

DETERMINAÇÃO DA PERMISSIVIDADE ELÉTRICA RELATIVA DE MATERIAIS UTILIZANDO ANÉIS RESSOADORES

Matheus Andrade Santana e Edson Tafeli Carneiro dos Santos.

Apoio: PIBIC Mackenzie

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem, simulação e fabricação de anéis ressoadores para determinação da permissividade elétrica relativa de materiais, obtida a partir do deslocamento de frequência e alargamento dos picos de ressonância dos ressoadores causados pelo material que é colocado sobre o ressoador. São desenvolvidos dois ressoadores com geometria anelar, um sem e outro com acoplamento entre os gaps, e um ressoador com nova geometria, cuja modelagem é realizada com o objetivo de reduzir o tamanho do patch. São realizadas simulações com diferentes ângulos e porcentagens de acoplamento dos *patches* circular e com a nova geometria, para definir um parâmetro ótimo de acoplamento e reduzir a perda de inserção nos picos de ressonância. O modelo proposto baseia-se em um polígono cujos lados retos são substituídos por semicircunferências e apresenta uma redução de 36% no raio médio em comparação com o ressoador de geometria circular tradicional para as mesmas frequências de ressonância. Para comprovar a precisão do método são realizadas simulações utilizando o software CST Studio com dois materiais dielétricos, ar e porcelana, e os resultados são comparados com valores existentes na literatura e entre si. Os valores de permissividade efetiva e relativa encontrados mostram-se próximos entre os três ressoadores modelados.

Palavras-chave: Permissividade elétrica. Materiais dielétricos. Ressoadores de microfita.

ABSTRACT

This work details the modeling, simulation and manufacture of ring resonators to determine the relative electrical permissiveness of materials, obtained from the frequency shift and widening of resonance peaks of resonators caused by the material that is placed on the resonator. Two resonators with circular geometry are developed, one without and the other with coupling between the gaps, and a resonator with new geometry, whose modeling is carried out to reduce the size of the patch. Simulations are performed with different angles and percentages of coupling of the circular patches and with the new geometry, to define an optimal coupling parameter and reduce the insertion loss in the resonance peaks. The proposed model is based on a polygon whose straight sides are replaced by semicircles and presents a reduction of 36% in the average radius in comparison with the traditional circular geometry resonator for the same resonance frequencies. To prove the accuracy of the method, simulations are performed using the CST Studio software with two dielectric materials, air and

porcelain, and the results are compared with values in the literature and with each other. The values of effective and relative permittiveness found are close among the three resonators modeled.

Keywords: Electrical permittivity. Dielectric materials. Microstrip resonator.

1. INTRODUÇÃO

1.1. Problema de Pesquisa

A determinação do coeficiente de permissividade elétrica relativa de materiais é de extrema importância para a caracterização destes, sendo, portanto, uma informação imprescindível para sua aplicação em vários campos como na indústria alimentícia, controle de qualidade, agricultura, medicina (ALAHNOMI, Rammah A. et al., 2016).

A técnica de medição a partir de sensores tem sido muito utilizada nos últimos anos por ser um método de baixo custo, compacto, não invasivo, portátil e devido a facilidade na preparação da amostra (ALAHNOMI, Rammah A. et al., 2016). Contudo, o anel ressonador utilizado para determinar o coeficiente de permissividade elétrica relativa com o leiaute tradicional, geometria anelar, tem o tamanho do seu raio como uma função inversa da frequência do material a ser medido, ou seja, quanto menor a frequência a ser trabalhada, maior terá que ser o raio do anel. Em determinadas frequências, abaixo de 1 GHz, o raio do anel ressonador adquire tamanhos desnecessariamente grandes, o que dificulta a medição, pois o material a ser caracterizado terá que ser colocado sobre toda a dimensão do anel (MAZZARO et al., 2012).

Isso torna pouco viável trabalhar com ele em baixas frequências. Todavia, medições em frequências mais altas, acima de 1 GHz, necessitam de equipamentos mais caros e sofisticados para serem realizadas. Assim, trabalhar com frequências mais altas torna os custos das medições da permissividade maior.

1.2. Justificativa

Equipamentos de laboratório que trabalham em frequências mais altas são mais sofisticados e caros que os demais, portanto, pesquisas e projetos que trabalhem com a medição da permissividade elétrica de materiais em frequências mais baixas, abaixo de 1 GHz, são mais viáveis de serem realizados. Assim, o desenvolvimento de novas geometrias para o anel ressonador tem grande utilidade em pesquisas que necessitem medir materiais em baixas frequências, para que se possa obter uma maior precisão e facilidade na determinação do coeficiente de permissividade elétrica relativa e, conseqüentemente, que o material tenha suas características e informações bem definidas para sua correta incorporação em projetos e equipamentos, além de tornar mais viável o estudo desses materiais em laboratório.

1.3. Objetivo

Realizar a modelagem eletromagnética de anéis ressoadores utilizando novas geométricas, implementar fisicamente o anel ressoador para medir a permissividade de materiais dielétricos e verificar sua funcionalidade e precisão comparando os resultados obtidos com valores encontrados na literatura e obtidos utilizando anéis com geometria tradicional circular.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1. Materiais dielétricos

Os materiais dielétricos, em contraste com materiais condutores, possuem poucos elétrons livres para condução de corrente nas camadas atômicas mais externas. Microscopicamente, estes materiais possuem partículas carregadas eletricamente que são organizadas de forma que qualquer região macroscópica do material é neutra. Quando exposto à um campo elétrico externo, estas partículas se agrupam de modo a adquirir uma polarização para aumentar o fluxo elétrico no interior do dielétrico e, dessa forma, compensar o campo elétrico exterior (SADIKU, 2004). A densidade de fluxo elétrico induzido pela polarização adquirida é dada por (1):

$$\vec{D} = \epsilon \times \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \times \vec{E} \quad (1)$$

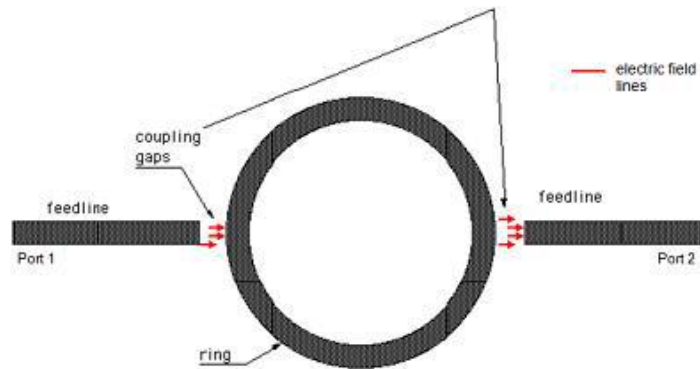
Sendo assim, a permissividade elétrica de um dielétrico é uma medida do quanto eletricamente polarizado o material é capaz de se tornar (BAÑOS, 2008). Quanto maior a permissividade do material, maior é a polarização das partículas que o compõem e maior a quantidade de energia armazenada.

2.2. Determinação da permissividade elétrica

As formas de medição da permissividade de um material podem ser classificadas em duas categorias, ressonantes e não ressonantes. Nos métodos não ressonantes são utilizadas técnicas de reflexão e/ou transmissão e a permissividade elétrica pode ser obtida através de uma análise tanto no domínio do tempo quanto na frequência (WEIR, 1974). Nos métodos ressonantes a análise necessita ser realizada no domínio da frequência, a amostra sob medição é colocada em um ressoador cuja característica eletromagnética é conhecida, causando um deslocamento na resposta em frequência do ressoador, a permissividade elétrica da amostra é calculada considerando esse deslocamento (SEEWATTANAPON, 2008).

O anel ressoador é usado para detectar e caracterizar a permissividade relativa e as propriedades dos materiais analisando a mudança da frequência de ressonância (ALAHNOMI et al., 2016). Tradicionalmente, o ressoador possui duas portas de transmissão para alimentação – *INPUT* e *OUTPUT*-, um circuito fechado e dois intervalos de acoplamento (*gaps*), como visto na Figura 1 (MAZZARO et al., 2012).

Figura 1 - Anel ressoador com design tradicional.



Fonte: MAZZARO et al. (2012, p. 1).

A frequência de ressonância é estabelecida quando o comprimento de onda do sinal que está se propagando se iguala (ou é múltiplo) ao comprimento do anel e se relaciona conforme (2) (MAZZARO et al., 2012).

$$2\pi r_{avg} = n\lambda_g \quad (2)$$

Onde r_{avg} é o raio médio entre o raio interno e externo do anel, n é o número harmônico ($n = 1, 2, 3, \dots, m$) e λ_g o comprimento de onda do gerador (em metros).

O comprimento L do ressoador é dado pela equação (3):

$$L = \frac{n \times c}{f_r \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3)$$

Na qual c é a velocidade da luz. Como o design tradicional é uma circunferência, o comprimento L pode ser substituído por $2\pi r_{avg}$, assim o raio médio do anel é dado por (4):

$$r_{avg} = \frac{n \times c}{2\pi \times f_r \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4)$$

Para transferência máxima de energia é necessário que o ressoador esteja casado com a linha de transmissão, de forma que não exista onda refletida na linha. O transformador de quarto de onda é uma aplicação utilizada para casamento de impedâncias com a inserção de uma linha de transmissão com o comprimento de $\lambda/4$ antes da carga (SADIKU, 2004). Sendo assim, o comprimento da linha de transmissão de microfita é dada por (5):

$$L_{\text{trilha}} = \frac{L}{4} \quad (5)$$

O ϵ_{eff} nas equações (2) e (3) é a permissividade elétrica efetiva e pode ser obtida pelas expressões (6) ou (7):

Para $w/h > 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \quad (6)$$

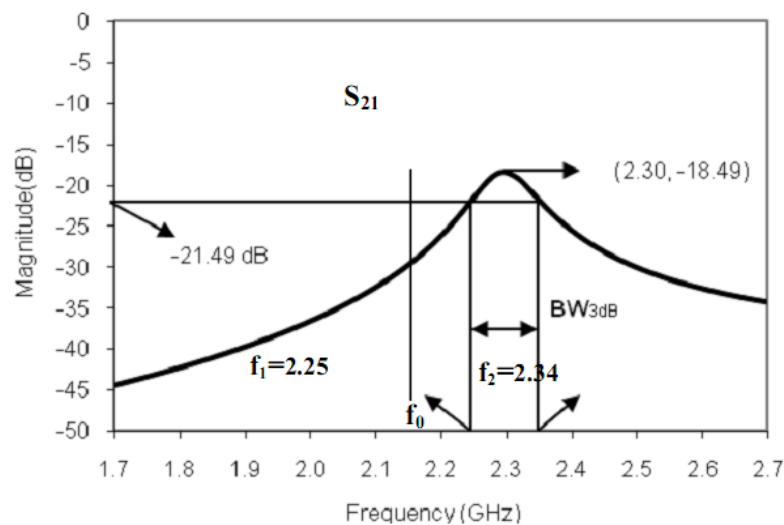
Para $w/h < 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} + 0,04 \times \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (7)$$

Onde ϵ_r é a constante dielétrica do material que cobre o anel ressonador, h é a espessura do substrato e w é a largura da linha de cobre.

Conforme atravessa o ressonador, a onda eletromagnética sofre perdas por reflexão. O parâmetro de espalhamento S_{21} obtido com um analisador de redes ligado nas portas do ressonador representa essas perdas por reflexão ao longo do espectro de frequências. Os ressonadores apresentam picos com menor perda de inserção nas frequências de ressonância. Para o cálculo da permissividade elétrica são utilizados os pontos -3 dB abaixo do ponto do pico de ressonância para encontrar a largura de banda, como exemplificado na Figura 2.

Figura 2 - Frequência x Magnitude.



Fonte: GHANI, Mohd Fadzli Bin A. (2010, F. 38).

O fator de qualidade relaciona-se ao alargamento do pico da frequência de ressonância e representa as perdas tanto da amostra quanto do anel ressonador (BIFULCO;

MARCONDES, 2017). Com a largura de banda BW_{3dB} pode ser calculado o fator de qualidade com presença de amostra (Q_l):

$$BW_{3dB} = f_2 - f_1 \quad (8)$$

$$Q_l = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (9)$$

Com este fator é possível obter o fator de qualidade sem presença de amostra (Q_0), pela equação (10):

$$Q_0 = \frac{Q_l}{(1 - 10^{-L/20})} \quad (10)$$

A partir destes dois fatores de qualidade, com presença de amostra e sem presença de amostra, é possível obter a tangente de perdas ($\tan \delta$) e o fator de qualidade devido às perdas no dielétrico (Q_d):

$$\frac{1}{Q_d} = \tan \delta = \frac{1}{Q_l} - \frac{1}{Q_0} \quad (11)$$

A tangente de perdas ($\tan \delta$) representa a razão entre a parte imaginária $Im(\epsilon)$ e a parte real $Re(\epsilon)$ da permissividade elétrica relativa:

$$\tan \delta = \frac{Im(\epsilon)}{Re(\epsilon)} \quad (12)$$

A parte imaginária da permissividade elétrica relativa $Im(\epsilon_r)$ representa o alargamento do pico de ressonância da onda propagada e a mudança no pico da ressonância com relação à frequência indica a parte real da permissividade $Re(\epsilon_r)$. Esse valor de permissividade é relatado após ser normalizado em função da permissividade do espaço livre (ϵ_0). (MAZZARO et al., 2012).

$$\epsilon = \frac{Re(\epsilon)}{\epsilon_0} + j \frac{Im(\epsilon)}{\epsilon_0} = Re(\epsilon_r) + jIm(\epsilon_r) \quad (13)$$

$$\text{Com } \epsilon_0 = 8,8541 \times 10^{-12} \text{ [F/m]}$$

3. METODOLOGIA

A metodologia adotada nesse trabalho pode ser classificada quanto a sua natureza como uma pesquisa aplicada, pois objetiva solucionar problemas específicos relacionados a caracterização de materiais dielétricos; ao mesmo tempo admite uma abordagem quantitativa, pois os dados obtidos são analisados quantitativamente; com objetivos explicativos dada a

natureza experimental do trabalho e, do ponto de vista do procedimento técnico, possui a característica de uma pesquisa bibliográfica e experimental (SILVA; MENEZES, 2005).

A pesquisa bibliográfica abrangeu o uso da plataforma de divulgação de artigos do IEEE e dos livros disponíveis na biblioteca da Universidade Presbiteriana Mackenzie (UPM).

Os ressoadores são modelados e simulados no software de simulação eletromagnética 3D CST Microwave Studio.

3.1. Projeto dos ressoadores

3.1.1. Conectores

Para realizar as simulações dos ressoadores é necessário modelar os conectores SMA das placas, o software CST Microwave Studio possui uma macro na qual é possível dimensionar os conectores de forma que eles tenham aproximadamente 50 ohms.

Para utilização da macro são atribuídos os seguintes valores: permissividade do dielétrico (teflon) ϵ_r 2,1; diâmetro interno (d) 1,27 mm; diâmetro externo (D) 4,252 mm. A impedância obtida é de aproximadamente 50 ohms.

3.1.2. Medidas da placa

No dimensionamento dos ressoadores é necessário que sejam conhecidas as espessuras das camadas de cobre e de FR-4 das placas nas quais eles serão prototipados. Para maior precisão nos resultados é realizada a caracterização das placas a serem utilizadas.

Utilizando uma amostra de 5 cm x 5 cm da placa e um micrometro digital, são feitas 16 medidas em diferentes pontos da placa virgem. A espessura média encontrada é de 1,566 mm. Após realizar um processo de corrosão na placa com percloroeto de ferro, são realizadas novamente 16 medidas na placa corroída, o valor médio encontrado é de 1,501 mm. Dessa forma, a espessura média da camada de FR-4 é de 1,501 mm e 0,033 mm para cada camada de cobre.

3.1.3. Geometria tradicional (anelar)

Para o cálculo da permissividade efetiva do dielétrico (ϵ_{eff}) e dimensionamento dos parâmetros do ressoador com geometria tradicional é utilizado o software desenvolvido por alunos da Faculdade de Engenharia Elétrica e Informática de Košice (ROVENSKY et al, 2015). São atribuídos os seguintes valores: espessura das trilhas = 0,033 mm; espessura do

dielétrico = 1,501; permissividade estimada do dielétrico (FR-4) = 4,3; impedância = 50 ohms; frequência = 0.8 GHz.

Figura 3 - Software para cálculo dos parâmetros do ressoador com geometria anelar.

The screenshot shows a software window titled 'GUI' with a 'Menu' button. The interface is divided into several sections:

- Design Input parameters:**
 - Thickness of tracks: 0.033 mm
 - Thickness of substrate: 1.501 mm
 - Estimate dielectric constant: 4.3
 - Impedance: 50 Ohm
 - Frequency: 0.8 GHz
- Output parameters:**
 - Width of track: 2.94315 mm
 - Effective dielectric constant: 3.26836
 - Length of stub: ~ mm
 - Radius of ring: 33.007 mm
 - Length of quarterwave: 51.821 mm
 - w/h: 1.96079
- Type of resonator:** A dropdown menu set to 'RING'.
- Diagram:** A schematic of a ring resonator with radius 'r' and width 'w'.
- Dielectric properties Input parameters:**
 - Width of track: 2.94315 mm
 - Thickness of substrate: 1.501 mm
 - Length of stub: ~ mm
 - Radius of ring: 33.007 mm
 - Mode: 1
 - Resonance frequency: 0.8 GH
 - Bandwidth -3 dB: 0 MH
- Output parameters:**
 - Effective dielectric constant: 3.26505
 - Relative dielectric constant: 4.31497
 - Q factor: Inf

Buttons labeled 'Compute' are present in the 'Design' and 'Dielectric properties' sections.

Fonte: ROVENSKY et al (2015).

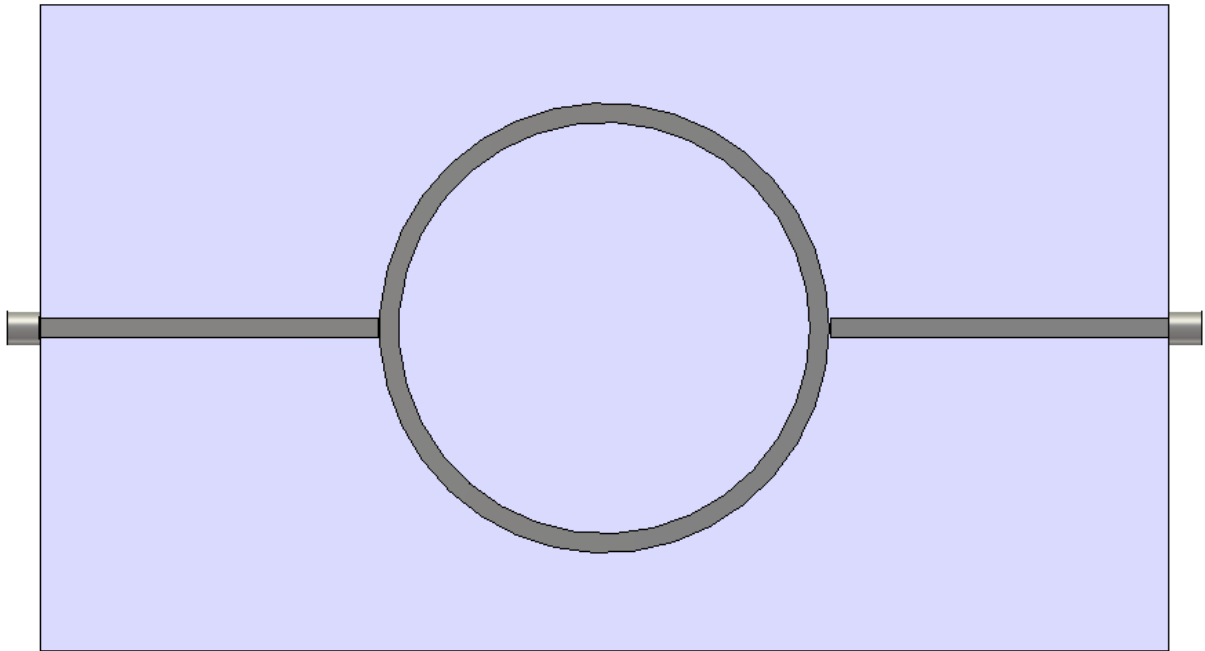
Dessa forma, os raios interno (r_{int}) e externo (r_{ext}) têm os seguintes valores:

$$r_{\text{int}} = r_{\text{avg}} - \frac{w}{2} = 33,007 - \frac{2,94315}{2} = 31,5354 \text{ mm}$$

$$r_{\text{ext}} = r_{\text{avg}} + \frac{w}{2} = 33,007 + \frac{2,94315}{2} = 34,4786 \text{ mm}$$

Na Figura 4 é apresentado o modelo criado no software CST Studio.

Figura 4 - Ressorador com geometria anelar modelado no software CST Studio.

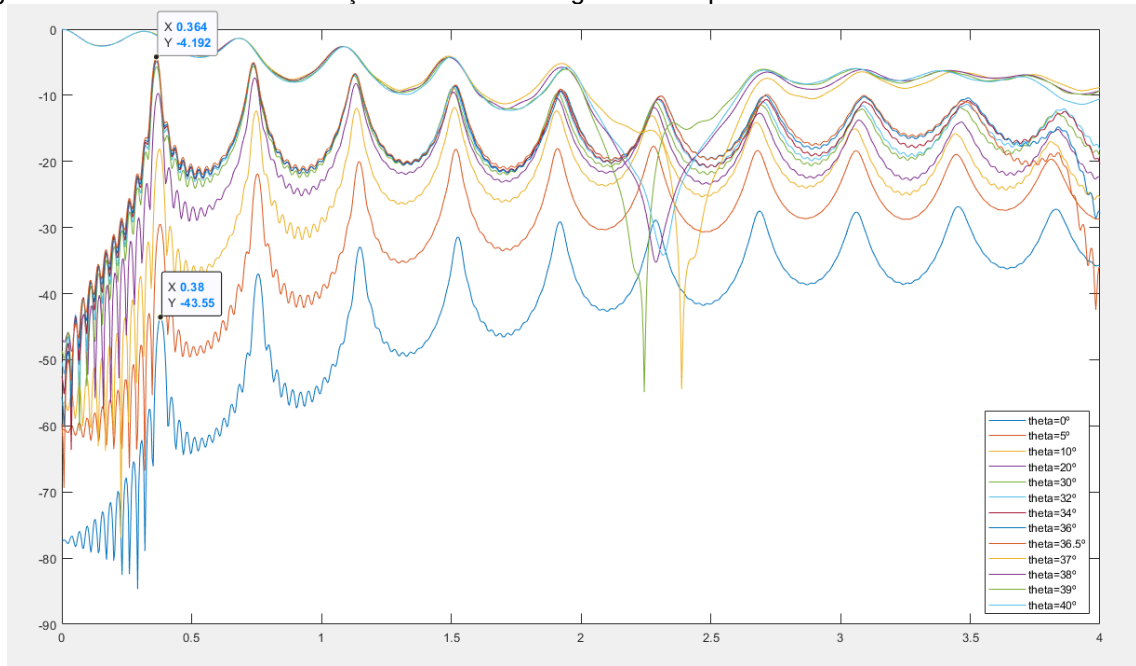


Fonte: Autoria própria (2020).

3.1.4. Geometria anelar com acoplamento

Tradicionalmente, os ressoadores com geometria anelar possuem apenas as linhas de transmissão acoplando o anel. Com o intuito de reduzir a perda de inserção do ressonador são realizadas simulações aumentando o ângulo de acoplamento entre as linhas de transmissão e o anel. As simulações foram realizadas utilizando um modelo projetado para ressoar em 400 MHz e os resultados são apresentados na Figura 5.

Figura 5 - Resultado das simulações variando o ângulo de acoplamento.



Fonte: Autoria própria (2020).

Considerando a perda de inserção e o deslocamento de frequência como parâmetros de comparação, o acoplamento com ângulo de 36,5° tem a melhor resposta em frequência, pois apresenta uma menor perda de inserção em comparação com ângulos menores e um menor deslocamento de frequência e deformação do que o acoplamento com ângulo de 37°. Sendo assim, para compensar o desvio de frequência causado pelo acoplamento, de aproximadamente 50 MHz, é considerada a frequência de 850 MHz no projeto.

São atribuídos os seguintes valores no software da Faculdade de Engenharia Elétrica e Informática de Košice (ROVENSKY et al, 2015): espessura das trilhas = 0,033 mm; espessura do dielétrico = 1,501; permissividade estimada do dielétrico (FR-4) = 4,3; impedância = 50 ohms; frequência = 0.85 GHz.

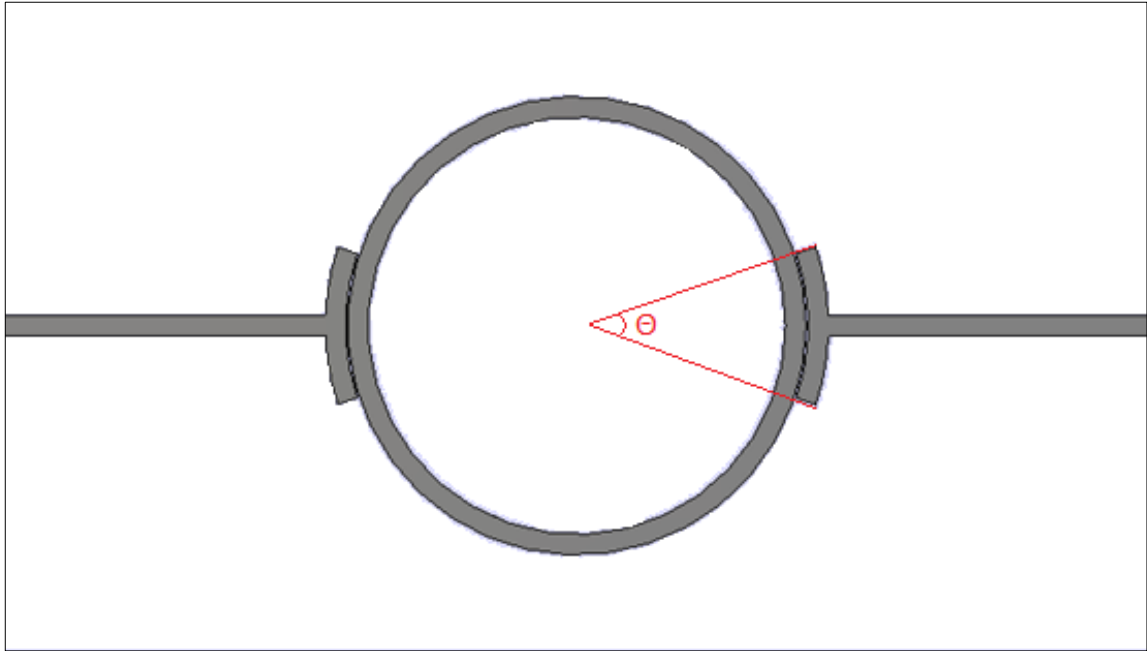
O raio médio (r_{avg}) obtido é de 31,0654 mm, sendo assim, os raios interno (r_{int}) e externo (r_{ext}) têm os seguintes valores:

$$r_{int} = r_{avg} - w/2 = 31,0654 - 2,94315/2 = 29,5938 \text{ mm}$$

$$r_{ext} = r_{avg} + w/2 = 31,0654 + 2,94315/2 = 32,5370 \text{ mm}$$

Na Figura 6 é apresentado o ressoador de geometria anelar com ângulo de acoplamento $\theta = 36,5^\circ$ modelado no software CST Studio.

Figura 6 - Ressorador com geometria anelar com acoplamento modelado no software CST Studio.



Fonte: Autoria própria (2020).

3.1.5. Nova geometria

O comprimento do ressonador é dado pela equação (2), dessa forma, para a frequência de 800 MHz obtém-se o seguinte comprimento:

$$L = \frac{n \times c}{f_0 \times \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{1 \times 3 \times 10^8}{800 \times 10^6 \times \sqrt{3,26505}} = 207,4275 \text{ mm}$$

Utilizando a equação (4), o comprimento da linha de transmissão de microfitas será:

$$L_{\text{trilha}} = \frac{L}{4} = \frac{207,4275}{4} = 51,8569 \text{ mm}$$

A geometria projetada baseia-se em um polígono de n lados, como ilustrado na Figura 7, neste projeto admite-se $n=20$ (icosaágono). Cada aresta do polígono representa o diâmetro de uma semicircunferência. O comprimento total é dado pela soma do comprimento das 20 semicircunferências que formarão o ressonador. Dessa forma, o raio de cada semicircunferência será:

$$\frac{c}{2} = \frac{L}{20} \Rightarrow \frac{2\pi r}{2} = \frac{L}{20} \Rightarrow r = \frac{L}{20\pi} = \frac{207,4275}{20\pi} = 3,3013 \text{ mm}$$

Figura 7 - Icoságono



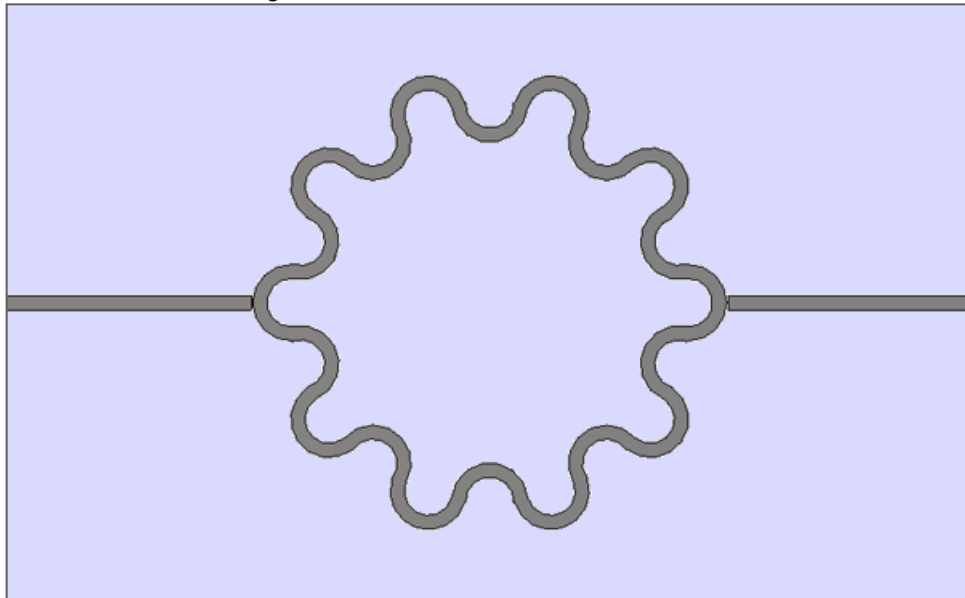
Fonte: Autoria própria (2020).

O raio médio (r_{avg}) do polígono pode ser aproximado por:

$$2\pi r_{avg} = 20 \times 2r \Rightarrow r_{avg} = \frac{20 \times r}{\pi} = \frac{20 \times 3,3013}{\pi} = 21,0168 \text{ mm}$$

A largura das trilhas pode ser mantida a mesma do projeto do ressoador tradicional ($w = 2,9432 \text{ mm}$). Na Figura 8 é apresentado o ressoador com nova geometria modelado no software CST Studio.

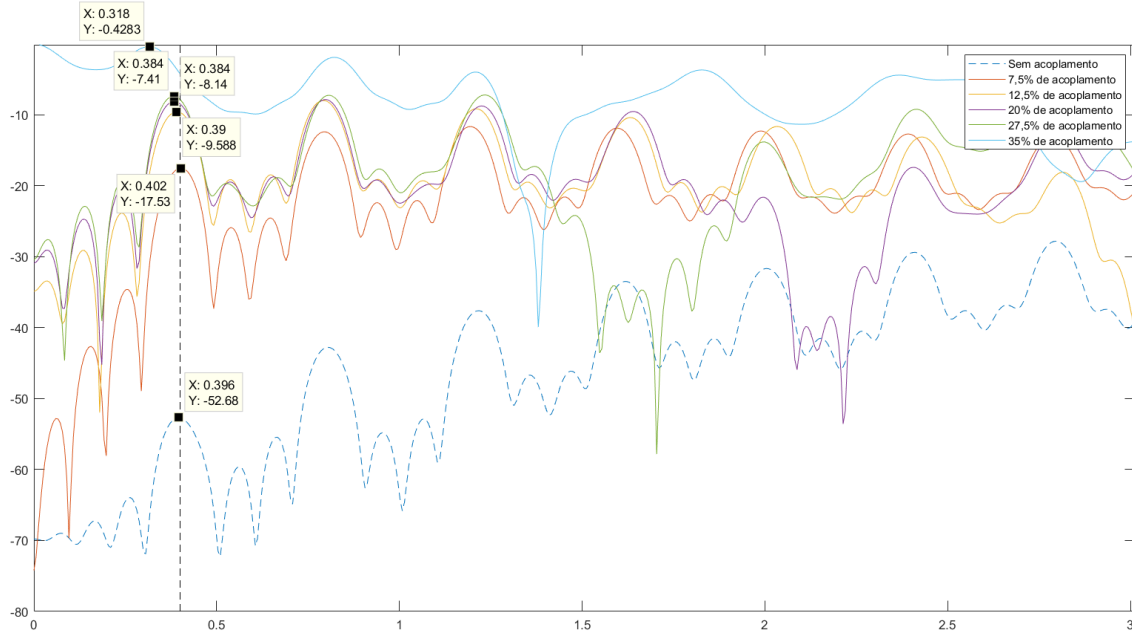
Figura 8 - Ressorador com nova geometria modelado no software CST Studio.



Fonte: Autoria própria (2020).

Para reduzir a perda de inserção do ressoador projetado são realizadas simulações variando o comprimento do acoplamento. As simulações foram realizadas em um modelo projetado para ressoar em 400 MHz. A porcentagem de acoplamento refere-se à razão do comprimento do acoplamento pelo comprimento L do ressoador. A Figura 9 apresenta os resultados obtidos nas simulações.

Figura 9 - Resultado das simulações variando a razão de acoplamento.



Fonte: Autoria própria (2020).

Considerando a perda de inserção e o deslocamento de frequência como parâmetros de comparação, o modelo com 20% de acoplamento tem a melhor resposta em frequência, pois ele possui um baixo desvio, uma menor perda de inserção e ressoa até a 4ª harmônica. O modelo com 27,5% de acoplamento tem o mesmo desvio de frequência e uma perda de inserção menor, contudo na 4ª harmônica ele sofre uma deformação.

Para compensar o desvio causado pelo acoplamento, o ressoador é projetado para ressoar na frequência de 770 MHz.

$$L = \frac{n \times c}{f_0 \times \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{1 \times 3 \times 10^8}{770 \times 10^6 \times \sqrt{3,26505}} = 215,5091 \text{ mm}$$

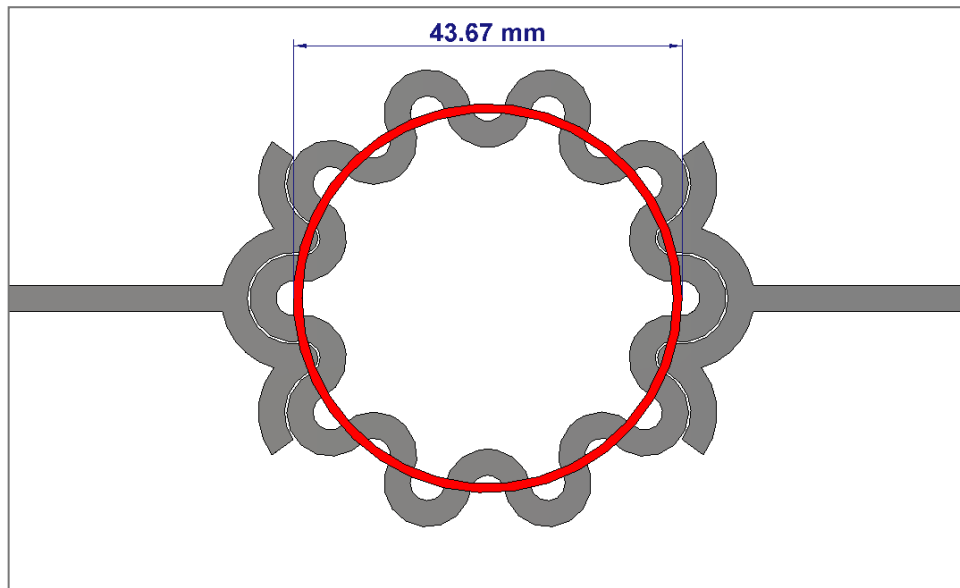
$$L_{\text{trilha}} = \frac{L}{4} = \frac{215,5091}{4} = 53,8773 \text{ mm}$$

$$r = \frac{L}{20\pi} = \frac{215,5091}{20\pi} = 3,4299 \text{ mm}$$

$$r_{\text{avg}} = \frac{20 \times r}{\pi} = \frac{20 \times 3,4299}{\pi} = 21,8356 \text{ mm}$$

A Figura 10 apresenta o ressoador modelo no software CST Studio com acoplamento de 20%. Em vermelho é ilustrado o círculo em que a geometria está circunscrita.

Figura 10 - Ressonador com nova geometria e acoplamento de 20% do comprimento de onda modelado no software CST Studio.

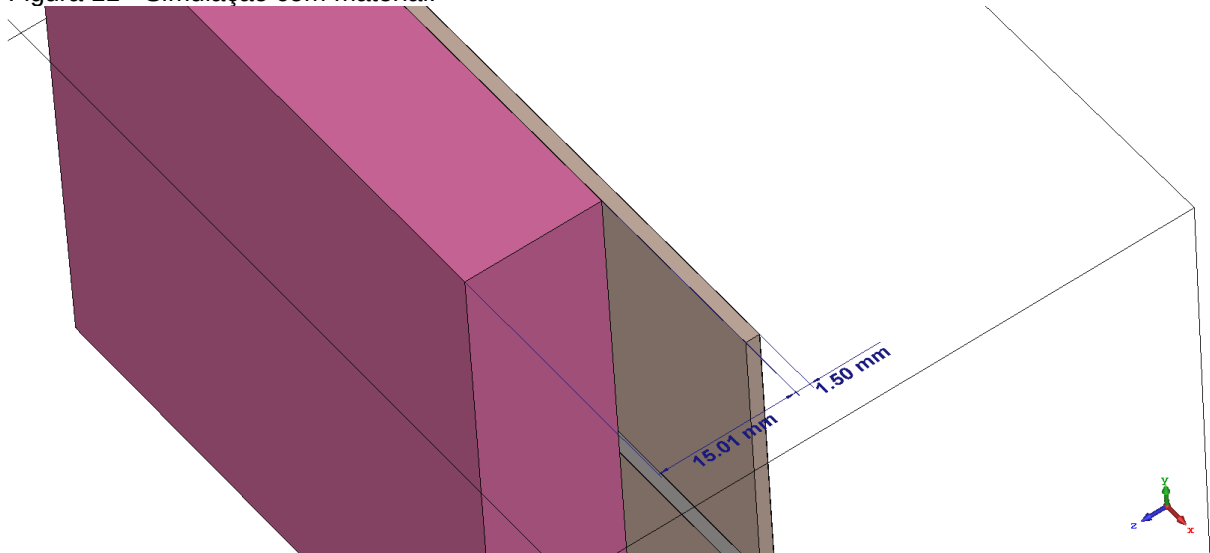


Fonte: Autoria própria (2020).

3.2. Simulações com os materiais

São utilizados dois materiais diferentes para as simulações, são eles: ar e porcelana. Para realizar as simulações é necessário posicionar o material a ser caracterizado sobre o loop fechado do ressonador, não sendo necessário cobrir a linha de transmissão, como é mostrado na Figura 11.

Figura 11 - Simulação com material.

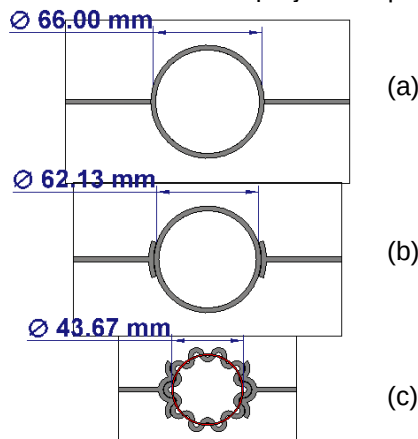


Fonte: Autoria própria (2020).

4. RESULTADO E DISCUSSÃO

Considerando os raios médios dos modelos construídos, o modelo com nova geometria apresenta uma redução da área média de aproximadamente 36% em relação ao modelo com geometria anelar sem acoplamento e de 32% em comparação com o que possui acoplamento. A diferença de tamanho das placas pode ser observada na Figura 12.

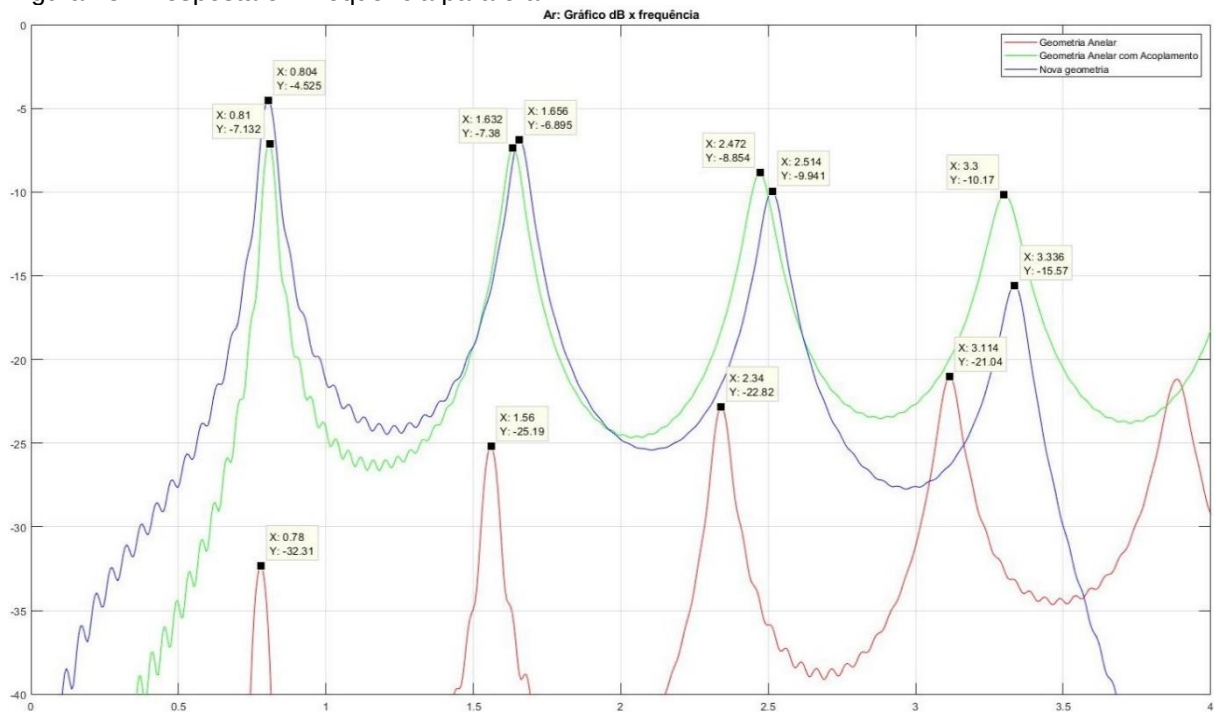
Figura 12 - Comparação do tamanho dos ressoadores projetados para a mesma frequência.



Fonte: Autoria própria (2020).

Na Figura 13 é exibida a resposta em frequência dos três ressoadores para o ar.

Figura 13 - Resposta em frequência para o ar.



Fonte: Autoria própria (2020).

Com estes dados, utilizando as equações (3), (6), (8), (9), (10) e (11), é possível calcular e caracterizar a permissividade efetiva e relativa, o fator de qualidade e a tangente

de perdas do material. A permissividade relativa teórica para este material é de 4,3. A Tabela 1 apresenta os resultados obtidos com cada ressonador para o ar.

Tabela 1 - Resultados obtidos com os ressoadores para o ar.

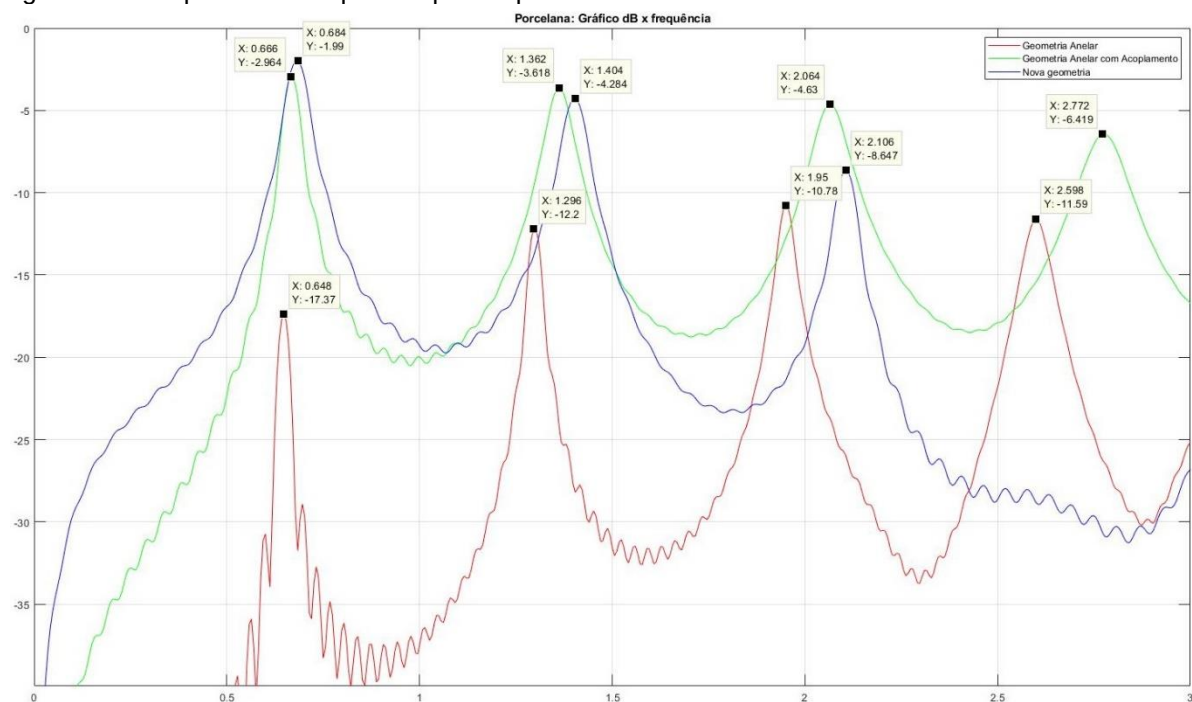
GEOMETRIA CIRCULAR						GEOMETRIA CIRCULAR COM ACOPLAMENTO						NOVA GEOMETRIA					
N	Fc (MHz)	ϵ_{eff}	ϵ_r	QI	Tan (δ)	N	Fc (MHz)	ϵ_{eff}	ϵ_r	QI	Tan (δ)	N	Fc (MHz)	ϵ_{eff}	ϵ_r	QI	Tan (δ)
1	780	3.44	4.55	17.3	1.40E-03	1	810	3.6	4.78	18.01	2.44E-02	1	804	3	3.91	14.13	4.20E-02
2	1560	3.44	4.55	30.21	1.82E-03	2	1638	3.52	4.67	23.43	1.83E-02	2	1656	2.83	3.66	22.5	2.01E-02
3	2340	3.44	4.55	37.81	1.91E-03	3	2472	3.48	4.61	26.68	1.35E-02	3	2514	2.76	3.56	29.82	1.07E-02
4	3114	3.45	4.57	32.93	2.69E-03	4	3300	3.47	4.59	28.28	1.10E-02	4	3336	2.79	3.6	36.7	4.54E-03
MÉDIA		3.4425	4.56	-	1.96E-03	MÉDIA		3.5175	4.66	-	1.68E-02	MÉDIA		2.845	3.68	-	1.93E-02
DESVIO PADRÃO			0.0087			DESVIO PADRÃO			0.0854			DESVIO PADRÃO			0.1361		
ERRO (%)			6%			ERRO (%)			8%			ERRO (%)			14%		

Fonte: Autoria própria (2020).

Com estes resultados, mostra-se uma maior precisão dos ressoadores com geometria circular com relação à nova geometria desenvolvida. Além disso, pode-se perceber que os valores com menor erro tiveram um menor desvio padrão nas medidas coletadas.

A Figura 14 apresenta a resposta em frequência dos três ressoadores para a porcelana.

Figura 14 - Resposta em frequência para a porcelana.



Fonte: Autoria própria (2020).

A permissividade relativa teórica para este material é de 6. A Tabela 2 apresenta os resultados obtidos com cada ressonador para a porcelana.

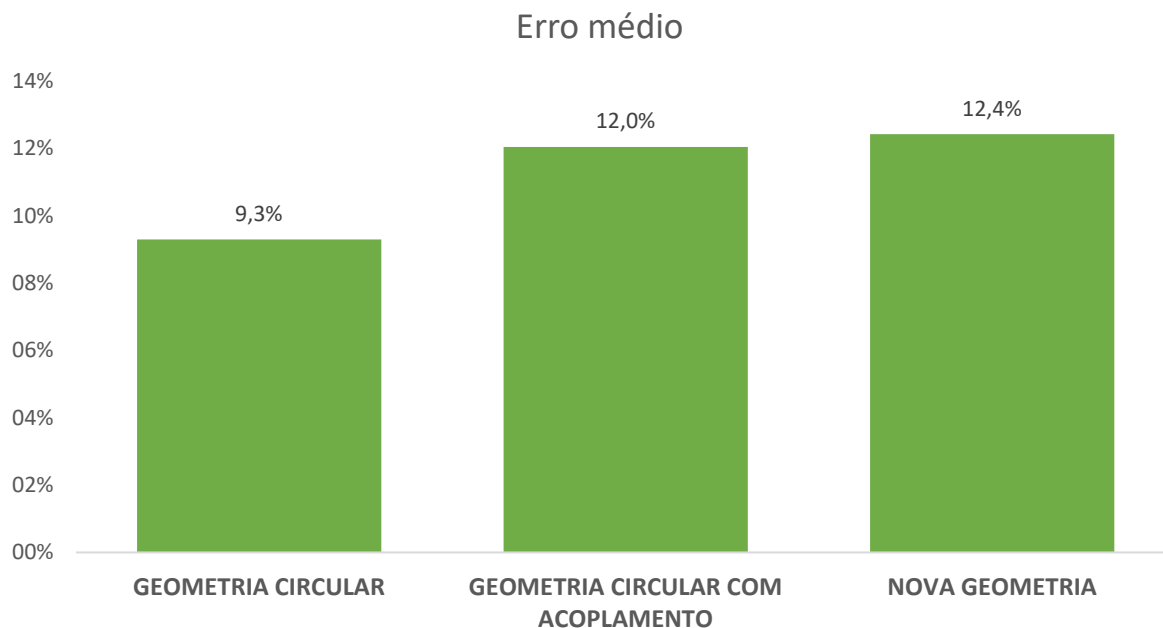
Tabela 2 - Resultados obtidos com os ressoadores para a porcelana.

GEOMETRIA CIRCULAR						GEOMETRIA CIRCULAR COM ACOPLAMENTO						NOVA GEOMETRIA					
N	Fc (MHz)	ξ_{eff}	ξ_r	QI	Tan (δ)	N	Fc (MHz)	ξ_{eff}	ξ_r	QI	Tan (δ)	N	Fc (MHz)	ξ_{eff}	ξ_r	QI	Tan (δ)
1	648	4.99	6.8	20.73	6.53E-03	1	666	5.33	7.29	13.29	5.35E-02	1	684	4.14	5.57	9.98	7.97E-02
2	1302	4.94	6.73	34.54	7.10E-03	2	1362	5.09	6.96	17.98	3.67E-02	2	1404	3.93	5.27	19.18	3.18E-02
3	1950	4.95	6.75	40.54	7.10E-03	3	2064	4.99	6.81	2814	2.09E-02	3	2106	3.93	5.27	32.88	1.12E-02
4	2598	4.96	6.76	34.09	7.70E-03	4	2772	4.92	6.7	31.52	1.52E-02	4	SATURADO				
MÉDIA		4.96	6.76	-	7.11E-03	MÉDIA		5.0825	6.94	-	3.15E-02	MÉDIA		4.00	5.37	-	4.09E-02
DESVIO PADRÃO			0.0255			DESVIO PADRÃO			0.2221			DESVIO PADRÃO			0.1414		
ERRO (%)			13%			ERRO (%)			16%			ERRO (%)			11%		

Fonte: Autoria própria (2020).

Observando a Figura 14, é possível perceber uma saturação na quarta ressonância do ressoador com a nova geometria. Para este material os erros obtidos são maiores e a geometria desenvolvida mostra-se mais precisa que os ressoadores tradicionais se comparado com o valor teórico da permissividade. Além disso, pode-se observar que em ambas medidas, o desvio padrão do ressoador com geometria circular é menor que os outros ressoadores, o que indica uma maior consistência nos resultados obtidos com ele.

Gráfico 1 - Erro médio de cada ressoador para os dois materiais utilizados.



Fonte: Autoria própria (2020).

O Gráfico 1 exibe os erros médios de cada placa, considerando as medidas com os dois materiais. Dessa forma, percebe-se que os erros médios dos três ressoadores são próximos, sobretudo entre o ressoador circular com acoplamento e o ressoador com a nova geometria proposta.

As diferenças existentes entre as permissividades relativas e efetivas encontradas por cada ressoador é explicada pelo deslocamento de frequência causado tanto pelos materiais, quanto pelos acoplamentos entre os gaps, pois ambos os modelos com maiores erros, geometria circular com acoplamento e nova geometria, possuem acoplamentos enquanto o ressoador com melhor resultado não possui.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com os resultados obtidos com este trabalho, pode-se comprovar a eficiência da geometria de ressonador desenvolvida para determinar a permissividade relativa de um material dielétrico. Além do novo modelo desenvolvido, foram modelados dois modelos de referência, cuja precisão para este tipo de medida é conhecida na literatura.

Além da geometria projetada, foi realizada uma análise envolvendo a relação entre comprimento do acoplamento entre os gaps e a resposta em frequência, o que mostrou ser uma troca entre menor perda de inserção e maior deslocamento nas frequências de ressonância.

Dessa forma, a nova geometria desenvolvida apresentou resultados satisfatórios ao apresentar valores próximos aos de referência e possibilitar uma redução de mais de 30% do raio médio do ressonador, fato este que possibilita a utilização do mesmo para pesquisas em menores frequências em comparação ao ressonador com geometria circular utilizado na literatura.

6. REFERÊNCIAS

ALAHNOMI, Rammah A. et al. A NOVEL MICROWAVE SENSOR WITH HIGH-Q SYMMETRICAL SPLIT RING RESONATOR FOR MATERIAL PROPERTIES MEASUREMENT. **Jurnal Teknologi**, [s. L.], v. 78, n. 10-3, p.37-42, ago. 2016.

BAÑOS, Beatriz García. **ESTUDIO Y OPTIMIZACIÓN DE SENSORES DE MICRO-ONDAS PARA LA CARACTERIZACIÓN Y MONITORIZACIÓN DE MATERIALES EN PROCESOS INDUSTRIALES**. 2008. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia, Departamento de Comunicações, Universitat Politècnica de València, Valência, 2008. Disponível em: <<https://riunet.upv.es/handle/10251/10628>>. Acesso em: 25 mar. 2017.

BIFULCO, Rodrigo; MARCONDES, Rubens Luiz. **SISTEMA DE MEDIÇÃO DE PARÂMETROS ELETROMAGNÉTICOS DE MATERIAIS POR RADIOFREQUÊNCIA**. 2017. 83 f. Monografia (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Presbiteriana Mackenzie, São Paulo, 2017.

GHANI, Mohd Fadzli Bin A.. **DESIGN OF MICROWAVE PRINTED RESONATOR FOR AGRICULTURAL APPLICATION**. 2010. 74 f. TCC (Graduação) - Curso de Electrical Engineering (telecommunication), Faculty Of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, [s.l.], 2010.

MAZZARO, Gregory et al. **Portable Ring-Resonator Permittivity Measurement System: Design & Operation**. Adelphi Md: U.s. Army Research Laboratory, 2012. 54 p. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/279621694_Portable_Ring-Resonator_Permittivity_Measurement_System_Design_Operation>. Acesso em: 25 mar. 2017.

MAZZARO, Gregory J. et al. **Characterization of Dielectric Materials using Ring Resonators**. Adelphi: Army Research Laboratory, 2011. 19 p. Disponível em: <http://ece.citadel.edu/mazzaro/particip/TABFY11_Mazzaro_slides.pdf>. Acesso em: 28 mar. 2017.

ROVENSKY, T. et al. **Microstrip methods for measurement of dielectric properties in High Frequency area**. Electronics Technology (IS-SE), 2015 38th International Spring Seminar on, vol., no., pp.188-191, 6-10 May 2015 doi: 10.1109/ISSE.2015.7247987

SEEWATTANAPON, Somporn et al. **A Microstrip Folded Resonator Sensor for Measurement of Dielectric Constant**. [s. L.]: 5th International Conference On Electrical Engineering/electronics, Computer, Telecommunications And Information Technology, 2008.

SADIKU, Matthew N. O.. Campos elétricos em meio material. In: SADIKU, Matthew N. O.. **Elementos do Eletromagnetismo**. 3. ed. [s. L.]: Bookman, 2004.

SILVA, Edna Lúcia da; MENEZES, Estera Muszkat. A Pesquisa e suas Classificações. **Metodologia da Pesquisa e Elaboração de Dissertação**. 4. ed. Florianópolis: UFSC, 2005. Cap. 2. p. 19-23.

WEIR, W.b.. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies. **Proceedings Of The Ieee**, [s.l.], v. 62, n. 1, p.33-36, jan. 1974. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/proc.1974.9382>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1451312>. Acesso em: 12 mar. 2020.

Contatos: matheussantana1997@hotmail.com e edson.santos@mackenzie.br