA-WEI, X.; ZHAO-RUI, S.; YUE-HUI, Y. An analytical model for coplanar waveguide on silicon-on-insulator substrate with conformal mapping technique. **Chinese Physics B**, v. 20, n. 1, p. 010210-1-7, 2011.

EL-GOUHARY, A. **Methods and techniques for improving the figure of merit for wide tuning range quadrature voltage controlled oscillators**. 2014. 106f. Ph.D. Thesis (Electrical Engineering) - Iowa State University. Ames (Iowa), 2014.

FANG, X.; WU R.; SIN, J. K. O. Analytical Modeling of AC Resistance in Thick Coil Integrated Spiral Inductors. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 63, n. 2, p. 760-766, feb. 2016.

FRLAN, E. **Miniature hybrid microwave integrated circuit passive component analysis using computer-aided design techniques**. 1989. 148f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica). Department of Electronics, Carleton University, Ottawa, 1989.

GARG, R. **Analytical and Computational Methods in Electromagnetics**. Boston: Artech House, Inc., 2008.

GARG, R.; BAHL, I. J. Characteristics of Coupled Microstriplines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 27, n. 7, p. 700-705, jul. 1979.

GEVORGIAN, S.; BERG, H.; JACOBSSON, H.; LEWIN, T. Basic parameters of coplanarstrip waveguides on multilayer dielectric/semiconductor substrates - Part 1: high permittivity superstrates. **IEEE Microwave Magazine**, v. 4, n. 2, p. 60-70, jun. 2003.

GHIONE, G.; NALDI, C. U. Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 35, n. 3, p. 260-267, mar. 1987.

GREENHOUSE, H. M. Design of planar rectangular microelectronic inductors. **IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packag.**, v. 10, n. 2, p. 101-109, jun. 1974.

GROVER, F. W. **Inductance calculations, working formulas and tables**. New York : D. van Nostrand, 1946; New York: Dover Publications, 2009.

GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I. J.; BHARTIA, P.; **Microstrip Lines and Slotlines**. 2. ed. Boston: Artech House, 1996,

HARPSTER, T.J.; STARK, B.; NAJAFI, K. A passive wireless integrated humidity sensor. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 95, n. 2-3, p. 100-107, jan. 2002.

HUANG, F.; LU, J.; JIANG, N. Scalable distributed-capacitance model for silicon on-chip spiral inductors. **Microwave and optical technology letters**. New York, vol. 48, n. 7, p. 1423-1427, jul. 2006.

ISIK, O.; ESSELLE, K.P. Design of monofilar and bifilar Archimedean spiral resonators for metamaterial applications. **IET Microwaves Antennas & Propagation**, v. 3, n. 6, p. 929-935, oct. 2009.

JIAJU, W.; ZHIGONG, W.; ZHIQUN, L. Direct extraction of equivalent circuit parameters for on-chip spiral transformers. **Journal of Semiconductors**, vol. 33, n.1, 015012-1-6, Jan. 2012.

JOW, U. M. **A multiband inductive wireless link for implantable medical devices and small freely behaving animal subjects**. 2013. 196f. Ph. D. Thesis - School of Electrical and Computer Engineering , Georgia Institute of Technology, 2013.

JOW, U. M.; GHOVANLOO, M. Modeling and optimization of printed spiral coils in air, saline, and muscle tissue environments. **IEEE Trans. on Biomed. Circuits and Systems**, v. 3, n. 5, p. 339-347, oct. 2009.

KAZIMIERCZUK, M. K. **High-Frequency Magnetic Components**. 2. ed. John Wiley & Sons Ltd, West Sussex-UK, 2014.

KEYSIGHT Advanced Design System (ADS) software. Versão 2014. 01. Santa Rosa: Keysight Technologies, 2014. Disponível em: <<http://www.keysight.com/find/eesof-ads>>. Acesso em: 15 jun. 2015.

KEYSIGHT (Agilent) 4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual. Seventh Edition. Japão: Agilent Technologies Japan, Febr. 2003. Disponível em: <<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/04294-90060.pdf?id=1000002189-1:epsg:man>>. Acesso em: 10 maio 2018.

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, jan. 2001.

LAB FIT - Curve Fitting Software. Versão 7.2.49. Campina Grande: Wilton e Cleide Diniz Pereira da Silva e Silva, 2016. Disponível em: <<http://zeus.df.ufcg.edu.br/labfit>>. Acesso em: 10 jan. 2017.

LABCENTER-Proteus Design Suite software. Versão 8.0. Yorkshire: Labcenter Electronics Ltd, 2012. Disponível em: <<https://www.labcenter.co.uk/>>. Acesso em: 05 jun. 2016.

LONG, J.R. Monolithic transformers for silicon RF IC design. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 35, n. 9, p. 1368-1382, sep. 2000.

LOPEZ-FERNÁNDEZ, X.M.; ERTAN, H.B.; TUROWSKI, J. **TRANSFORMERS: Analysis, Design and Measurements**. Boca Raton-FL: CRC Press, 2013.

MAKAROV, S. N.; LUDWIG, R.; BITAR, S. J. **Practical Electrical Engineering**. Springer International Publishing Switzerland, 2016.

MARTIN, T. C. **The inventions, researches and writings of Nikola Tesla, with special reference to his work in polyphase currents and high potential lighting**. New York: The Electrical Engineer, 1894.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Self-Capacitance of Inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 4, p. 671-676, jul. 1997.

MASUDA, T.; KODAMA, A.; NAKAMURA, T.; SHIRAMIZU, N.; WADA, S. I.; HASHIMOTO, T.; WASHIO, K. A simplified distribution parasitic capacitance model for on-chip spiral inductors. **Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems**, San Diego, CA, p. 111-114, jan. 2006.

MATHWORKS MATLAB (Matrix Laboratory) software. Versão 2014a. Natick: Mathworks, 2014. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>>. Acesso em: 05 jun. 2015.

MAZZANTI, A.; BEVILACQUA, A. On the Phase Noise Performance of Transformer-Based CMOS Differential-Pair Harmonic Oscillators. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 62, n. 9, p. 2334-2341, sep. 2015.

MEDHURST, R. G. H. F. Resistance and Self-Capacitance of Single-Layer Solenoids. **Wireless Engineer**, [S.l.: s.n.], p.35-43, feb. 1947a.

MEDHURST, R. G. H. F. Resistance and Self-Capacitance of Single-Layer Solenoids. **Wireless Engineer**, [S.l.: s.n.], p. 80-92, mar. 1947b.

MIRANDA, C. M. de. **Equacionamento e modelagem da bobina bifilar de Tesla e proposta da sua utilização como sensor biotelemétrico autorressonante**. 2012. 76f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Curitiba, 2012.

MIRANDA, C. M. de; PICHORIM, S. F. A Self-Resonant Two-Coil Wireless Power Transfer System Using Open Bifilar Coils. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, vol. 64, no. 6, p. 615-619, June 2017.

NEAGU, C.R.; JANSEN, H.V.; SMITH, A.; GARDENIERS, J.G.E.; ELWENSPOEK, M.C. Characterization of a planar microcoil for implantable Microsystems. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 62, n. 1-3, p. 599- 611, 1997.

NGUYEN, C. **Radio-Frequency Integrated-Circuit Engineering**. Hoboken-New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2015.

NGUYEN, N. M.; MEYER, R. G. Si IC-compatible inductors and LC passive filters. **IEEE J.**

Solid-State Circuits, vol. 25, n. 4, p. 1028–1031, aug. 1990.

OGUNNIKA, O. T. **A simple transformer-based resonator architecture for low phase noise LC oscillators**. 2003. 87f. Master of Science in Electrical Engineering and Computer Science - Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, 2003.

OLIVO, J.; Carrara, S. ; DE MICHELI, G. Modeling of printed spiral inductors for remote powering of implantable biosensors. **2011 5th International Symposium on Medical Information and Communication Technology**, Montreux (Switzerland), p. 29-32, mar. 2011.

OUYANG, Z.; THOMSEN, O. C.; ANDERSEN, M. A. E. Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 7, p. 2800-2810, jul. 2012.

PASSOS, F. M. de. **Modeling of integrated inductors for RF circuit design**. 2013.113f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica) - Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2013.

PICHORIM, S. F. **Estudo de bobinas para sensores e telemetria**. Curitiba, 2011.

Disponível em:

<http://www.pessoal.utfpr.edu.br/pichorim/Artigos_Orientados/Estudo_Bobinas_Telemetria_Sensor.pdf>. Acesso em: 18 abr. 2013.

PICHORIM, S. F.; DESTEFANI, F. A. Estudo de bobina bifilar de Tesla como sensor para engenharia biomédica. **Anais do XXII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB)**, Salvador, p. 359-362, 2010.

PICHORIM, S. F.; UTFPR. **Sensor passivo, wireless, ressonante com enrolamento bifilar em aberto**. G01S 13/75, G08B 5/22. BR 10 2013 008282-1 A2. Depósito: 05/04/2013. Publicação: 23/06/2015. Revista da Propriedade Industrial, Rio de Janeiro, n. 2320, p.96.

PICHORIM, S. F; MARCIS, V. A.; LASKOSKI, G. T. Humidity in sandy soil measured by passive, wireless, and resonant sensor with bifilar coil. **First Latin-American Conference on Bioimpedance – CLABIO, Journal of Physics: Conference Series 407**, Joinville, oct. 2012.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4 ed. Hoboken: John Wiley & Son, 2012.

RAPPAPORT, T. S.; ANNAMALAI, A.; BUEHRER, R. M.; TRANTER, W. H. Wireless communications: past events and a future perspective. **IEEE Communications Magazine**, v. 40, n. 5, p. 148-161, may 2002.

REIS, D. D. dos. **Desenvolvimento de sensores planares em tecnologia de circuitos impressos para detecção de umidade em madeiras e presença de água em dutos hidráulicos**. 2015. 117f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2015.

REIS, D. D. dos; CERVI, T. E.; PICHORIM, S. F. Sensor Passivo Ressonante com Bobina Bifilar para Medição da Umidade em Madeiras. **MOMAG 2014: 16° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo**, Curitiba, p. 198-203, set. 2014.

SILVA, D. P. da; PICHORIM, S. F. Modeling of Open Square Bifilar Planar Spiral Coils. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, vol. 17, n. 3, p. 319-339, jun. 2018.

SIMONS, R. N. **Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems**. New York: John Wiley & Sons, 2001.

SMITH, J. The even- and odd-mode capacitance parameters for coupled lines in suspended substrate. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. MTT-19, n. 5, p. 424-431, may 1971.

SYCHEV, N.; CHEKALIN, M. A.; STRUCHKOV, S. M. Combining the partial-capacitance and the conformal mapping techniques for analysis of the multiconductor microstrip lines. **IEEE Conference Publications. 44th European Microwave Conference**, Rome, p. 410-413, oct. 2014 .

TAN, E. L.; NG, W. N.; SHAO, R.; PERELES, B. D.; ONG, K. G. A wireless, passive sensor for quantifying packaged food quality. **Sensors**, v. 7, p. 1747-1756, 2007.

TESLA, N. (New York-NY). **Coil for electro-magnets**, US 512.340. Depósito: 07/07/1893. Publicação: 09/01/1894.

WU, C. H.; TANG, C. C.; LIU, S. I. Analysis of on-chip spiral inductors using the distributed capacitance model. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 38, n. 6, p. 1040-1044, jun. 2003.

WYSOCK, W.C.; CORUM, J.F.; HARDESTY, J.M.; CORUM, K.L. Who Was The *Real* Dr. Nikola Tesla? (A Look At His Professional Credentials). **Antenna Measurement Techniques Association**, [S.l.], p. 1-5, oct. 2001.

YEOH, W. S. Analysis of printed archimedean and single ended bifilar spirals for wireless applications. **2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)**, Memphis (TN), p. 1718-1719, 2014.

YUE, C. P. **On-chip spiral inductors for silicon-based radio-frequency integrated circuits**. 1998. 139f. Tese (Doutorado em Engenharia elétrica) - Department of electrical engineering, Stanford University, Palo Alto, 1998.

YUE, C. P.; WONG, S. S. Physical modeling of spiral inductors on silicone. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 47, n. 3, p. 560-568, mar. 2000.

ZHU, L.; ZHIGONG, W.; ZHIQUN, L.; QIN, L.; FAEN, L. A 3.16–7 GHz transformer-based dual-band CMOS VCO. **Journal of Semiconductors**. Chinese Institute of Electronics, v. 36, n. 3, p. 035003-1-8, mar.2015.

APÊNDICE A - ESTUDO DO *LAYOUT* DA PSC BIFILAR QUADRADA

A partir de uma linha média tracejada no *layout* da Figura A.1 chega-se à PSC bifilar filamentar representada na Figura A.2, onde se observa que os filamentos paralelos adjacentes das bobinas planas B1 e B2 estão separados por uma distância média $s + w$.

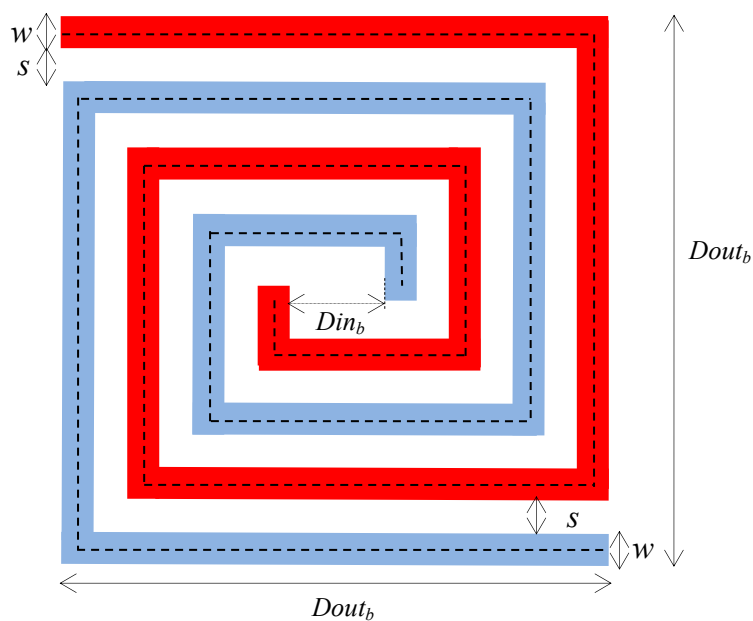


Figura A.1. PSC bifilar quadrada com $N=4$ e linhas tracejadas em destaque.

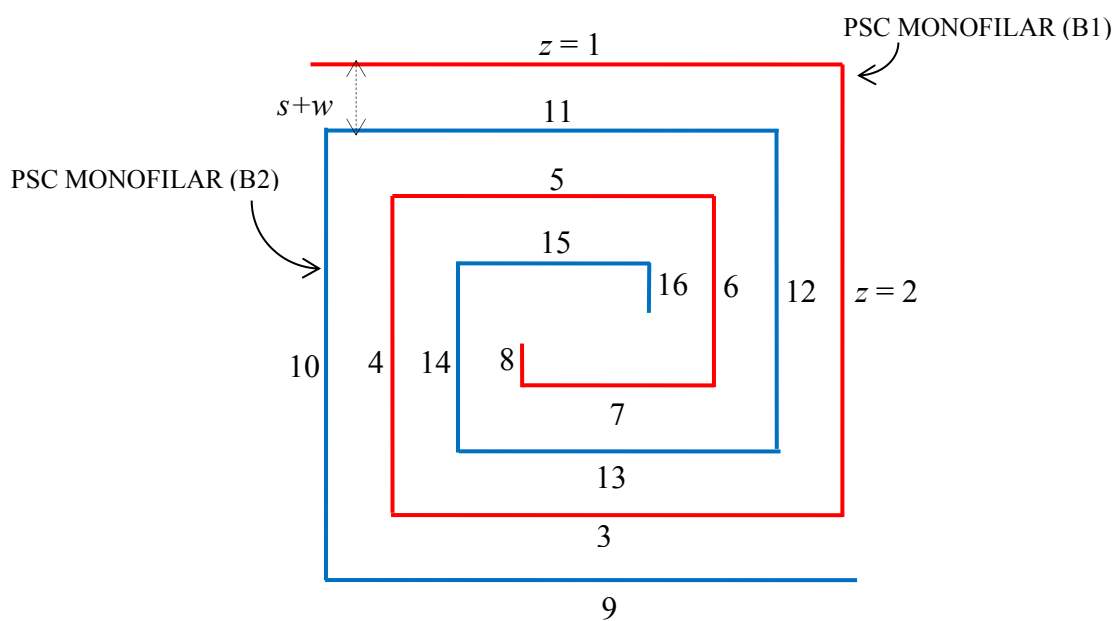


Figura A.2: PSC bifilar quadrada filamentar com $N=4$, obtida a partir da linha média traçada na Figura A.1.

Considere a PSC bifilar filamentar subdividida em segmentos ou trechos z de comprimento l_z , sendo cada volta ou espira formada por quatro segmentos. Atribuindo-se um número natural a cada trecho z , pode-se deduzir, a partir da Figura A.2, que o número Z_b total de trechos da PSC bifilar é equivalente ao quádruplo do número total de voltas N , ou seja, $Z_b=4N$.

Aproveitando-se da simetria associada à disposição geométrica dos trechos paralelos da PSC bifilar, presente nas Figuras A.1 e A.2, é possível obter expressões para o seu comprimento total l_b , para o comprimento l_m de cada bobina plana (B1 e B2), bem como uma expressão que inter-relacione o seu lado externo ($Dout_b$) e o interno (Din_b), como será apresentado a seguir.

O comprimento do primeiro trecho l_1 e do l_{2N+1} da PSC bifilar filamentar da Figura A.2 será

$$l_1 = l_{2N+1} = Dout_b - \frac{w}{2}. \quad (A.1)$$

Os respectivos comprimentos dos trechos l_2 a l_{2N-1} e de l_{2N+2} a l_{4N-1} serão

$$l_2 = l_3 = l_{2N+2} = l_{2N+3} = Dout_b - w - 1.(s+w),$$

$$l_4 = l_5 = l_{2N+4} = l_{2N+5} = Dout_b - w - 3.(s+w)$$

e $l_6 = l_7 = l_{2N+6} = l_{2N+7} = Dout_b - w - 5.(s+w).$

Generalizando,

$$l_z = l_{z+1} = l_{2N+z} = l_{2N+z+1} = Dout_b - w - (z - 1).(s+w) \quad \forall z \text{ par} \mid \{ 2 \leq z \leq (2N - 2) \} \quad (A.2)$$

Os respectivos comprimentos dos trechos l_{2N} e l_{4N} serão

$$l_8 = l_{4N} = D_{out_b} - \frac{3w}{2} - 7.(s + w).$$

Generalizando,

$$l_{2N} = l_{4N} = D_{out_b} - \frac{3w}{2} - (2N - 1).(s + w). \quad (A.3)$$

Somando as equações (A.1), (A.2) e (A.3), obtém-se

$$l_b = 4(D_{out_b} - \frac{w}{2}) + (4N - 4)(D_{out_b} - w) - 2w - 2(2N - 1)(s + w) - 4(s + w) \sum_{z=2}^{2N-2} (z - 1). \quad (A.4)$$

Na equação (A.4), o somatório de $z-1$ para z par de 2 a $(2N - 2)$ corresponde à soma de $N-1$ elementos de uma progressão aritmética $(1, 3, 5 \dots 2N-3)$.

Assim,

$$\sum_{z=2}^{2N-2} (z - 1) = \frac{(1 + 2N - 3)(N - 1)}{2} = (N - 1)^2. \quad (A.5)$$

Substituindo a equação (A.5) em (A.4), obtém-se a equação do comprimento total l_b da PSC bifilar quadrada

$$l_b = 4N(D_{out_b} - w) - (s + w)(4N^2 - 4N + 2). \quad (A.6)$$

Para as PSCs monofilares B1 e B2, o comprimento l_m de cada uma delas será a metade do comprimento total l_b .

Assim,

$$l_m = 2N(Dout_b - w) - (s+w)(2N^2 - 2N + 1). \quad (A.7)$$

Levando-se em conta que o número de espiras N da PSC bifilar é o dobro do número de espiras N_m de cada PSC monofilar (B1 e B2), então substituindo $N = 2N_m$ na equação (A.7) obtém-se

$$l_m = 4N_m(Dout_b - w) - (s+w)(8N_m^2 - 4N_m + 1) . \quad (A.8)$$

A partir da Figura A.1, verifica-se que o lado interno Din_b e o externo $Dout_b$ da PSC bifilar quadrada estão inter-relacionados pela seguinte equação:

$$Din_b = Dout_b - 2[Nw - (N - 1)s] . \quad (A.9)$$

Simplificando a equação (A.9) obtém-se:

$$Din_b = Dout_b + 2s - 2N(s+w) . \quad (A.10)$$

APÊNDICE B - ALGORITMO DESENVOLVIDO EM MATLAB PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO ELÉTRICO PROPOSTO

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS E MÚTUAS - SEGUNDO GROVER(1946) E %
% GREENHOUSE(1974), CONSIDERANDO-SE SOMENTE TRECHOS PARALELOS E %
% DISPOSTOS SIMETRICAMENTE %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
disp('CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS E MÚTUAS - SEGUNDO GROVER(2009) E
GREENHOUSE(1974)')
disp('CONSIDERANDO-SE SOMENTE TRECHOS PARALELOS E DISPOSTOS SIMETRICAMENTE ')
disp('BOBINA MONOFILAR')

N1=input ('Fornecer o número de espiras ====>');
w=input ('Fornecer a largura "w" das trilhas de cobre == em centímetros =exemplo
0.5mm=0.05cm ====>');
s=input ('Fornecer o espaçamento "s" entre espiras em centímetros =exemplo
0.5mm=0.05cm ====>');
t=input ('Fornecer espessura da camada de cobre em centímetros: exemplo 18um =
0.0018cm====>');
l=(input ('Fornecer o diâmetro externo da bobina bifilar==em centímetros =exemplo
57.5mm=5.75cm ====>')-w);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% PARTE 1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% CÁLCULO DA ORDEM ESPACIAL DOS 4*N1 TRECHOS DISTRIBUÍDOS NOS QUATROS %%%
%% LADOS DA BOBINA PLANA BIFILAR %%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
l1=1;
l2=1;
Z=4*N1; % número total de trechos "z" da bobina plana bifilar

T=zeros(N1,4);
% T é a matriz que armazena a ordem numérica dos trechos distribuídos
% de 1 até 4*N1 de uma bobina espiral plana bifilar
% L é vetor que armazenada o comprimento de cada um dos 4*N1 trechos da bobina
bifilar plana

T(1,1)=1;
T(2,1)=3+2*N1;
T(1,2)=2;
T(2,2)=4+2*N1;
T(1,3)=1+2*N1;
T(2,3)=3;
T(1,4)=2+2*N1;
T(2,4)=4;

Zmono=Z/2;% quantidade de trechos de uma bobina espiral monofilar
Tmono=zeros(1,Zmono); % é o vetor que armazena a ordem numérica dos trechos
distribuidos
% de 1 até 2*N1 de uma bobina espiral monofilar
Tmono(1,1)=1;
Tmono(1,2)=2;
Tmono(1,3)=3;
Tmono(1,4)=4;

```

```

% "i" identifica o número do trecho z e "j" posiciona espacialmente cada
%trecho z nos quatro lados da bobina plana
for j=1:4
    for i=2:N1

        Tmono(i,j)=Tmono(i-1,j) + 4;

    end
end

for j=1:4
    for i=3:N1

        T(i,j)=T(i-2,j) + 4;

    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PARTE 2 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%CÁLCULO DOS COMPRIMENTOS (L) DOS 4*N1 TRECHOS DA %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%          BOBINA PLANA BIFILAR          %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

L=zeros(1,Z);
% L é o vetor onde se armazena o comprimento de cada trecho "z"

for tf=1:Z/2

    if tf==1
        L(tf)=1;
        L(1)=1;
        L(2)=1-(s+w);
        L(2*N1)=2*(s+w);
        L(4*N1)=2*(s+w);
        l1=1-(s+w);
        l2=1-(s+w);
        L(3)=1-(s+w);
        L(1+2*N1)=1;
        L(1+2*N1 +1)=1-(s+w);
        L(1+2*N1 +2)=1-(s+w);

    end
    if tf>1

        if (2*tf)<=(2*N1)
            L(2*tf)=l1-2*(s+w);

            if (2*tf)<(2*N1)

                L(1+2*tf)=L(2*tf);
                l1=L(1+2*tf);

            end

        end

        if (2*tf)>=(4+2*N1)
            if (2*tf)<=Z
                L(2*tf)=l2-2*(s+w);
            end
            if (2*tf)<Z
                L(1+2*tf)=L(2*tf);
                l2=L(1+2*tf);
            end
        end
    end
end

```

```

end
end
Comp=sum(L); % comprimento total da bobina espiral bifilar
L_b=4*N1*l - (s+w)*(4*(N1^2)-(4*N1)+2);% comprimento total da bobina espiral
bifilar

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PARTE 3 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS Lo DOS 4*N1 TRECHOS DA %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% BOBINA BIFILAR PLANA (MICROHENRIES) %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Lmono=zeros(1,Z/2); % comprimento de cada trecho z no trajeto bifilar de cada das
duas bobinas monofilares

for j=1:(Z/2)
    Lmono(j)=L(j);
end

Lo=zeros(1,Z); % vetor onde se armazena as indutâncias próprias "Lo" de cada trecho
"lz"
Lself=0;
% "Lself" fornece a indutância própria total, após somar a indutância própria dos
4*N1 trechos z
for lz=1:Z
    Lo(lz)=0.002*L(lz)*(log(2*L(lz)/(w+t))+ 0.50049+((w+t)/(3*L(lz))));
    Lself=Lself+Lo(lz);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PARTE 4 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS MÚTUAS POSITIVAS %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%
% "ld" representa a distância perpendicular entre os trechos paralelos.
% d é a matriz que contém todas as distâncias perpendiculares entre
% os trechos paralelos para o cálculo de indutâncias mútuas positivas.
% "ldm" é a matriz geral que contém todas as distâncias perpendiculares
% entre os trechos paralelos tanto para indutâncias mútuas positivas
% quanto para as negativas.
% GMD é a matriz que contém todas as distâncias médias geométricas entre
% trechos paralelos tanto para indutâncias mútuas positivas quanto para
% as negativas.
% Mtlp é Matriz de indutâncias mútuas positivas entre os trechos lp + L(jl)
% Mp é Matriz de indutâncias mútuas positivas entre os trechos lp
% Mmais e Mmaistudo são matrizes que totalizam as indutâncias mútuas
% positivas.
% Suponha todos os trechos paralelos simétricos para usar: Mmais=Mtlp - Mp
%
d=zeros(N1,N1);
GMD=zeros(Z,Z);
ldm=zeros(Z,Z);
Mtlp=zeros(Z,Z);
Mp=zeros(Z,Z);
Mmais=zeros(Z,Z);
Mmaistudo=zeros(Z,Z);

% "j" é a quantidade de lados paralelos da bobina espiral quadrada que serão
% comparados dois a dois.
% "i" são os trechos paralelos que serão comparados para cálculos da
% distância perpendicular "d", "GMD", "Mtlp" e de "Mp"

```



```

for j=1:4

    for i=1:N1
        for T1=(i+1):N1
            d(i,T1)= (T1-i)*(s+w);
            i1= T(i,j);
            j1=T(T1,j);
            ld=d(i,T1);
            ldm(i1,j1)=d(i,T1);
            GMD(i1,j1)=exp(log(ld)-(1/(12*(ld/w)^2)+
1/(60*(ld/w)^4)+1/(168*(ld/w)^6)));
            lp=(L(i1) - L(j1))/2;
            lt1p = lp + L(j1);
            Mtlp(i1,j1)= 0.002*(lt1p)*(log((lt1p/GMD(i1,j1)) + (1+
(lt1p/GMD(i1,j1))^2 )^0.5) - (1 + (GMD(i1,j1)/lt1p)^2)^0.5 + (GMD(i1,j1)/(lt1p)));
            Mp(i1,j1)= 0.002*(lp)*(log((lp/GMD(i1,j1)) + (1+ (lp/GMD(i1,j1))^2
)^0.5) - (1 + (GMD(i1,j1)/lp)^2)^0.5 + (GMD(i1,j1)/(lp)));
            Mmais(i1,j1)= Mtlp(i1,j1) - Mp(i1,j1);
            Mmaistudo(i1,j1)=Mmais(i1,j1);
        end
    end

end

% Loop para gerar matriz com todos as indutâncias mútuas positivas
% aproveitando-se a simetria M(i,j)=M(j,i)====> Mmaistudo
for i=1:Z
    for j=1:Z
        if Mmaistudo(i,j)~=0
            Mmaistudo(j,i)=Mmaistudo(i,j);
        end
    end
end
Mpositivo=0;
for j=1:(Z)
    for i=1:(Z)
        Mpositivo=Mpositivo + Mmais(i,j);
    end
end

Mplus=sum(Mmais(:));
% "Mplus" acumula todas as indutâncias mútuas positivas,
% considerando-se apenas M(i,j), pois os M(j,i) são computados, por simetria,
% na matriz Mmaistudo

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PART 5 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS MÚTUAS NEGATIVAS %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%
Mmenos=zeros(Z,Z);
Mmenostudo=zeros(Z,Z);
d1=zeros(N1,N1);

for j=1:2

    for i=1:N1
        for k=1:N1

            d1(i,k)=1+(2-k-i)*(s+w);
            i1= T(i,j);
            j1=T(k,j+2);
            ld=d1(i,k);
            ldm(i1,j1)=d1(i,k);
            GMD(i1,j1)=exp(log(ld)-(1/(12*(ld/w)^2)+
1/(60*(ld/w)^4)+1/(168*(ld/w)^6)));
            lp=abs((L(i1) - L(j1))/2); %poderá haver resultados negativos!

```

```

        if L(i1)< L(j1)
            lt1p = lp + L(i1);
        end
        if L(i1)> L(j1)
            lt1p = lp + L(j1);

        end
        Mtlp(i1,j1)= 0.002*(lt1p)*(log((lt1p/GMD(i1,j1)) + (1+
(1+lt1p/GMD(i1,j1))^2 )^0.5) - (1 + (GMD(i1,j1)/lt1p)^2)^0.5 + (GMD(i1,j1)/(lt1p)));
        if lp>0
            Mp(i1,j1)= 0.002*(lp)*(log((lp/GMD(i1,j1)) + (1+
(1+lp/GMD(i1,j1))^2 )^0.5) - (1 + (GMD(i1,j1)/lp)^2)^0.5 + (GMD(i1,j1)/(lp)));
        else
            Mp(i1,j1)=0;
        end
        Mmenos(i1,j1)= Mtlp(i1,j1) - Mp(i1,j1);
        Mmenostudo(i1,j1)=Mmenos(i1,j1);
    end
end

end

% Loop para gerar matriz com todas as indutâncias mútuas negativas
% aproveitando-se a simetria M(i,j)=M(j,i)====> Mmenostudo
for i=1:Z
    for j=1:Z
        if Mmenos(i,j)~=0
            Mmenostudo(j,i)=Mmenos(i,j);
        end
    end
end

Mminus=sum(Mmenos(:));
% "Mminus" acumula todas as indutâncias mútuas negativas, considerando-se
% apenas M(i,j), pois os M(j,i) são computados, por simetria,
% na matriz Mmenostudo

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PART 6 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DE CADA TRECHO Z %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Loop para calcular, individualmente, a indutância mútua de cada trecho z
%(somatória das contribuições de todos os demais trechos paralelos
% que o circundam).
%
Lfio=zeros(1,Z);
Mfiomais=zeros(1,Z);
Mfiomenos=zeros(1,Z);
for i=1:Z
    for j=1:Z
        Mfiomais(i)=Mfiomais(i)+ Mmaistudo(i,j);
        Mfiomenos(i)=Mfiomenos(i)+ Mmenostudo(i,j);
    end
end

% Cálculo da indutância Lfio(i) de cada trecho z, somando a indutância própria
% Lo(z) mais as indutâncias mútuas positivas e negativas deste trecho z
%
for i=1:Z
    Lfio(i)=Lfio(i)+ Lo(i)+ Mfiomais(i) - Mfiomenos(i);
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PARTE 7 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DA INDUTÂNCIA TOTAL DA BOBINA ESPIRAL BIFILAR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% cálculo da indutância total somando todas as indutâncias (próprias e
% mútuas) de todos os trechos z
Ltotalfio=sum(Lfio);

```

```

Mfiopositivo=sum(Mfiomais);
Mfionegativo=sum(Mfiomenos);
Lfull=Lself+2*(Mplus-Mminus); %indutância total da bobina
Indutanciabifilar= Lself + Mfiopositivo - Mfionegativo;%indutância total da bobina

disp ('Lfull - - GROVER-GREENHOUSE')
disp (Lfull) %INDUTANCIA TOTAL DA BOBINA ESPIRAL BIFILAR
disp ('micro Henries')

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PARTE 8 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CÁLCULO DA INDUTÂNCIA TOTAL DE UMA BOBINA MONOFILAR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% EQUIVALENTE À INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA BIFILAR %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

Mpropria_mais=zeros(1,2*N1);
Mpropria_menos=zeros(1,2*N1);

```

```

for i=1:(2*N1)
    for j=1:(2*N1)
        Mpropria_mais(i)=Mpropria_mais(i)+ Mmais(i,j);
        Mpropria_menos(i)=Mpropria_menos(i)+ Mmenos(i,j);
    end
end

```

```

Lfio_propria=zeros(1,2*N1);

```

```

for i=1:(2*N1)
    Lfio_propria(i)=Lfio_propria(i)+ Lo(i)+ 2*(Mpropria_mais(i) -
Mpropria_menos(i));
end

```

```

Lpropria=sum(Lfio_propria); %INDUTANCIA PRÓPRIA TOTAL DE UMA BOBINA
disp ('Lpropria - GROVER-GREENHOUSE')
disp (Lpropria)
disp ('micro Henries')

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MARCAÇÃO 367 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% CÁLCULO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA E MÚTUA DE ACORDO COM ALGORITMO
% APRESENTADO NA TESE ==equações (5.8) e (5.9)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Mutua_mais=zeros(1,Z);
Mutua_menos=zeros(1,Z);
Nm=N1*0.5;% número de espiras para uma bobina (monofilar)
for i=1:Z
    for j=1:Z

        if i<=(2*N1)
            if j>=(1+2*N1) % para contabilizar somente os acoplamentos magnéticos
                % entre trechos paralelos de bobinas distintas

```

```

        Mutua_mais(i)=Mutua_mais(i)+ Mmais(i,j);
        Mutua_menos(i)=Mutua_menos(i)+ Mmenos(i,j);

    end
end
if i>=(1+2*N1)
    if j<=(2*N1)

        Mutua_mais(i)=Mutua_mais(i)+ Mmais(i,j);
        Mutua_menos(i)=Mutua_menos(i)+ Mmenos(i,j);

    end
end
end
end
end
Mutua_bifilar=(sum(Mutua_mais)- sum(Mutua_menos)); % mútua bifilar
disp('Mutua_bifilar')
disp(Mutua_bifilar)
%%%% MARCAÇÃO 400 %%%%%%%%%%%%%
Mutua_teste=zeros(10*N1,10*N1);% 10Z para garantir contabilizar todas combinações
entre as indutâncias para até N=28
somaM=1;
for i=1:2
    for x=1:Nm
        x1=x-1;
        for j=1:Nm
            j1=j-1;
            linha=i+4*x1;
            coluna=i+(2*N1)+4*j1;
            if coluna<=Z
                Mutua_teste(linha,coluna)= Mmais(linha,coluna);
            end
            if Mmais(linha,coluna)==0
                Mutua_teste(linha,coluna)=Mmais(coluna,linha);
            end
            somaM=somaM+1;
        end
    end
end
disp (sum(Mutua_teste(:)))
%disp (sum(Mmais))
Mutua_teste2=zeros(10*N1,10*N1);% 10Z para garantir contabilizar todas combinações
entre as indutâncias para até N=28
somaM=1;
for i=1:2
    for xo=1:Nm
        x1=xo-1;
        for jo=1:Nm
            j1=jo-1;
            linha=i+4*x1;
            coluna=i+(2*N1)+4*j1;
            if coluna<=Z
                Mutua_teste2(linha,coluna)=Mmenos(linha,coluna);
            end
            if Mmais(linha,coluna)==0
                Mutua_teste2(linha,coluna)=Mmenos(coluna,linha);
            end
            somaM=somaM+1;
        end
    end
end
end
disp (sum(Mutua_teste2(:)))
%
% CÁLCULO DA IDUTÂNCIA PRÓPRIA DA PSC
%
Mijp=zeros(10*N1,10*N1);
for i=1:(2*N1-4)
    for j=1:(Nm-1)

```

```

        x=i+4*j;
        if x<=2*N1
            Mijp(i,i+4*j)=Mmais(i,i+4*j);
        end
        if Mmais(i,x)==0
            Mijp(i,x)=Mmais(x,i);
        end
    end

end

b=sum(Mijp(:));
disp(b)
Mijm=zeros(10*N1,10*N1);
for i=1:(2*N1-2)
    for j=1:(Nm)
        %j1=j-1;
        x1=-2+i+4*j;
        if x1<=2*N1
            Mijm(i,x1)=Mmenos(i,x1);
        end
        if Mmenos(i,x1)==0
            Mijm(i,x1)=Mmenos(x1,i);
        end
    end
end

a=sum(Mijm(:));
LPROPIA_bifilar=(0.5*Lself) + 2*(b-a);
disp('LPROPIA_bifilar')
disp(LPROPIA_bifilar)
%%%marcação 477
Mutua_mais2=zeros(1,Z);
Mutua_menos2=zeros(1,Z);
for i=1:Z
    for j=1:Z

        if i<=(2*N1)
            if j>=(1+2*N1) % para contabilizar somente os acoplamentos magnéticos
                % entre trechos paralelos de bobinas distintas

                Mutua_mais2(i)=Mutua_mais2(i)+ Mmais(i,j);
                Mutua_menos2(i)=Mutua_menos2(i)+ Mmenos(i,j);
                if Mmais(i,j)==0;
                    Mutua_mais2(i)=Mutua_mais2(i)+ Mmais(j,i);
                end
                if Mmenos(i,j)==0;
                    Mutua_menos2(i)=Mutua_menos2(i)+ Mmenos(j,i);
                end
            end
        end
    end
end

Mutua_bifilar2=(sum(Mutua_mais2)- sum(Mutua_menos2)); % mútua bifilar
disp('Mutua_bifilar2')
disp(Mutua_bifilar2)
%%%marcação 504
Mutua_mais3=zeros(1,Z);
Mutua_mais4=zeros(1,Z);
for j=1:Nm
    for k=1:Nm
        j1=j-1;
        k1=k-1;
        linhaj1=1+4*j1;
        colunak1=(3+2*N1)+4*k1;
        linhaj2=2+4*j1;
        colunak2=(4+2*N1)+4*k1;
        Mutua_mais3(j)=Mutua_mais3(j)+ Mmais(linhaj1,colunak1);
    end
end

```

```

        Mutua_mais4(j)=Mutua_mais4(j)+ Mmais(linhaj2,colunak2);
        if Mmais(linhaj1,colunak1)==0;
            Mutua_mais3(j)=Mutua_mais3(j)+ Mmais(colunak1,linhaj1);
        end
        if Mmais(linhaj2,colunak2)==0;
            Mutua_mais4(j)=Mutua_mais4(j)+ Mmais(colunak2,linhaj2);
        end
    end
end
Mutua_mais22=2*(sum(Mutua_mais3)+ sum(Mutua_mais4)); % mútua bifilar
disp('Mutua_mais22')
disp(Mutua_mais22)
%%%marcação 528
Mutua_menos3=zeros (1,Z);
Mutua_menos4=zeros (1,Z);
for k=1:4
    for j=1:Nm
        for m=1:Nm
            j1=j-1;
            m1=m-1;
            linhaj1=k+4*j1;
            colunak1=(k+2*N1)+4*m1;
            Mutua_menos3(j)=Mutua_menos3(j)+ Mmenos(linhaj1,colunak1);
            if Mmenos(linhaj1,colunak1)==0;
                Mutua_menos3(j)=Mutua_menos3(j)+ Mmenos(colunak1,linhaj1);
            end
        end
    end
end
Mutua_menos22=(sum(Mutua_menos3)); % mútua bifilar
disp('Mutua_menos22')
disp(Mutua_menos22)
Mutua_bifilar22=(Mutua_mais22 - Mutua_menos22); % mútua bifilar
disp('Mutua_bifilar22')
disp(Mutua_bifilar22)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           CÁLCULO DO FATOR DE ACOPLAMENTO MAGNÉTICO (k)           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

disp ('Kfator - fator de acoplamento magnético da bifilar==')
Kfator=Mutua_bifilar/(Lpropria); %fator de acoplamento magnético da bifilar
disp (Kfator)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           CÁLCULO DOS LADOS EXTERNO E INTERNO DA PSC           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Nb=N1;% número de espiras para o enrolamento bifilar
dout_b=(w+1)*0.01; % [em metros] lado externo do enrolamento bifilar
din_b=dout_b + 2*(s - Nb*(s+w))*0.01; %[em metros]lado interno do enrolamento
bifilar

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           MARCAÇÃO 568           %
%
% POR SIMPLIFICAÇÃO, O CÁLCULO SERÁ FEITO PARA UMA BOBINA ESPIRAL PLANA
% (PSC) SADUICHADA POR TRÊS CAMADAS DIELÉTRICAS com constantes
% dielétricas er1(máscara de solda top), er2(substrato-FR4) e
% er3 (máscara de solda bottom)
%
SIM=input ('Para calcular a CAPACITÂNCIA MÚTUA da PSC bifilar digite ==>"1" .... se
CAPACITÂNCIA PRÓPRIA digite=="0" =====>');

if SIM==1
    s1=s*0.01; % conversão cm para m
    w1=w*0.01; % conversão cm para m
    disp('CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA MÚTUA == Cm')
end

```

```

t1=t*0.01; % conversão cm para m
l1=l*0.01; % conversão cm para m

er1=input ('Fornecer permissividade relativa da solder mask top "er1" em metros --
exemplo 4.0====>');
er2=input ('Fornecer permissividade relativa do substrato FR-4 "er2" em metros --
exemplo 4.9====>');
er3=input ('Fornecer permissividade relativa da solder mask bottom "er3" em metros
-- exemplo 4.0====>');

t11=input ('Fornecer espessura "t11" da solder mask top em metros -- exemplo 38e-
6====>');
t22=input ('Fornecer espessura "t22" do substrato FR-4 em metros-- exemplo 1.55e-
3====>');
t33b=input ('Fornecer espessura "t33" da solder mask bottom em metros -- exemplo
38e-6====>');
t33=t22 + t33b; %altura da camada solder mask bottom

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           CÁLCULO DO COMPRIMENTO MÉDIO DA PSC (l_av)
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%

l_av= 4*dout_b *(Nm-1) - (4*Nm*(2*Nm-3)*(s+w)*0.01) - (4*(Nm*w +s)*0.01);
l_avb=2*l_av; % para a PSC bifilar

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO FAA(fatores de degeneração)
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% A função de fatores de degeneração é determinada conforme seção 5.3.2.1 da Tese
% E Tabela 5.5 da Tese.
s11=s*0.01
if w1==0.8e-3 && s11==0.2e-3
    kAA=0.1106;
    kBB=0.2275;
    FAA=(kBB +kAA*Nm)/(Nm^2);
end
if w1==0.55e-3 && s11==0.45e-3
    kAA=0.1671;
    kBB=0.2652;
    FAA=(kBB +kAA*Nm)/(Nm^2);
end
if (w1 == 0.55e-3) && (s11 == 0.20e-3) % para din_b=19.7e-3
    kAA=0.107;
    kBB=0.3415;
    FAA=(kBB +kAA*Nm)/(Nm^2);
end
%
%
%
%
%
%
%
%
%
%

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%       DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA MÚTUA (Cm) da PSC bifilar       %
%                               Segundo Ghione e Naldi (1987)           %
%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
if (SIM==1)
    c=0.5*(3*w1) + 0.5*(2*s1); % situação (wg = w)
    b=s1 + (0.5*w1);
    a=0.5*w1;
    d=(b^2)-(a^2);
    e=(c^2)-(a^2);

%

    kv=(c/b)*((d/e)^0.5);
    kvo=(1-kv^2)^0.5;
    Kv = ellipke(kv);
    Kvo= ellipke(kvo);

% Cálculo INTEGRAIS ELIPTICAS - espaço livre

    CoCPW=4*(8.8542e-12)*(Kvo/Kv);

    c1=sinh((pi*c)/(2*t11));
    b1=sinh((pi*b)/(2*t11));
    a1=sinh((pi*a)/(2*t11));

    c2=sinh((pi*c)/(2*t22));
    b2=sinh((pi*b)/(2*t22));
    a2=sinh((pi*a)/(2*t22));

    c3=sinh((pi*c)/(2*t33));
    b3=sinh((pi*b)/(2*t33));
    a3=sinh((pi*a)/(2*t33));

% Cálculo INTEGRAIS ELIPTICAS - soldermask top

    kilm=(c1/b1)*((b1^2 - a1^2)/(c1^2 - a1^2))^0.5;

    kil1m=(1-kilm^2)^0.5;
    Kil1m= ellipke(kilm);
    Ki11m=ellipke(kil1m);

% Cálculo INTEGRAIS ELIPTICAS - substrato FR-4

    ki2m=(c2/b2)*((b2^2 - a2^2)/(c2^2 - a2^2))^0.5;

    ki22m=(1-ki2m^2)^0.5;
    Ki2m= ellipke(ki2m);
    Ki22m=ellipke(ki22m);

% Cálculo INTEGRAIS ELIPTICAS - soldermask bottom

    ki3m=(c3/b3)*((b3^2 - a3^2)/(c3^2 - a3^2))^0.5;

    ki33m=(1-ki3m^2)^0.5;
    Ki3m= ellipke(ki3m);
    Ki33m=ellipke(ki33m);

%
% CÁLCULO -fatores de preenchimento
%

```



```

%
q1m=0.5*(Kv/Kvo)*(Ki11m/Ki1m);
q2m=0.5*(Kv/Kvo)*(Ki22m/Ki2m);
q3m=0.5*(Kv/Kvo)*(Ki33m/Ki3m);

q111=(Ki11m/Ki1m);
q222=(Ki22m/Ki2m);
q333=(Ki33m/Ki3m);

qtotalCPW=q1m + q2m + q3m;

% CÁLCULO CONSTANTE DIELÉTRICA EFETIVA

Eref_CPW= 1 + (er1 -1)*q1m +(er2-er3)*q2m + (er3-1)*q3m; % para duas soldermask
top e bottom e substrato FR-4

% CÁLCULO CAPACITÂNCIA MÚTUA "Cm"

Cm=l_av*CoCPW*Eref_CPW; % para duas soldermask (top e bottom) e substrato FR-4
disp ('Cm - capacitância mútua=== em Farad')
disp (Cm)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA PRÓPRIA Css da PSC monofilar           %
%                                                                                   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Css=0.5*Cm*FAA; % conforme equação (5.37) da Tese
disp ('Css')
disp(Css)

%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA "Covv" da PSC monofilar           %
%           Conforme equação (5.40) e Tabela 5.6 da tese                       %
%                                                                                   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% efeito de campos de franja é levado em consideração através do fator "kov"
% determinado por simulações EM
wov=0.25e-3;
if w1==0.8e-3 & s1==0.2e-3
    kov=8.83 % para w=0.8mm s=0.2mm
end
if w1==0.55e-3 & s1==0.45e-3
    kov=10.95 % para w=0.55mm s=0.45mm
end
if w1==0.55e-3 & s1==0.20e-3
    kov=10.27 % para w=0.55mm s=0.2mm e Din_b=19.7 mm
end
eo=8.8542e-12; % permissividade elétrica do vácuo
Covv=kov*Nm*eo*er2*w1*wov/t22; % conforme equação (5.40) da tese

%
%
%
%
%
%
%
%

```

```

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%   DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARASITA TOTAL Cpp da PSC bifilar   %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% Conforme equação (2.4) da tese.

Cpp=Css+Covv;
disp('Covv')
disp(Covv)
disp ('Cpp')
disp (Cpp)
%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%   DETERMINAÇÃO DAS PRIMEIRAS RESSONÂNCIAS DA PSC BIFILAR EM ABERTO   %
%                               (PICO E VALE)                               %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%
% CÁLCULO primeiro vale de ressonância da PSC bifilar aberta
LM=Lpropria+ Mutua_bifilar;
flv=1/(2*pi*(LM*(1e-6)*(Cpp+0.5*Cm))^0.5); % Equação (3.10) da tese
disp('flv ==primeiro vale de ressonância da PSC bifilar aberta == em Hz')
disp(flv)
% CÁLCULO primeiro pico de ressonância da PSC bifilar aberta
flp=1/(2*pi*(LM*(1e-6)*Cpp)^0.5); % Equação (3.11) da tese
disp('flp -lo PICO DE RESSONÂNCIA da PSC bifilar aberta - em Hz')
disp(flp)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%   DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA SÉRIE Rs da PSC                               %
%
%                               Segundo Yue e Wong (2000)                               %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
disp('CÁLCULO DA RESISTÊNCIA EFETIVA -EFEITO PELICULAR -- Rs')
f1M=1e+6; % frequência de teste 1Mhz
ro=1.7241e-8; % resistividade do cobre [Ohms.m]
l_m=4*Nm*(dout_b-w1) - (s+w)*0.01*(8*(Nm^2)-(4*Nm)+1); % comprimento total de uma
PSC
comp_trecho=((N1-1)*(s+w))*1e-2; % comprimento de um trecho underpass
w_trecho=0.25e-3; % largura de um trecho underpass;
sigmalp=(ro/(4*(pi^2)*1e-7*0.999995*f1p))^0.5; %para lo pico da frequência de
ressonância
sigmalv=(ro/(4*(pi^2)*1e-7*0.999995*f1v))^0.5; %para lo vale da frequência de
ressonância
sigmalM=(ro/(4*(pi^2)*1e-7*0.999995*f1M))^0.5; %para 1Mhz

Rs_PSClp=(ro*l_m)/(w1*sigmalp*(1-exp(-t1/sigmalp)));
% resistência para lo pico ressonância (somente da uma bobina plana PSC)
Rs_PSClv=(ro*l_m)/(w1*sigmalv*(1-exp(-t1/sigmalv)));
% resistência para lo vale ressonância (somente da uma bobina plana PSC)

Rs_trecholp=(ro*comp_trecho)/(w_trecho*sigmalp*(1-exp(-t1/sigmalp)));
% somente para um trecho underpass externo, no lo pico freq ressonância
Rs_trecholv=(ro*comp_trecho)/(w_trecho*sigmalv*(1-exp(-t1/sigmalv)));
% somente para um trecho underpass externo, no lo vale freq ressonância

Rs_PSClM=(ro*l_m)/(w1*sigmalM*(1-exp(-t1/sigmalM)));

```

```

% somente para a PSC em 1Mhz

Rs_trecho1M=(ro*comp_trecho)/(w_trecho*sigma1M*(1-exp(-t1/sigma1M)));
% somente para um trecho underpass externo em 1Mhz

Rslp=Rs_PSC1p + Rs_trecho1p;
% resistência da PSC mais a de um trecho underpass externo (incluso efeito
pelicular no 1o pico de ressonância)
Rslv=Rs_PSC1v + Rs_trecho1v;
% resistência da PSC mais a de um trecho underpass externo (incluso efeito
pelicular no 1o vale de ressonância)

RslM=Rs_PSC1M + Rs_trecho1M;
% resistência da PSC mais a de um trecho underpass externo (incluso efeito
pelicular) em 1MHz

disp ('Rslp - resistência série da PSC- com efeito pelicular para 1o pico
ressonância === em Ohms')
disp (Rslp)
disp ('R_slv - resistência série da PSC- com efeito pelicular para 1o vale
ressonância === em Ohms')
disp (Rslv)

disp ('R_slM - resistência série da PSC- efeito pelicular para 1MHz === em Ohms')
disp (RslM)

end

%%% MARCAÇÃO 852 %%%

tanD1=input ('Fornecer tangente de perdas tanD1 soldermask top == se ar tanD=0
==exemplo: 0.03 ==>');
%tanD1=0.03; % perdas substato er1 soldermask top
tanD2=input ('Fornecer tangente de perdas tanD2 do substrato FR4 ==ex: 0.01====>
');
%tanD2=0.01;% perdas substato er2 FR4
tanD3=input ('Fornecer tangente de perdas tanD3 soldermask bottom == se ar tanD=0
==exemplo: 0.03 ==> ');

wfpico=2*pi*f1p;

if (SIM==1)

%
% DETERMINAÇÃO DAS CONDUTÂNCIAS "Gsubb" e "Govv" ASSOCIADAS às PERDAS DIELÉTRICAS
% NA CAPACITÂNCIA PRÓPRIA Css, conforme equação (5.59) da tese.
%
Csubb=Css*((er2-er3)*q2m)/(Eref_CPW); % só ar e substrato
G_subb=Csubb*wfpico*tanD2;
Csoldertopp=Css*((er1-1)*q1m)/(Eref_CPW); % ar e solder top
G_soldertopp=Csoldertopp*wfpico*tanD1;
Csolderbott=Css*((er3-1)*q3m)/(Eref_CPW); % ar e solder bottom
G_solderbott=Csolderbott*wfpico*tanD3;

Gsubb=G_subb+G_soldertopp+G_solderbott;
Govv=Covv*wfpico*tanD2;
R_pp=(Gsubb+Govv)^-1;
Rpp=R_pp*0.5;
disp ('Csubb')
disp (Csubb)
disp ('Gsubb')
disp (Gsubb)
disp ('Govv')
disp (Govv)
disp ('Rpp')
disp (Rpp)

```

```

%
% DETERMINAÇÃO DA CONDUTÂNCIA "Gmfreq" ASSOCIADA às PERDAS DIELÉTRICAS
% NA CAPACITÂNCIA MÚTUA Cm, conforme equação (5.69) da tese.
%
wfvale=2*pi*f1v; % frequência para o 1o vale de ressonância
Gmfreq=(wfvale*8.8542e-12)*2*((er1*tanD1)*q111 + ((er2*tanD2) - (er3*tanD3))*q222 +
(er3*tanD3)*q333)*l_av;
Rm=(Gmfreq)^-1;
Rmm=2*Rm;
disp ('Rm')
disp (Rm)
disp ('Rmm')
disp (Rmm)

Cf=Cpp+0.5*Cm;
Rpm=R_pp*Rmm/(R_pp+Rmm);
Rpicof=0.5*Rpm*1e-6*(LM)/(Rslv*Rpm*Cf + (1e-6)*(LM));
disp ('Rpm')
disp (Rpm)
disp('Rpico bifiar fechada')
disp (Rpicof)

Rpicoa=Rpp*1e-6*(LM)/(2*Rslp*Rpp*Cp + (1e-6)*(LM));
disp('Rpicoa bifilar aberta')
disp (Rpicoa)
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% Resumo para tabela de simulações
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Tabela=zeros(43,1)
disp('RESUMO PARA TABELA DE SIMULAÇÕES:')

disp('l_av')
disp(l_av)
Tabela(1,1)=l_av

disp('Eref_CPW')
disp(Eref_CPW)
Tabela(2,1)=Eref_CPW

disp('Covv')
disp(Covv)
Tabela(3,1)=Covv

disp('q333')
disp(q333)
Tabela(4,1)=q333

disp('q222')
disp(q222)
Tabela(5,1)=q222

disp('q111')
disp(q111)
Tabela(6,1)=q111

disp('Css')
disp(Css)
Tabela(7,1)=Css

disp('q1m')
disp(q1m)
Tabela(8,1)=q1m

disp('q2m')

```

```

disp(q2m)
Tabela(9,1)=q2m

disp('q3m')
disp(q3m)
Tabela(10,1)=q3m

disp('comp_trecho')
disp(comp_trecho)
Tabela(11,1)=comp_trecho

disp('l_m')
disp(l_m)
Tabela(12,1)=l_m

disp('Kfator')
disp(Kfator)
Tabela(13,1)=Kfator

disp('Mutua_bifilar')
disp(Mutua_bifilar)
Tabela(14,1)=Mutua_bifilar

disp('LPROPIA_bifilar')
disp(LPROPIA_bifilar)
Tabela(15,1)=LPROPIA_bifilar

disp('Cpp')
disp(Cpp)
Tabela(16,1)=Cpp

disp('0.5*Cm')
disp(0.5*Cm)
Tabela(17,1)=0.5*Cm

disp('Cm')
disp(Cm)
Tabela(18,1)=Cm

disp('f1p')
disp(f1p)
Tabela(19,1)=f1p

disp('f1v')
disp(f1v)
Tabela(20,1)=f1v

disp('Rs1p')
disp(Rs1p)
Tabela(21,1)=Rs1p

disp('Rs1v')
disp(Rs1v)
Tabela(22,1)=Rs1v

disp('Rs1M')
disp(Rs1M)
Tabela(23,1)=Rs1M

disp('Rpicoa bifilar aberta')
disp(Rpicoa)
Tabela(24,1)=Rpicoa

disp('N1')
disp(N1)
Tabela(25,1)=N1

disp('w1')

```

```

disp(w1)
Tabela(26,1)=w1

disp('s1')
disp(s1)
Tabela(27,1)=s1

disp('din_b')
disp(din_b)
Tabela(28,1)=din_b

disp('dout_b')
disp(dout_b)
Tabela(29,1)=dout_b

disp('er1')
disp(er1)
Tabela(30,1)=er1

disp('er2')
disp(er2)
Tabela(31,1)=er2

disp('er3')
disp(er3)
Tabela(32,1)=er3

disp('tanD1')
disp(tanD1)
Tabela(33,1)=tanD1

disp('tanD2')
disp(tanD2)
Tabela(34,1)=tanD2

disp('tanD3')
disp(tanD3)
Tabela(35,1)=tanD3

disp('t1')
disp(t1)
Tabela(36,1)=t1

disp('t11')
disp(t11)
Tabela(37,1)=t11

disp('t22')
disp(t22)
Tabela(38,1)=t22

disp('t33b')
disp(t33b)
Tabela(39,1)=t33b

disp('FAA')
disp(FAA)
Tabela(40,1)=FAA

%
%DETERMINAÇÃO DE CONSTANTES PARA O MODELO MATEMÁTICO DAS RESISTÊNCIAS Rs E
%CONDUTÂNCIAS Gp e Gm contidos nas Figuras 6.3, 6.5, 6.7, 6.9
% 6.11, 6.13 e 6.15 da tese.
%CONSTANTES PARA Rs
%
Cont1_Rs=Rs1M*(1-exp(-t1/sigma1M))/((2*pi*f1M)^0.5);
disp('Cont1_Rs ==numerador da equação de Rs')
disp(Cont1_Rs)

```

```

Cont2_Rs=(t1/sigma1M)/((2*pi*f1M)^0.5);
disp ('Cont2_Rs==denominador da equação de Rs')
disp (Cont2_Rs)
Rssl1p=(Cont1_Rs)*(((2*pi*f1p)^0.5)/(1-exp((-Cont2_Rs)*((2*pi*f1p)^0.5)))) % para
confirmar valor
disp ('Rssl1p')
disp (Rssl1p)
disp ('Rsl1p')
disp (Rsl1p)
%
%CONSTANTE PARA Gp
%
Cont1_Gp=(Gsubb+Govv)/(2*pi*f1p);
disp ('Cont1_Gp')
disp (Cont1_Gp)
Gplp=Cont1_Gp*(2*pi*f1p); % para confirmar valor
disp ('Gplp')
disp (Gplp)
disp ('Gsubb+Govv')
disp (Gsubb+Govv)
%
%CONSTANTE PARA Gm
%
Cont1_Gm=Gmfreq/(wfvale);
disp ('Cont1_Gm')
disp (Cont1_Gm)
Gmlv=Cont1_Gm*(wfvale);% para confirmar valor
disp ('Gmlv')
disp (Gmlv)
disp ('Gmfreq')
disp (Gmfreq)
%%% marcação 1114 %%%%

```