CAPÍTULO V

ANÁLISE DE GEOMETRIAS DISTRIBUÍDAS DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS POR EQUIVALENTES EM CIRCUITOS ELÉTRICOS

DISTRIBUTED GEOMETRY ANALYSIS OF MICROWAVE DEVICES EQUIVALENTS IN ELECTRIC CIRCUITS

DOI: 10.51859/amplla.tac393.1323-5

Helton Silva Bernardo [1]
Elias Marques Ferreira de Oliveira [2]
Rafael Abrantes Penchel [3]

[1] Mestrando em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", Unesp
[2] Professor da Unidade Acadêmica de Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco
[3] Professor do Departamento de Engenharia de Telecomunicação da Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", Unesp

RESUMO

Com a constante evolução tecnológica, novos dispositivos de microondas vêm ganhando espaço pela inovação e aplicabilidade. Estes dispositivos demandam de análises sofisticadas e precisam em parâmetros distribuídos, simplificá-los para redes elétricas por circuitos equivalentes é uma das técnicas que objetiva este trabalho. Assim, o objetivo deste capítulo é realizar uma revisão sobre as principais geometrias encontradas na literatura, introduzir seu comportamento reativo, projetá-las demostrando os parâmetros utilizados e verificar o comportamento eletromagnético através de simulações computacional. A metodologia consistiu na busca extensa bibliográfica por geometrias e seus equivalentes elétricos, cálculos de projetos e implementação computacional para obtenção da resposta em frequência.

Palavras-chave: Geometrias distribuídas. Equivalentes elétricos. Dispositivos em microondas.

ABSTRACT

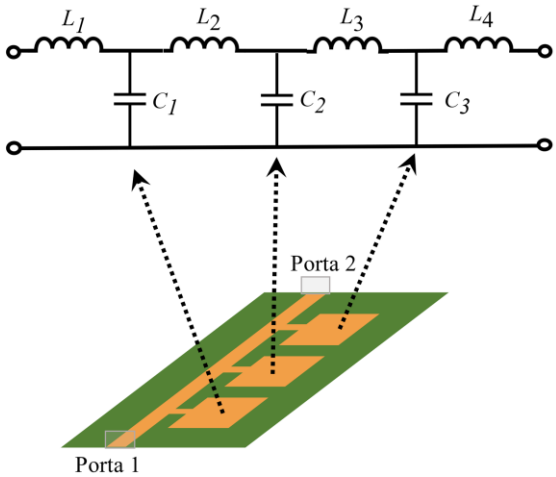
With constant technological evolution, new microwave devices have been gaining ground due to their innovation and applicability. These devices demand sophisticated analyzes and need distributed parameters, simplifying them for electrical networks by equivalent circuits is one of the techniques that this work aims. So, the objective of this chapter is to carry out a review of the main geometries found in the literature, to introduce their reactive behavior, design them demonstrating the parameters used and verify the electromagnetic behavior through computational simulations. The methodology consisted of an extensive bibliographical search for geometries and their electrical equivalents, project calculations and computational implementation to obtain the frequency response.

Keywords: Distributed geometries. Electrical equivalents. Microwave Devic

1. INTRODUÇÃO

Os circuitos integrados de microondas monolíticos (MMCI, *Monolithic Microwave Circuit Integrated*) têm tido avanços nas últimas décadas, com larga aplicação de dispositivos capazes de operar na faixa das chamadas *frequências de microondas:* 300 MHz a 300 GHz (ROBERTSON; LUCYSZYN, 2001). Estes dispositivos têm ampla funcionalidade no mercado industrial e tecnológico desde aplicações em amplificadores de potência, de baixo ruído, misturadores de sinais (*mixers*) e circuitos chaveadores (*switchers*) em alta frequência; além disso estes circuitos possuem ampla faixa de aplicação, tais como: sistemas de radares automotivos e aeroradares, GPS, WLAN e redes sem fios com banda de licenciamento em espectro restrito para (ISM, *Industry, Scientific and Medical applications*) além de aparelhos telefone-celulares e equipamentos eletrônicos de fácil implementação e portabilidade (MARSH, 2006) são desejáveis dispositivos miniaturizados predominantemente adaptáveis aos circuitos integrados (IC, *Integrated Circuit*) e aos sistemas em chips (SoC, *System-on-Chips*) para compactar e diminuir a área elétrica efetiva em um único substrato permitindo a integração de um maior número de dispositivos (analógicos-radiofrequência e digitais) em operação quanto em ondas milimétricas 30 GHz a 300 GHz (XIAO *et al.*, 2017) que precisam de circuitos de micro-ondas cada vez mais precisos e pequenos para a comunicação sem fio permitindo alta taxas de transmissão de dados em frequências maiores (CHONG *et al.*, 2007). A Fig. 1 exibe um exemplo de filtro planar periódico em elementos reativos distribuídos composto pelo material dielétrico em verde escuro e o condutor em laranja-dourado.

Figura 1 – Representação de um filtro planar por circuitos elétricos.



Fonte: Autoria própria.

Em teoria e *design* de filtros de microondas, elementos concentrados (*lumped elements*) como capacitores e indutores representam fatores de interesse para os diferentes métodos de

síntese de filtros (como da imagem e o de perdas por inserção) (POZAR, 2011). Neste processo, as energias armazenadas dos campos elétricos e magnéticos proporcionam um efeito indutivo associado à linha de transmissão interligada entre duas portas e o capacitivo associado às estruturas retangulares (filtro) – estes efeitos juntos impactam nas frequências de ressonâncias do filtro, na resposta em frequência.

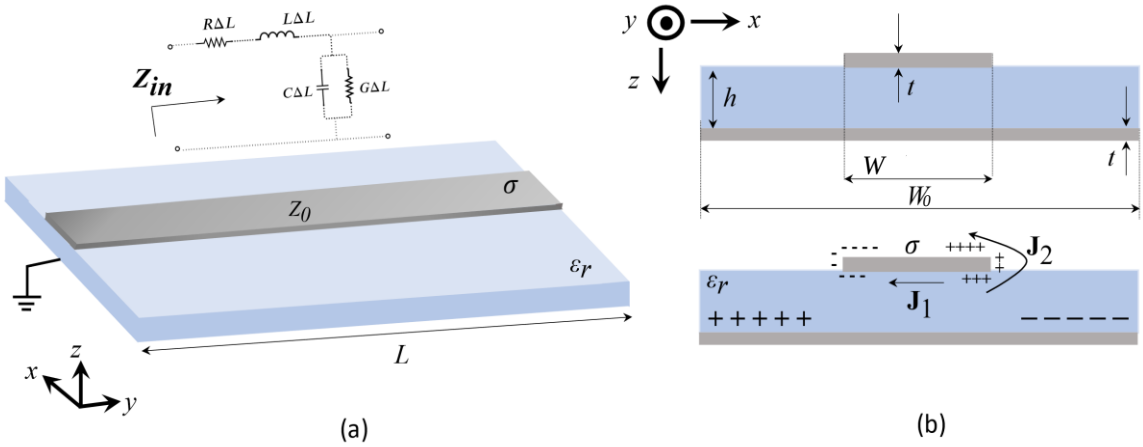
O objetivo deste capítulo é mostrar uma breve revisão de geometrias planares distribuídas presentes na literatura com comportamentos característicos possíveis de se modelar em circuitos elétricos de parâmetros concentrados. Além disso, realizar uma breve análise sobre o comportamento eletromagnético de algumas estruturas simples e convencionais selecionadas, isto é: uma espira planar de base retangular, capacitores de base retangular e um capacitor interdigital. A partir disso é possível demostrar os cálculos para os parâmetros de projetos e elaboração de cada estrutura bem como os efeitos simulados com as avaliações e discussões esperadas – comparando-se com o resultado teórico.

2. LINHA DE TRANSMISSÃO EM MICROFITA

Uma linha de transmissão (LT) pode ser projetada em diferentes estruturas eletromagnéticas: desde um cabo coaxial, *stripline*, guia de onda coplanar (CPW, *Coplanar Waveguide*) e a microfita (*microstrip line*). Em particular, este trabalho abordará as análises em microfita (por ser economicamente acessível e de fácil fabricação). Estritamente, o modo de operação TEM (Transverso Eletro-Magnético) requer que a parte metálica das linhas sejam condutores elétricos perfeitos (PEC, *Perfect Conductor*). Porém, na prática, o melhor material metálico possui condutividade finita, bem como o dielétrico que possui perdas, o modo de operação para microfita é o *quasi*-TEM, isto é, quase Transverso Eletro-Magnético (HSIEH; CHANG, 2019). Nestas condições, as componentes longitudinais de campos elétrico e magnético são muito pequenas quando comparadas com as componentes transversais (PENNOCK; SHEPHERD, 1998).

Para tratar-se das diversas situações de alta ordem para as n ressonâncias na resposta em frequência, utiliza-se o modo de operação mais aproximado nestas linhas que é o TM (Transverso-Magnético, $H_z = 0$). Esta discussão é importante, pois permite introduzir as explicações para as distribuições de campo na própria linha de transmissão. Na representação da Fig. 2(a), uma linha de transmissão em microfita, cuja constante dielétrica ε_r, comprimento L, largura W e altura h, material condutor de condutividade σ, comprimento L, largura w, impedância característica Z_0 e espessura t, tendo o plano terra com a mesma espessura.

Figura 2 – Estrutura típica para linha de transmissão em microfita.



Neste sentido, uma onda de tensão que se propaga pelo condutor produz efeitos elétricos indutivos e/ou capacitivos distribuídos além das perdas de condução. Este sistema pode ser modelado por elementos distribuídos (de circuitos elétricos) como conjunto de indutância por unidade de comprimento, capacitância por unidade de comprimento e resistências e condutâncias por unidade de comprimento, refletindo em uma modelagem de um trecho infinitesimal da linha cuja impedância de entrada é Z_{in}, isto é interessante pois auxilia na determinação das equações de projetos, além de proporcionar parâmetros de controles sobre estruturas não convencionais na elaboração de projetos.

Nas representações da Fig. 2(b) são vistas: a estrutura lateral parametrizadas e a distribuição de cargas elétricas sobre o dielétrico e o condutor (BALANIS, 2016). Note-se que as cargas elétricas, na operação destes modos, produz cargas estáticas em sinais opostas nas extremidades do substrato (dielétrico) nas proximidades do plano de terra, em contrapartida, na fita, as cargas com sinais opostos também surgem nas extremidades da superfície condutora alternando-se em uma dinâmica ressonante: ora positiva, ora negativa – isto resulta em uma onda de corrente elétrica viajando na direção propagante e, portanto, uma quantidade de corrente sobre a superfície, sendo representada por uma densidade de corrente superficial, $\mathbf{J_1}$, convencionado pela ilustração Fig. 2(b). Estas cargas positivas "parecem" então fluir para a parte superior da linha enquanto as cargas negativas fluem para a parte inferior, esquematizado pela densidade de corrente superficial $\mathbf{J_2}$, em movimento periódico-cíclico com frequência determinada pelo modo fundamental $\text{TM}^{\text{z}}_{\text{nm}}$. Estas cargas produzem inicialmente campo elétrico no interior do substrato. A quantidade de linhas de campo é determinada pela permissividade elétrica efetiva ou constante dielétrica efetiva (esta contabiliza a distribuição do campo elétrico no dielétrico e no ar) ε_{eff} que é calculada pela relação entre a capacitância

externa entre a interface ar-dielétrico C_a e a capacitância interna da dielétrica C_d (HONG; LANCASTER, 2001), de acordo com a equação (1):

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C_d}{C_a}, \tag{1}$$

A eq. (1) é uma forma genérica de definir a medida de permissividade elétrica, esta portanto não contempla características geométricas e estruturais da linha de transmissão. Desta forma, considerando a linha em microfita e a constante relativa ε_r relacionada ao material dielétrico, pode-se equacionar em (2) para o caso $W/h \geq 1$:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}. \tag{2}$$

A impedância característica da linha representada por Z_0, como expressa pela Fig. 2(a) é calculada pela eq. (3):

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} ln\left(\frac{8h}{W} + 0{,}25\frac{W}{h}\right), & W/h \leq 1, \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\left[\frac{W}{h} + 1{,}393 + 0{,}677\, ln\left(\frac{W}{h} + 1{,}444\right)\right]^{-1}, & W/h \geq 1. \end{cases} \tag{3}$$

Onde, η é a impedância intrínseca no espaço livre ($120\pi\,\Omega$), h é altura W é a largura da fita e W_0 é a largura do substrato. O comprimento de onda guiado λ_g na LT é calculado em termos: do comprimento de onda no espaço livre λ_0 e da constante dielétrica efetiva ε_r, conforme a eq. (4):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \tag{4}$$

e assim, é possível determinar outras características da onda guiada no interior da linha de transmissão a partir dos parâmetros introduzidos.

3. ESTRUTURAS TÍPICAS E SEUS EQUIVALENTES ELÉTRICOS

Algumas estruturas típicas utilizadas em circuitos MMCI em altas frequências são bastante conhecidas, em virtude dos efeitos reativos bem definidos que apresentam na resposta em frequência quando implementadas aos sistemas integrados de radiofrequência em operação. Por exemplo, um capacitor pode ser modelado como estrutura de base quadrada com largura e comprimento L, demonstrando um efeito predominante capacitivo e uma condutância associada às perdas gerais. Deste dispositivo possui aplicações em alguns sistemas compactos, de baixo custo e fácil implementação como sistemas de geolocalização por dispositivo móvel celular (GMS, *global system for mobile*), (WCDMA, *Wireless Code Division Multiple-Access*) voltados aos desenvolvimento de redes sem fio para cobertura de determinadas áreas com

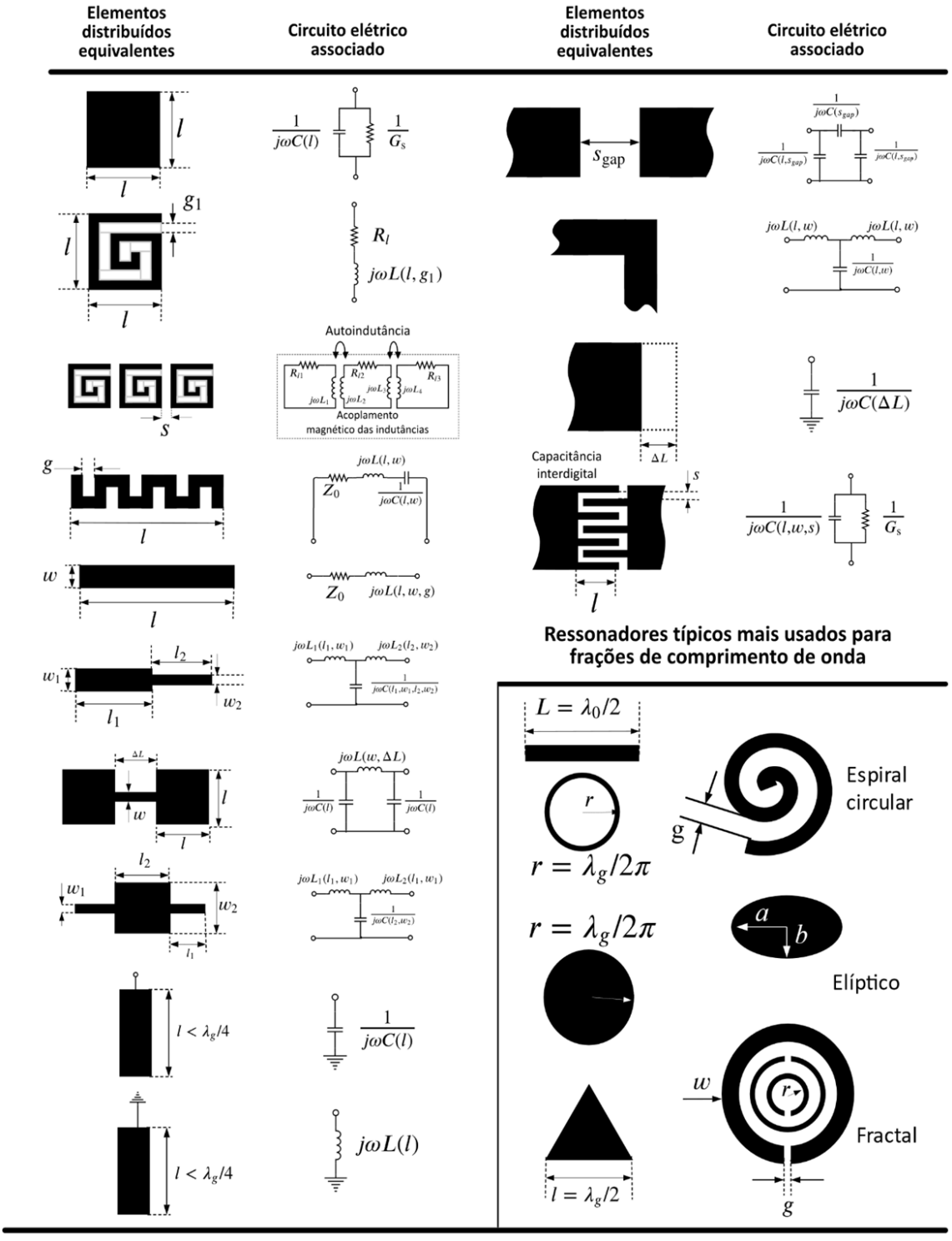
determinada banda de operação no espectro comercial (DANAEIAN; ZAREZADEH; GHAYOUMI-ZADEH, 2018) como apresenta-se na Fig. 3.

Já um indutor espiral retangular tende proporcionar efeito predominante indutivo pela matriz de reatância, possuindo além disso, uma resistência associada às perdas condutivas e dielétricas. Estes dispositivos também têm aplicabilidades em circuitos MMCI integrados, por exemplos, osciladores locais que precisam emitir um sinal senoidal gerado a partir de uma entrada DC, em *mixers*, em circuitos RFID que permitem identificar/modular ou demodular frequências em *bits* pelo entiquetamento de *chipless* em multiressonadores (ZITO; SILVA; OLIVEIRA, 2021), osciladores controlados por tensão (VCO, *Voltage Controlled Oscillators*) com altos fatores de qualidades (AZIZOLLAH-GANJI; KHEIRY, 2018).

O conjunto de espiras indutivas produzem pela modelagem dos circuitos elétricos uma autoindutância controlada pelo *espaçamento s* em decorrência do acoplamento magnético das contribuições indutivas individuais de cada espiral e, assim, além destes exemplos existem muitas outras geometrias e formas de atribuir ao circuito planar um efeito predominante característico. Muitas destas geometrias são utilizadas em filtros para adição de polos e zeros, resultando no aumento ou redução da complexidade da natureza do mesmo. Após a modelagem, os circuitos de parâmetros concentrados obedecem às leis de malhas e nós da teoria de circuito convencional, por esta razão estando com parâmetros distribuídos o problema consiste em não mais determinar tensões e correntes fixas V_0 e I_0, mas sim, ondas de tensões e correntes variantes com a fase θ, frequência angular ω e a posição $V(z, \omega, \theta)$ e $I(z, \omega, \theta)$.

Na Fig. 3 é apresentado um conjunto compilado de geometrias planares que proporcionam de acordo com a necessidade e peculiaridade do circuito planar, modelagens de circuitos elétricos em parâmetros concentrados relacionados aos efeitos de cada geometria. Além disso, são destacados alguns ressonadores mais utilizados com *lumped elements* (HSIEH E CHANG, 2002) no processo de modelagem de filtros analógicos de micro-ondas associados afrações de comprimentos de onda guiado da linha, são apresentados estruturas elípticas, fractais, espirais circulares, dentre outros.

Figura 3 – Elementos distribuídos e seus equivalentes em circuitos elétricos.



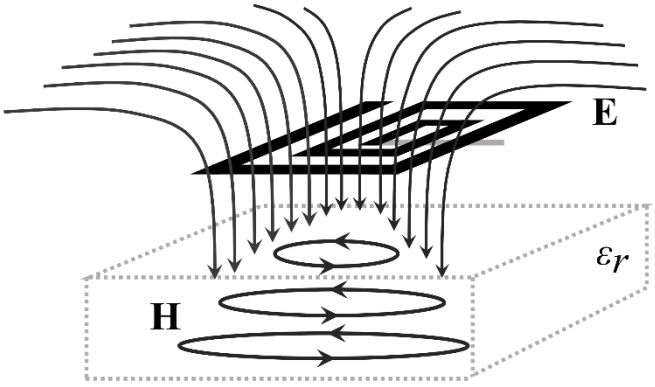
Fonte: Autoria própria.

Em particular, este trabalho visa analisar o comportamento eletromagnético de: um indutor espiral de base quadrada, um capacitor convencional de base quadrada, uma linha retangular e um capacitor interdigital com *N fingers* (dedos).

4. COMPORTAMENTO INDUTIVO DE UMA ESTRUTURA ESPIRAL RETANGULAR

Em uma estrutura espiral retangular metálica com N voltas sobre um substrato dielétrico ε_r, o campo elétrico expresso pela componente vetorial $\boldsymbol{E}$ é divergente e o fluxo elétrico (quantidades de linhas que perpassa por pela área transversal da base retangular) é na direção normal ao plano do substrato, "entrando" e "saindo" da espira. Em contrapartida o campo magnético $\boldsymbol{H}$ é rotacional e perpendicular à direção normal do substrato, como ilustra a Fig. 4 pela dinâmica da distribuição de campo no indutor típico (CHEN, 2006):

Figura 4 – Distribuição de campo elétrico e magnético de um indutor.



Fonte: Autoria própria

O metal impresso no dielétrico permite a passagem da corrente superficial ao longo da linha, pela superfície normal ao campo elétrico como descrito, têm-se por consequência correntes parasitas no interior do substrato ao passo em que as componentes de campo elétrico se propagam no meio dielétrico, estas correntes parasitas percorrem o caminho fechado conservativo pela indução das linhas de campo magnético, e assim, o comportamento indutivo predomina na estrutura típica (AZIZOLLAH-GANJI; KHEIRY, 2018) (CHEN, 2006). A indutância resultante L_{ind} deste fenômeno é fortemente dependente da geometria (HONG; LANCASTER, 2001) e as perdas em decorrência das conduções podem ser representadas em uma resistência R_{ind}, de tal maneira que permite escrever a eq. 5 e eq. 6:

$$L_{ind} = 2 \cdot 10^{-4} l \left[ln\left(\frac{l}{w_{ind}+t}\right) + 1{,}193 + 0{,}2235\left(\frac{w_{ind}+t}{l}\right)\right]\left[0{,}57 - 0{,}145\, ln\left(\frac{w_{ind}}{h}\right)\right], \quad (5)$$

$$R_{ind} = \frac{R_s l}{2(w_{ind}+t)}\left[1{,}4 + 0{,}217\, ln\left(\frac{w_{ind}}{5t}\right)\right], \quad 5 < w_{ind}/t < 100. \quad (6)$$

onde, l, w_{ind} e R_s são o comprimento médio da espira (em µm), largura da base retangular do indutor e a resistência superficial condutiva associada à σ, respectivamente. É importante ressaltar que o comportamento indutivo está relacionado as chamadas matrizes de reatâncias X_{11} e X_{12}. Para este trabalho, o parâmetro de referência é a reatância de reflexão $X_{11} = \omega L_{11}$. A

resistência do indutor não é necessariamente a resistência de reflexão, no entanto, o interesse é mostrar o casamento bem definido e uma ressonância próxima a projetada. Na construção destas estruturas, é importante demostrar o fator de qualidade relacionado à energia armazenada nos campos elétrico e magnético pela energia dissipada por ciclo, como garante a generalização dada pela eq. (5):

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia dissipada/ciclo}} \tag{5}$$

No entanto, podemos estimar o fator de qualidade em termos da indutância predominante, das perdas resistivas e pequenas capacitâncias "dielétricas" C_{ind} entre a linha e o plano-terra através do substrato, como é possível escrever:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{ind}} + \frac{1}{Q_{cap}} + \frac{1}{Q_{perda}} \tag{6}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{1}{Q_t} = \frac{R_{ind}}{\omega L_{ind}} + \omega R_{ind} C_{ind} + tan\,\delta \tag{7}$$

Onde, notoriamente, Q_t é o fator de qualidade total e tan δ é a tangente de perdas do sistema substrato-metal.

4.1. Modelagem computacional do indutor espiral e a resposta em frequência

No software de simulação eletromagnética, Ansys Electronics 2022 R1, foi estruturada a seguinte geometria para o indutor espiral de base retangular para frequência de ressonância de 3 GHz (valor teórico calculado de partida) em substrato típico ROGER 5880 (foi selecionado pois apresenta baixa tangente de perda tan δ = 0,0009, h = 1,575 mm ε_r = 2,2), conforme a ilustra a Fig. 5(a) com espaçamento s, largura w_{ind}, comprimento l e largura média das espiras dada por w_m. A espira indutiva está altura h e espessura t na direção z. Na terminação central da espira com a carga, há uma stripline (fita no interior do substrato) com comprimento 0,625l e altura h - t_{ox} - t. Neste meio, há uma leve espessura t_{ox} de óxido de silício (SiO_2) que reveste uma intercamada LT-espira (YUE et. al; 1996) com permissividade relativa igual a 4. Ao lado há os valores em milímetros e os parâmetros referenciados na esquematização. Na Fig. 5(b) é apresentado o coeficiente de transmissão com ressonância em 2,93 GHz, nota-se ainda que a banda de operação pode ser calculada em termos percentuais, através da eq. (8):

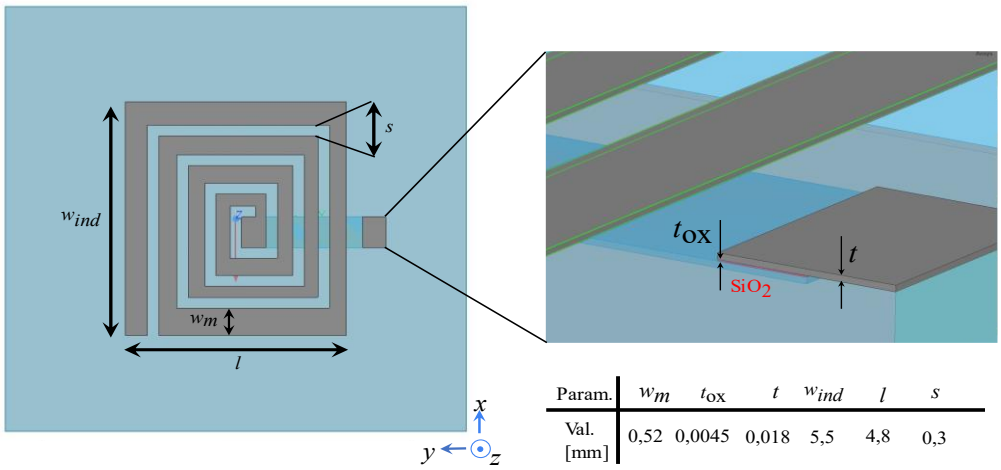
$$BW(\%) = \left. \frac{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}}{f_r} \right|_{-10\,dB} \tag{8}$$

O fator de qualidade total é, portanto, inversamente proporcional a banda de frequência, como se estabelece em:

$$Q_t = \frac{1}{BW}. \tag{9}$$

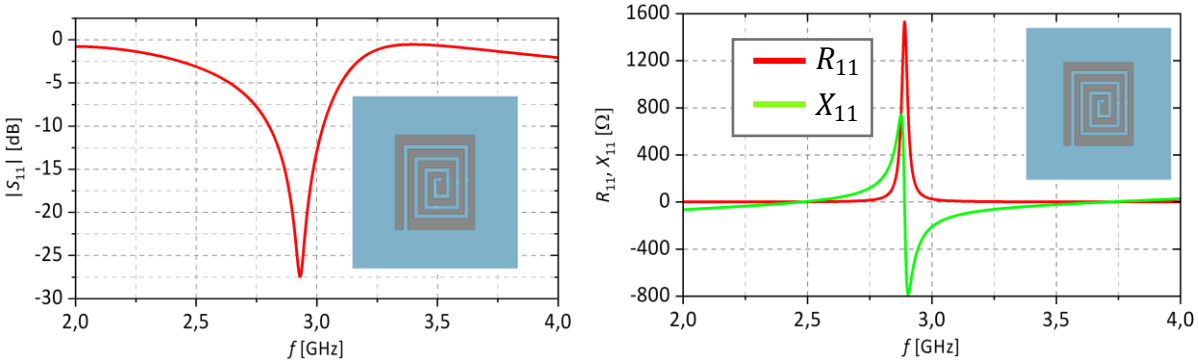
Por fim, na Fig. 5(c) é denotada a matriz de impedância de reflexão Z_{11} normalizada,

Figura 5 – Simulação com (a) detalhes sobre os parâmetros do indutor espiral (b) Coeficiente de reflexão e (c) Impedância de reflexão.



Param.	w_m	t_{ox}	t	w_{ind}	l	s
Val. [mm]	0,52	0,0045	0,018	5,5	4,8	0,3

(a



(b) (c)

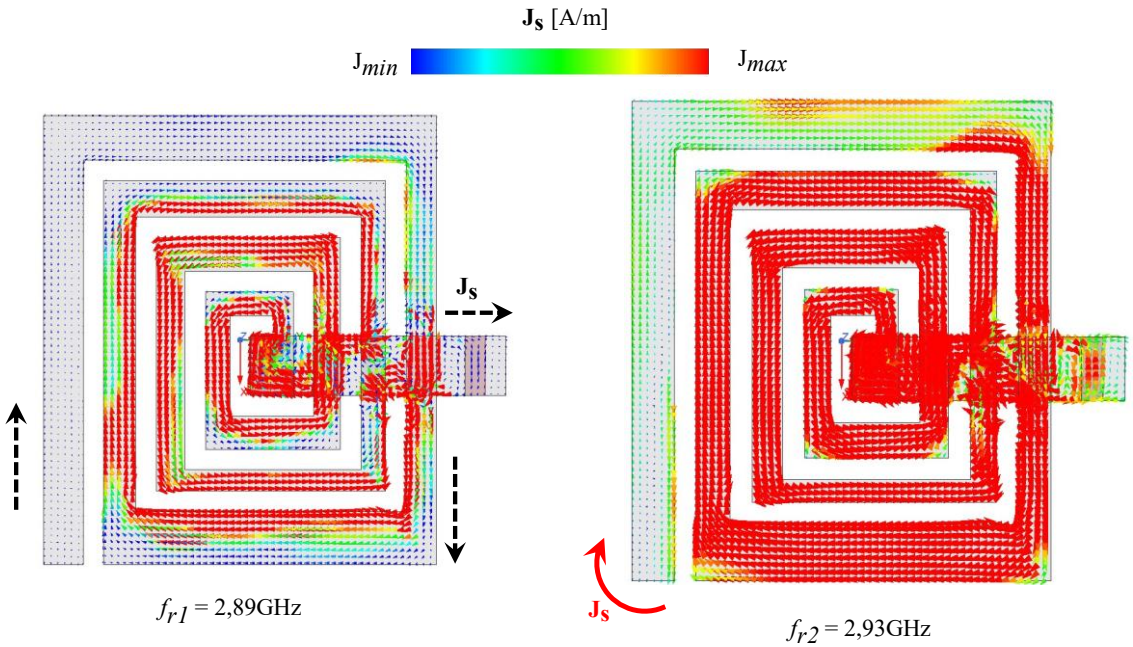
Fonte: Autoria própria.

com a resistência e reatância de entrada na reflexão para ressonância em 2,89 GHz como é visualizado um casamento bem definido pela curva verde e a curva vermelha.

4.2. Análise das distribuições de campo

Após a identificação das ressonâncias na subseção anterior, é possível visualizar a distribuição de corrente superficial ao longo da estrutura. Neste contexto, a densidade de corrente superficial (já brevemente discutida na seção 2) foi impressa pela Fig. 6(a) na ressonância associada à matriz de impedância ($f_r = 2{,}89\ GHz$) constata-se que a magnitude do vetor $\mathbf{J_s}$ [medida em A/m] é máxima pela coloração em vermelha, em termos de amplitude mínima (em azul): a magnitude da densidade é menor ainda. O sentido do vetor é descrito pelas setas indicadas no percurso eletromagnético do sinal. Na Fig. 6(b) a magnitude do vetor é bem maior quando comparada com Fig. 6(a) e, assim, a ressonância predominante fundamental é $f_r = 2{,}93\ GHz$. Comprova-se que o sentido da corrente é o mesmo extrinsecamente nas espiras. Em virtude da *stripline* (fita que interconecta o centro da espira a terminação na carga), há um forte acoplamento pela proximidade das linhas – fazendo com que a corrente superficial se redistribuía na parte superior (isto é, no anel espiral) causando deformidade na distribuição de campo, como se pode ver na Fig. 6.

Figura 6 – Densidade de corrente superficial simuladas.

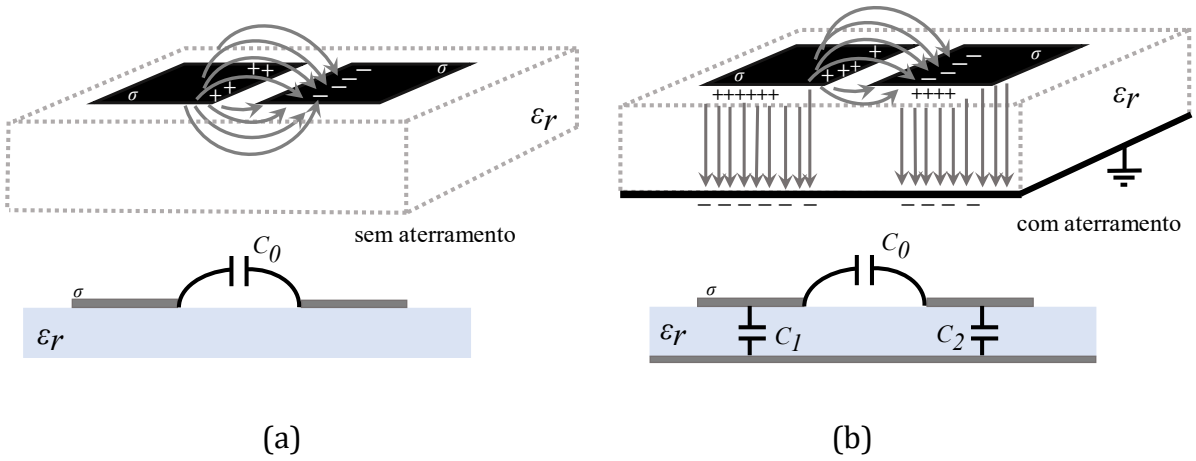


Fonte: Autoria própria

5. COMPORTAMENTO CAPACITIVO EM ESTRUTURAS PLANARES

Familiarizados com o comportamento indutivo em altas frequências para o indutor apresentado anteriormente, introduz-se ao trabalho uma breve abordagem sobre o comportamento capacitivo para a estrutura planar da Fig. 3. Na Fig. 7(a), um dielétrico ε_r suporta duas placas metálicas paralelas de comprimento e largura quaisquer. A uma mínima excitação do sinal de entrada, o efeito pelo acoplamento eletromagnético é idealizado por Fig. 7(a) sem a presença de um plano de terra na parte inferior ao dielétrico. Observa-se o

Figura 7 – Efeito idealizado por duas placas capacitivas.



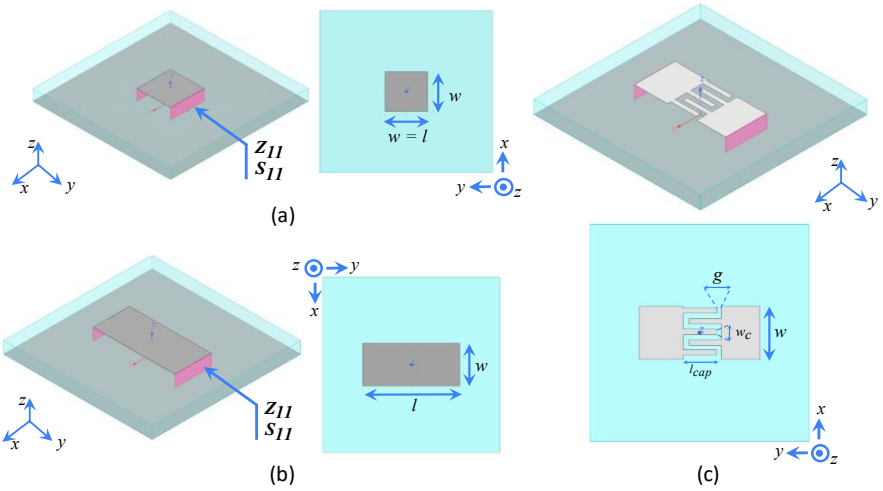
(a) (b)

Fonte: Autoria própria.

surgimento de cargas com sinais contrários nas placas paralelas, produzindo fluxo elétrico em altas frequências (BODINI *et al.*, 2018). Ainda na Fig. 7(a) é possível ver que há uma capacitância C_0 modelável. A inserção de uma base referencial de aterramento provoca o surgimento de duas capacitâncias (o efeito capacitivo) paralelas entre a LT e o terra, como destacado na Fig. 7(b). A excitação do sinal já no segundo caso causa efeito cumulativo de capacitâncias pelo aparecimento do acoplamento LT-terra; as cargas de sinais opostos tendem então a fluírem no sentido fluxo elétrico indicado pela Fig. 7(b). Nota-se ainda que as placas paralelas têm a capacitância C_0 entre elas preservada. Em geral, a geometria simétrica permite modelar as mesmas capacitâncias no interior do substrato, isto é, $C_1 = C_2$. Na Fig. 8 são expostas as estruturas propostas para os capacitores convencionais e interdigital a serem analisadas. Na Fig. 8(a), um capacitor de base quadrada com largura *w* e comprimento *w*, altura *h* é descrito pelas vistas isométricas e superior. Verifica-se que as portas (em rosa claro) coleta a matriz de impedância de entrada e o coeficiente de reflexão. Já na Fig. 8(b) o comprimento é diferente $l > w$. Na Fig. 8(c) é proposto um capacitor interdigital com largura *w* e comprimento *l*, há um

gap g entre os *fingers* de largura w_c e comprimento l_{cap} para um determinado número N de *fingers.*

Figura 8 – Estruturas projetadas de capacitores convencionais e interdigital



Fonte: Autoria própria

Para a construção de um capacitor interdigital com N fingers, o procedimento inicial é especificar os parâmetros físicos de largura w e de comprimento l para o casamento da impedância característica de 50 Ω em 10 GHz pela equação (3); obtendo-se 4,9 mm e 5,5 mm, respectivamente. Em seguida, foi utilizada a equação (10) de projeto (DANAEIAN, ZAREZADEH e GHAYOUMI-ZADEH; 2018) para estimar a largura do finger:

$$w_c = 2Nw + (2N - 1)g, \tag{10}$$

a capacitância total C_t resultante é computada pela eq. (11) e depende do número de *fingers* e de seu comprimento l_{cap} (HONG; LANCASTER, 2001):

$$C_t = 3{,}937 \cdot 10^{-5} l_{cap}(\varepsilon_r + 1)[0{,}11(N - 3) + 0{,}252], \tag{11}$$

a resistência total associada às perdas dielétricas-metálicas relacionada por:

$$R_t = \frac{4}{3}\frac{R_s l_{cap}}{N w_c}. \tag{12}$$

Nota-se que o aumento da largura w_c provoca a diminuição da resistência elétrica total por relação inversamente proporcional. A Tabela 1 resume os valores adotados para o projeto.

Tabela 1. Parâmetros de projeto para os capacitores utilizados.

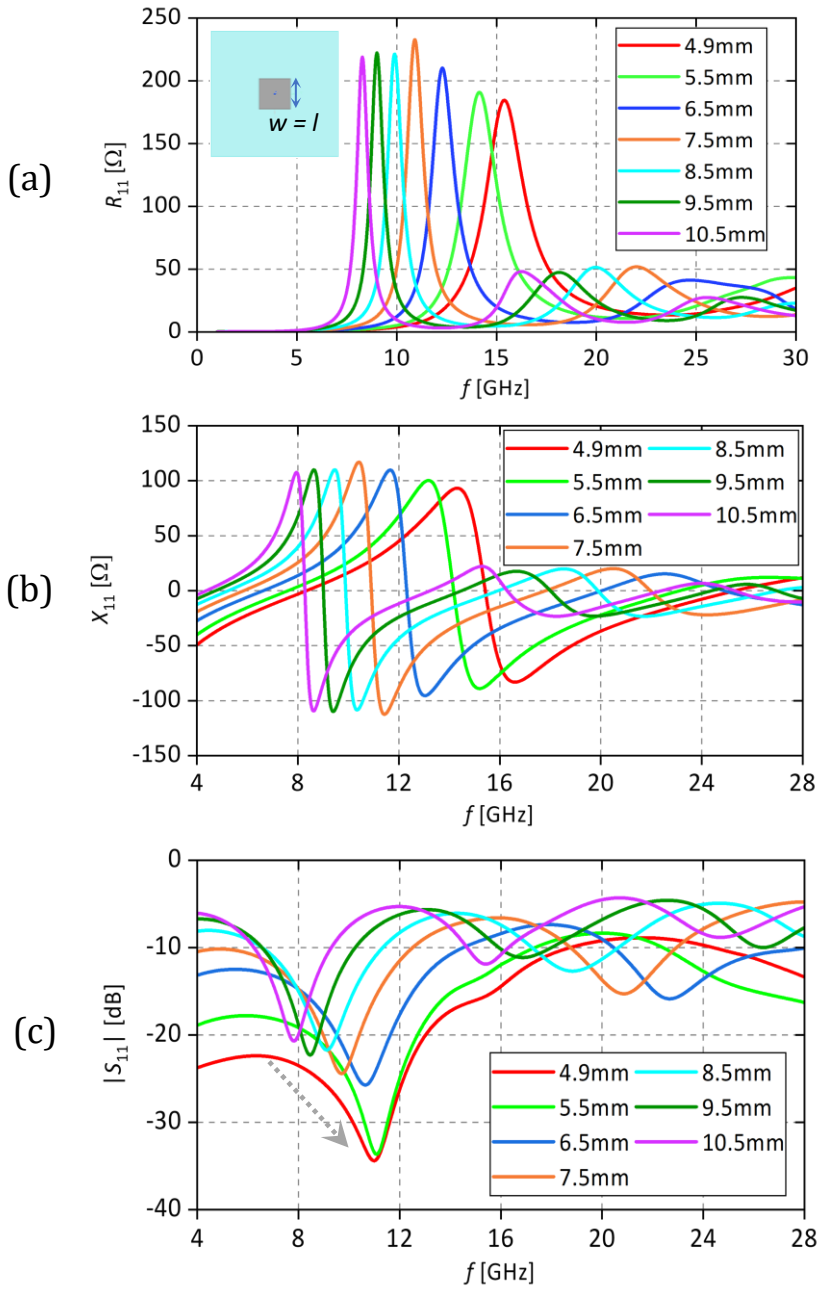
Param.	w [mm]	l [mm]	w_c [mm]	l_{cap} [mm]	N	g [mm]	R_s [mΩ]
Val.	Variou-se	Variou-se	0,5	3,1	5	0,5	25,65

Fonte: Autoria própria.

5.1. Resposta em frequência de capacitor de base quadrada (efeitos paramétricos em w)

Na simulação para verificar a influência de *w* sobre a estrutura da Fig. 8(a), realizou-se parametrizações de 4,9mm até 10,5 mm, observando-se pelas Fig. 9(a)–(b) que as ressonâncias são deslocadas na resposta em frequência (8 a 16 GHz).

Figura 9 – Resistência, reatância normalizadas e coeficiente de reflexão



Fonte: Autoria própria.

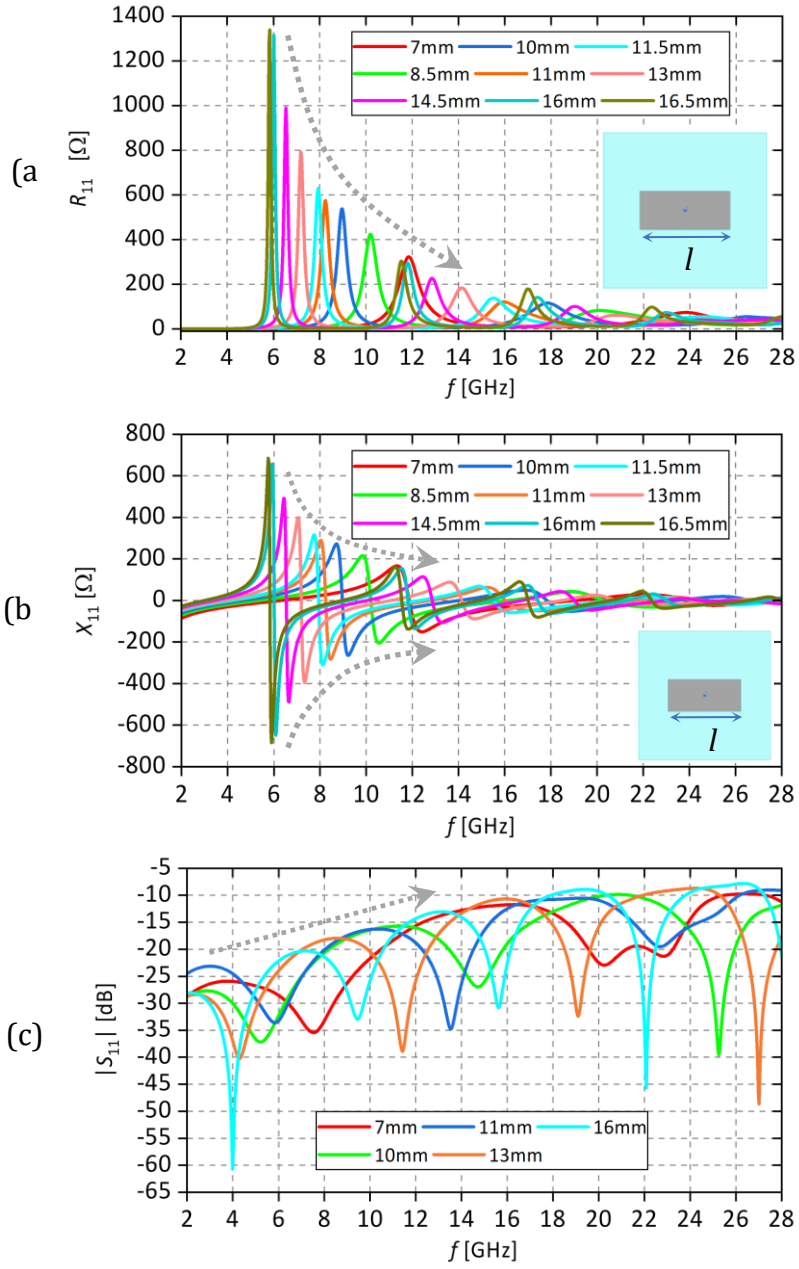
O coeficiente de reflexão S_{11} apresenta maior nível de casamento em 10,5mm (máximo valor simulado na curva roxa), ao passo em que este valor é diminuído, examina-se pela

constatação na Fig. 9(c), a atenuação para valores abaixo de −20 dB do sinal (curva vermelha). Percebe-se ainda nas curvas com maior valor de largura a entrada de modos TM_{mn}^{z} de ordem superiores associados a ressonâncias com frequências mais altas.

5.2. Resposta em frequência do capacitor de base retangular (efeito paramétricos em l)

Na Fig. 10(a)–(b), o efeito progressivo ao variar o comprimento da linha é ainda mais explícito quando comparado ao discutido na subseção 5.1.

Figura 10 – Resistência, reatância normalizadas e coeficiente de reflexão



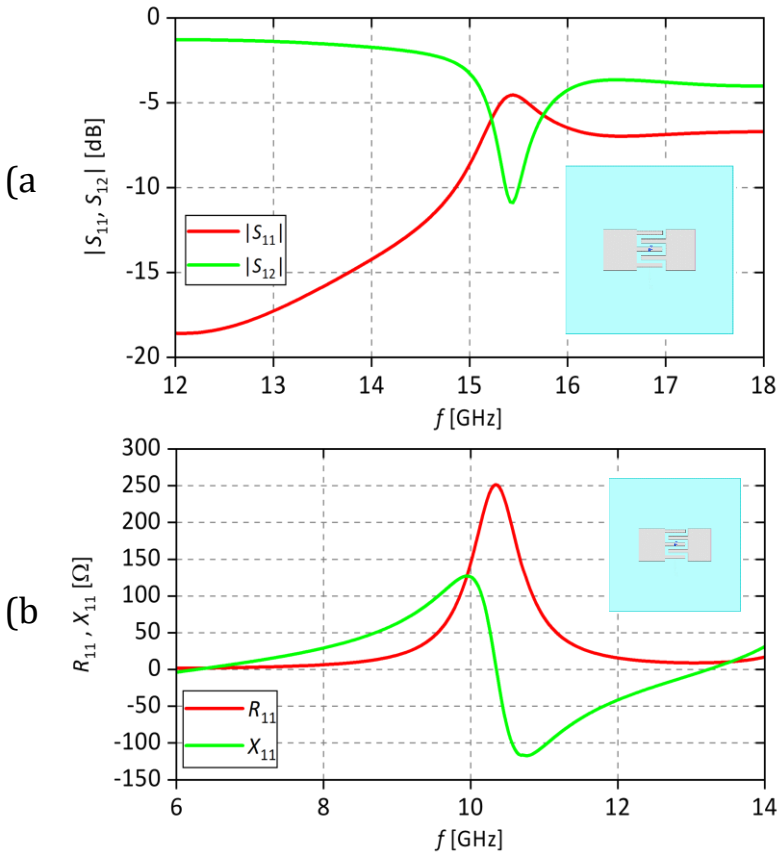
Fonte: Autoria própria

Neste contexto, a amplitude da resistência e da reatância de reflexão cai ligeiramente a medida em que o comprimento l diminui. Ressalta-se que a frequência de ressonância fundamental não se desloca com tanta rapidez (6 a 11 GHz), tendo uma variação de 5GHz entre a curva cinza até a curva vermelha (l = 7mm). Em termos de coeficiente de reflexão, o aumento de l ocasiona o surgimento de ressonâncias bem definidas (pela entrada de novos modos de alta ordem) como se verifica na curva em azul ciano (l = 16mm) até a curva vermelha na Fig. 10(c).

5.3. Resposta em frequência do capacitor interdigital

O comportamento do capacitor interdigital é ilustrado pela Fig. 11(a)–(b). Os coeficientes de reflexão S_{11} e transmissão S_{12} apresentam ressonância em 15,44 GHz pela Fig. 11(a). O dispositivo transmite o sinal até a banda de 15 GHz, onde ocorre uma rejeição $|S_{12}| \leq$ -10 dB, pela ressonância aproximadamente frequência de corte 15,40 GHz e retorna a transmitir o sinal para frequências superiores a 16 GHz (curva verde) $|S_{12}| \geq$ -5 dB.

Figura 11 – Matriz de espalhamento e impedância.



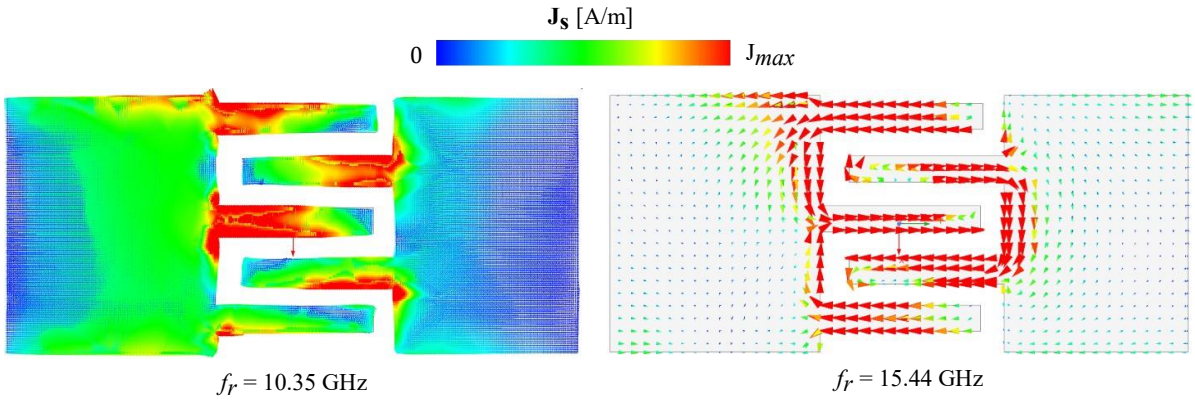
Fonte: Autoria própria.

Analisando-se a matriz de impedância de reflexão Z_{11}, visualiza-se um casamento adequado pela centralidade da reatância (curva verde) em X_{11}= 0 Ω e o pico de resistência no mesma frequência de ressonância f_r = 10,35 GHz (curva em vermelho), já na Fig. 11(b).

5.4. Análise de distribuição de campo nas ressonâncias para o capacitor interdigital

Foi analisada ainda a distribuição de densidade de corrente de superfície nas respectivas ressonâncias para o vetor $\mathbf{J}_s$. Ressalta-se pela Fig. 12(a) a presença da distribuição de máxima amplitude de corrente nos "dedos" do capacitor interdigital (em coloração vermelha), bem como a presença de mínimos distribuídos ao longo do capacitor (pela coloração azul marinho). Nesta ilustração, grande parte da corrente superficial flui nas regiões das arestas dos *fingers* capacitivos. Assim, entre estes espaçamentos o efeito capacitivo é intensificado, gerando intensidades de cargas em sentidos opostos mutuamente ressonantes. De fato, nas regiões de máxima amplitude em um dos dedos do capacitor a região adjacente é de mínima amplitude e, este processo repete-se alternando em frequência f_r. Já na Fig. 12(b), é possível notar a direção de propagação e o sentido da corrente superficial que passa pelos *N* dedos. Obviamente, o fluxo de carga elétrica nos *fingers* externos estão em contra-fase com o fluxo de carga elétrica do *finger* central, o mesmo ocorre nos dois únicos dedos da parte complementar do capacitor interdigital pela propagação de corrente superficial em fase contrária, novamente, este processo repete-se com a frequência de ressonância observada.

Figura 12 - Densidades de corrente superficial nas ressonâncias para o capacitor interdigital.



(a) (b)

Fonte: Autoria própria

Diante das constatações, pode-se concluir que grande parte da energia do campo magnético reside nas extremidades do próprios *fingers* do capacitor, uma vez que o campo oscilante é concentrado nas arestas desta estrutura.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Em princípio, o trabalho apresentado neste capítulo possibilitou uma breve revisão bibliográfica sobre estruturas planares de parâmetros distribuídos e seus circuitos equivalentes em parâmetros elétricos concentrados, amplamente discutido pela comunidade científica de micro-ondas. Ao longo deste trabalho, algumas geometrias puderam ser explanadas para modelagem em circuitos convencionais que obedecem às leis de Kirchhoff nas análises da teoria de circuitos elétricos. O trabalho se propôs a introduzir o comportamento eletromagnético destas estruturas típicas em radiofrequência para linha de transmissão em microfita, tanto de um indutor espiral de base retangular quanto de capacitores convencionais simples com base também retangular e um capacitor interdigital, os quais apresentaram resultados coerentes com a literatura regida. Para comprovações do contexto teórico, foram exitosamente projetadas e devidamente simuladas as geometrias. Foram discutidas e verificadas as distribuições de campo e correntes superficiais para as geometrias das espiras e do capacitor interdigital.

REFERÊNCIAS

AZIZOLLAH-GANJI, B.; KHEIRY, S. Design and analysis of a novel MEMS spiral inductor with high quality factor. **Microsystem Technologies**, v. 24, n. 8, p. 3321–3328, ago. 2018. https://doi.org/10.1007/s00542-018-3914-2.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 4. ed. [*S. l.*]: Wiley, 2016.

BODINI, A.; PANDINI, S.; SARDINI, E.; SERPELLONI, M. Design and fabrication of a flexible capacitive coplanar force sensor for biomedical applications. *In*: 2018 IEEE SENSORS APPLICATIONS SYMPOSIUM (SAS), mar. 2018. **2018 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)** [...]. Seoul, Korea (South): IEEE, mar. 2018. p. 1–5. DOI 10.1109/SAS.2018.8336775. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/8336775/.

CHEN, J. On-chip Spiral Inductor/transformer Design And Modeling For Rf Applications. 2006. 125 f. Dissertation – University of Central Florida, Orlando, 2006. Disponível em: http://purl.fcla.edu/fcla/etd/CFE0001364. Acesso em: 20 maio 2023.

CHONG, C.-C.; HAMAGUCHI, K.; SMULDERS, P. F. M.; YONG, S.-K. Millimeter-Wave Wireless Communication Systems: Theory and Applications. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2007, n. 1, p. 072831, 2007/72831, dez. 2007. https://doi.org/10.1155/2007/72831.

DANAEIAN, M.; ZAREZADEH, E.; GHAYOUMI-ZADEH, H. A compact and high performance dual-band bandpass filter based on unbalanced composite right/left-handed transmission lines for WLANs applications. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, v. 94, n. 3, p. 469–479, mar. 2018. https://doi.org/10.1007/s10470-018-1104-x.

HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. **Microstrip Filters for RF/Microwave Applications**. [*S. l.*]: Wiley, 2001.

HSIEH L-H.; CHANG, K. Equivalent lumped elements G, L, C, and unloaded Q's of closed- and open-loop ring resonators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 50, n. 2, p. 453–460, fev. 2002. https://doi.org/10.1109/22.982223.

HSIEH, L.-H.; CHANG, K. **Encyclopedia of RF and Microwave Engineering**. [*S. l.*]: Texas A&M University College Station, 2019. Disponível em: SAND2019-14685B. Acesso em: 20 maio 2023.
PENNOCK, S. R.; SHEPHERD, P. R. **Microwave Engineering with Wireless Applications**. [*S. l.*]: Macmillan Press, 1998. Disponível em: DOI 10.1007/978-1-349-14761-8. Acesso em: 20 maio 2023.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4. ed. [*S. l.*]: Wiley, 2011. Disponível em: https://books.google.com.br/books/about/Microwave_Engineering_4th_Edition.html?id=JegbAAAAQBAJ&redir_esc=y.

MARSH, S. **Practical MMIC Design**. Norwood: Artech House, Inc., 2006.

ROBERTSON, I. D.; LUCYSZYN, S. **RFIC and MMIC design and technology**. 13. ed. [*S. l.*]: IET, 2001. Disponível em: https://books.google.com.br/books/about/RFIC_and_MMIC_Design_and_Technology.html?id=x2mVUztRZsAC&redir_esc=y.

YUE, C. P.; RYU, C.; LAU, J.; LEE, T. H.; WONG, S. S. A physical model for planar spiral inductors on silicon. *In*: INTERNATIONAL ELECTRON DEVICES MEETING. TECHNICAL DIGEST, dez. 1996. **International Electron Devices Meeting. Technical Digest** [...]. [*S. l.*: *s. n.*], dez. 1996. p. 155–158. https://doi.org/10.1109/IEDM.1996.553144.

XIAO, M.; MUMTAZ, S.; HUANG, Y.; DAI, L.; LI, Y.; MATTHAIOU, M.; KARAGIANNIDIS, G. K.; BJÖRNSON, E.; YANG, K.; LIN, C.; GHOSH, A. Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks. 17 maio 2017. Disponível em: http://arxiv.org/abs/1705.06072. Acesso em: 20 maio 2023.

ZITO, S.; SILVA, E. J.; OLIVEIRA, D. B. Projeto e Análise de Etiquetas RFID Chipless com Multiressonadores. *In*: SOCIEDADE BRASILEIRA DE TELECOMUNICAÇÃO E PROCESSAMENTO DE SINAIS, 26 set. 2021. **XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicação e Processamento de Sinais** [...]. Fortaleza: [*s. n.*], 26 set. 2021. p. 5. doi: SBrT-2021-1570726293. Acesso em: 22 maio 2023