

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO DE SÁ COUTINHO

**SENSOR PLANAR DE *LOOP* RETANGULAR PARA
CARACTERIZAÇÃO DE GRÃOS VEGETAIS**

Recife

2017

MARCELO DE SÁ COUTINHO

**SENSOR PLANAR DE *LOOP* RETANGULAR PARA
CARACTERIZAÇÃO DE GRÃOS VEGETAIS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

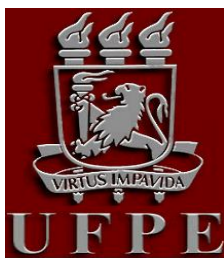
Recife

2017

Catálogo na fonte

Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

C871s	<p>Coutinho, Marcelo de Sá. Sensor planar de LOOP retangular para caracterização de grãos vegetais / Marcelo de Sá Coutinho. - 2017. 81 folhas, il., tabs.</p> <p>Orientador: Prof. Marcos Tavares de Melo, Ph.D. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017. Inclui Referências e Anexo.</p> <p>1. Engenharia Elétrica. 2. Micro-ondas. 3. Sensores planares. 4. Ressonadores. 5. <i>Loop</i> retangular. 6. Sensor de microfita. 7. Caracterização de grãos vegetais. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.</p>	
		UFPE
	621.3 CDD (22. ed.)	BCTG/2017-306



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

MARCELO DE SÁ COUTINHO

TÍTULO

**“SENSOR PLANAR DE LOOP RETANGULAR PARA
CARACTERIZAÇÃO DE GRÃOS VEGETAIS.”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE, RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES, CT/UFPI e LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO, DES/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MARCELO DE SÁ COUTINHO**
APROVADO.

Recife, 10 de fevereiro de 2017.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

**LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA
LOURENÇO NOVO**
Membro Titular Externo

RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me dado forças, sabedoria e iluminado meu caminho para que pudesse concluir mais uma etapa da minha vida.

A minha família pelo suporte dado por todos esses anos. Em especial meus pais por todo amor e dedicação que sempre tiveram comigo, incentivando incondicionalmente e mostrando que sou capaz de chegar onde desejo. Aos meus amigos por sempre acreditarem em mim. A minha esposa Jéssica pela compreensão, amor, dedicação e companheirismo.

Ao professor Marcos Tavares pelas oportunidades de participar do programa de mestrado, na organização do IMOC 2015 e em um futuro doutorado. Além das críticas, sugestões e paciência em todos os momentos para melhorar meu trabalho acadêmico.

À equipe do Laboratório de Micro-ondas: Giordano Pinheiro, Túlio Pedrosa, Francisco Ariaildo por sempre estarem disponíveis a ajudar, principalmente, Gabriel Gonçalves, Leon Pontes, Hawson Filho, Crislane Silva, Elias Marques e Manuelle Regina por me ajudarem na fabricação e soldagem dos dispositivos de micro-ondas e pelas valiosas sugestões acerca do trabalho proposto.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutam, bem como aos funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas.

À FACEPE por viabilizar financeiramente este projeto de pesquisa e a todos que de alguma forma contribuíram para realização deste trabalho.

RESUMO

A agricultura brasileira de grãos tem apresentado nos últimos anos expressivas taxas de crescimento, no entanto, o desempenho da produção não tem sido acompanhado de melhorias dos serviços de comercialização agrícola, especificamente de armazenagem e transporte, tornando necessário o desenvolvimento de tecnologias de baixo custo que auxiliem estes serviços. Para que todo processo de colheita e pós-colheita seja realizado com eficácia é imprescindível um controle de qualidade atuante em todas as etapas, pois um grão colhido fora da época poderá sofrer a ação de fungos e bactérias ou ainda de roedores para os casos de armazenagem sem silos. Como sensores de micro-ondas são amplamente utilizados para diferentes tipos de aplicações, incluindo produtos alimentares e agrícolas, tais dispositivos tornam-se soluções viáveis aos problemas apresentados. Visando obter a caracterização de grãos instantaneamente com um equipamento de baixo custo, um sensor de microfita, projetado através de ressoadores acoplados em malha aberta e operando na faixa de micro-ondas é apresentado neste trabalho. Uma vez depositada a amostra em sua superfície, um deslocamento em sua curva de ressonância é esperado. A partir destes dados, a permissividade elétrica das amostras é obtida para a faixa de frequência especificada no projeto, caracterizando-os. As amostras analisadas foram: aveia (duas variações), milho (três variações) e trigo. Todas as amostras foram analisadas em consistência granular (em pó) e os resultados teóricos, de simulação e práticos foram comparados.

Palavras-chave: Micro-ondas. Sensores planares. Ressoadores. *Loop* retangular. Sensor de microfita. Caracterização de grãos vegetais.

ABSTRACT

Brazilian grain farming has shown significant growth rates in recent years, however, the performance of production has not been accompanied by improvement of agricultural marketing services, specifically storage and transport, making it necessary to develop technologies of low Costs that help these services. In order for all harvesting and post-harvesting processes to be carried out efficiently, it is essential to have quality control in all stages, since a grain harvested at the wrong time may suffer from fungi and bacteria or from rodents for storage without silos. Because microwave sensors are widely used for different types of applications, including food and agricultural products, such devices become feasible solutions to the problems presented. In order to obtain grain characterization instantaneously with a low cost equipment, a microstrip sensor, designed by resonators coupled in open mesh and operating in the range of microwaves is presented in this work. Once the sample is deposited on this surface, a shift in this resonance curve is expected. From these data, the electrical permittivity of the samples is obtained for the frequency range specified in the design, characterizing them. The analyzed samples were: oats (two variations), corn (three variations) and wheat. All samples were analyzed in granular consistency (powder) and the theoretical, simulation and practical results were compared.

Keywords: Microwave filter. Planar sensor. Resonator. Rectangular loop. Microstrip sensor. Vegetable grains characterization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Circuito de um transformador de impedância de uma seção.....	19
Figura 2: Estrutura de microfita.....	23
Figura 3: Esboço gráfico de S_{21} versus f_0 . Para cada ϵ_r há um f_0 associado.	30
Figura 4: Esboço gráfico de ϵ_r versus f	30
Figura 5: Fluxograma do Método 1.....	31
Figura 6: Esboço gráfico do resultado da amostra.....	32
Figura 7: (a) Esboço gráfico do resultado simulado. (b) esboço gráfico com as frequências de ressonância coincidentes.	32
Figura 8: Fluxograma do Método 2.....	33
Figura 9: Resposta no domínio da frequência de um filtro passa-baixas ideal.....	35
Figura 10: Resposta em amplitude de um filtro passa-baixas com a aproximação de Butterworth.....	36
Figura 11: Comparativo da aproximação de Butterworth e Chebyshev para um filtro de ordem 3.	37
Figura 12: Resposta de Cauer para um filtro passa-baixas.	38
Figura 13: Comparação entre a resposta de frequência da função de filtro seletivo com par de zeros em frequências finitas ordem 8 e o filtro chebyshev de mesma ordem.	40
Figura 14: Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas.....	41
Figura 15: (a) Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas para uma excitação de modo par. (b) Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas para uma excitação de modo ímpar	41
Figura 16: (a) ressoador de linha distribuído de um quarto de comprimento de onda com ressonância em série. (b) ressoador de linha distribuído de um quarto de comprimento de onda com ressonância em paralelo.	42
Figura 17: Ressorador de linha distribuído de meio comprimento de onda.....	43
Figura 18: Estruturas acopladas.....	44
Figura 19: Circuito equivalente para acoplamento elétrico.	45
Figura 20: Circuito π equivalente para ressoadores eletricamente acoplados.	46
Figura 21: Circuito equivalente para o acoplamento magnético.	46
Figura 22: Circuito T equivalente para ressoadores magneticamente acoplados.	47

Figura 23: Filtro ressoador de anéis quadrados de malha aberta.	48
Figura 24: Ressorador quadrado.	49
Figura 25: (a) Acoplamentos elétrico. (b) Acoplamento magnético.	50
Figura 26: Simulação eletromagnética mostrando picos de ressonância naturais de um acoplamento.	51
Figura 27: Simulação eletromagnética da distribuição de corrente.	51
Figura 28: Novas medidas para o anel retangular de malha aberta.	53
Figura 29: Ressorador retangular de malha aberta utilizado no projeto.	54
Figura 30: Fluxograma do processo de elaboração do sensor.	55
Figura 31: (a) Desenho da estrutura no CST <i>Microwave Studio</i> . (b) Resultado simulado para o sensor. ..	57
Figura 32: Máquina de prototipagem utilizada na fabricação dos dispositivos.	58
Figura 33: Sensor fabricado, com dois conectores SMA ligados a ele e sobre uma base acrílica.	59
Figura 34: Cabos coaxiais interligando o sensor com amostra ao analisador de rede vetorial.	60
Figura 35: Comparação entre os resultados medido e simulado.	61
Figura 36: (a) Processo de medição da aveia. (b) Comparação entre os resultados com e sem a amostra de aveia.	62
Figura 37: (a) e (b) Processo de medição das amostras de milho. (c), (d) e (e) Comparação entre os resultados com e sem as amostras de milho.	64
Figura 38: Comparação entre os resultados com e sem a amostra de trigo.	67
Figura 39: Gráfico relacionando a amostra de aveia medida e simulada.	68
Figura 40: (a) (b) e (c) Gráfico relacionando as amostras de milho medida e simulada.	68
Figura 41: Gráfico relacionando a amostra de farinha de trigo medida e simulada.	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparativo entre colheita e armazenagem no Brasil	14
Tabela 2: Valores típicos da impedância característica para vários tipos de estrutura	27
Tabela 3: Parâmetros do novo sensor planar de loop retangular projetado.	56

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>CAD</i>	<i>Computer-Aided Design</i>
<i>TEM</i>	<i>Transverse Electromagnetic</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>
<i>MoM</i>	<i>Method of Moments</i>
<i>FEM</i>	<i>Finite-Element Method</i>
<i>MIC</i>	<i>Microwave Integrated Circuits</i>
<i>FDTD</i>	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
<i>IE</i>	<i>Integral Equation</i>
<i>CST</i>	<i>Computer Simulation Technology</i>
<i>EM</i>	<i>Eletromagnético</i>
<i>EPS</i>	<i>Expanded Polystyrene</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_{eff}	Permissividade elétrica efetiva
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
λ_0	Comprimento de onda referente à frequência f_0
λ_g	Comprimento de onda em um meio onde a constante dielétrica é ϵ_{reff}
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ω	Frequência angular
c	Velocidade da luz
f_0	Frequência central de projeto
h	Altura de um substrato dielétrico
w	Largura de uma fita de microfita
Γ/Γ_m	Coefficiente de reflexão/Coefficiente de reflexão máximo definido
Z_0	Impedância característica de uma linha de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada de uma linha de transmissão
S_{ij}	Parâmetros de espalhamento de uma onda se propagando da porta j para a i
B	Constante de propagação
s	Espaçamento entre duas linhas de microfita
t	Espessura da trilha metálica no topo do substrato
h	Espessura do dielétrico de uma placa de circuito impresso
a	Lado menor do retângulo do anel de <i>loop</i> aberto do sensor proposto
b	Lado maior do retângulo do anel de <i>loop</i> aberto do sensor proposto
g	Espaçamento entre duas linhas de microfita do sensor proposto
l	Comprimento da linha de transmissão do sensor proposto
r	Raio do anel ressonador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	16
2	CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS	18
2.1	TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA DE UM QUARTO DE ONDA ($\lambda/4$)	18
2.2	ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS	20
2.2.1	Parâmetros de espalhamento em uma rede de micro-ondas	21
2.3	CIRCUITOS DE MICROFITA	22
2.3.1	Linha de transmissão aproximação quasi-estática	22
2.3.2	Fator de qualidade	27
2.4	SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA	28
2.4.1	Métodos teóricos e práticos para obtenção da permissividade de materiais	29
3	CONCEITOS GERAIS DE FILTROS E TIPOS DE ACOPLAMENTO	33
3.1	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM FILTRO	34
3.2	MÉTODOS DE APROXIMAÇÃO DE UM FILTRO PASSA-BAIXAS IDEAL	35
3.2.1	Resposta de Butterworth ou de “máxima planura”	35
3.2.2	Resposta de Chebyshev ou de “ondulação constante”	36
3.2.3	Resposta pela função elíptica ou de Cauer	38
3.2.4	Resposta pela função quase-elíptica	39
3.3	CIRCUITOS BASEADOS EM RESSOADORES ACOPLADOS	40
3.3.1	Linhas acopladas	40
3.3.2	Ressonadores	42
3.4	TEORIA GERAL DE ACOPLAMENTOS	43
3.5	ACOPLAMENTO ELÉTRICO	45
3.6	ACOPLAMENTO MAGNÉTICO	46
4	PROJETO DO SENSOR	48
4.1	RESSOADOR QUADRADO DE MALHA ABERTA	48
4.1.1	Acoplamento elétrico e magnético do ressonador quadrado de malha aberta	49
4.2	RESSOADOR RETANGULAR DE MALHA ABERTA	52
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	56
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	56
5.2	FABRICAÇÃO DO SENSOR	57
5.3	CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO	59
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SENSOR	60
5.4.1	Resultados com amostra de aveia	62
5.4.2	Resultados com as amostras de milho	63
5.4.3	Resultados com a amostra de Trigo	66
6	CONCLUSÃO	71

7	TRABALHOS FUTUROS.....	72
	REFERÊNCIAS	73
	ANEXO	76
	LISTA DE PUBLICAÇÃO	81

1 INTRODUÇÃO

A agricultura brasileira de grãos vem apresentando nos últimos anos expressivas taxas de crescimento, contribuindo fortemente para a expansão da balança comercial. No entanto, o desempenho da produção não tem sido acompanhado de melhoria dos serviços de comercialização agrícola, especificamente de armazenagem e transporte, o que tem frustrado em parte as condições de competitividade do produto brasileiro nos mercados interno e externo [1].

Desde as zonas produtoras até os destinos finais (zonas consumidoras e portos), as condições brasileiras dificilmente ofertariam um sistema eficiente para os agronegócios de grãos.

Assim, torna-se questão estratégica a montagem de um sistema de armazenagem nos pontos relevantes de distribuição (propriedades rurais, armazéns gerais, portos e processadores) para o escoamento das colheitas sazonais, criando condições para um equilíbrio entre oferta e demanda de serviços de transporte em picos de safras e consequentemente reduzindo o valor do produto final.

A Tabela 1 mostra dados retirados de [2] e que mostram o comparativo entre colheita e armazenagem no Brasil.

Tabela 1: Comparativo entre colheita e armazenagem no Brasil

Safra	Colheita (milhões de toneladas)	Armazenagem (milhões de toneladas)
2013 – 2014	188,7	140
2014 – 2015	208,8	155
2015 – 2016	210,3	152

Fonte: [1]

Em Pernambuco, temos o milho como o grão de maior representatividade da produção e colheita. Segundo [27], as regiões que mais se destacam são o Agreste Setentrional e Sertões do Moxotó e Pajeú, que juntas correspondem a aproximadamente 70% de toda produção estadual.

Devido a este descompasso entre colheita e armazenagem, bem como da atual crise econômica do País, cada vez mais torna-se necessário o desenvolvimento de tecnologias

de baixo custo e que tenham como objetivo caracterizar os grãos para auxiliar no processo de colheita e conseqüentemente, armazenagem destes, já que o processo padrão de análise de grãos no Brasil é realizado determinando a taxa de umidade e, de acordo a resposta obtida, o grão estará apto ou não para ser colhido e armazenado. Este processo consiste em aferir o peso da amostra colhida, depositá-la em uma estufa onde é submetida a uma temperatura de 105° Celsius; durante 24 horas e após esta etapa, mede-se novamente o peso da amostra, ou seja, trata-se de um procedimento demorado e impreciso.

Sensores de micro-ondas para a caracterização de materiais dielétricos são amplamente utilizados para diferentes tipos de aplicações [3], tais como testes biológicos e químicos líquidos [4, 5], medições de materiais industriais [6, 7, 8], produtos alimentares e agrícolas [9, 10, 11, 12]. Este último, de grande interesse para esta dissertação.

Dentre os vários tipos de sensores de micro-ondas, os sensores de microfita se mostram cada vez mais versáteis na análise de inúmeros materiais e em particular, alimentos. Os primeiros projetos relacionados aos sensores de microfita ocorreram nos anos 70 resultando nos primeiros sensores comerciais para processamento de peixe [13]. Anos depois, a mesma técnica foi utilizada para medir o amadurecimento do fruto da palmeira [9] e o teor de umidade na folha de chá verde. Atualmente, já se encontram algumas aplicações deste tipo de sensor para a análise de grãos.

Em sensores de ressoadores, onde a sensibilidade e a resolução são maiores, o material a ser medido é depositado na região do campo elétrico de densidade mais alta. Assim, obtém-se a frequência de ressonância e a variação do fator de qualidade em relação à permissividade do material, que são os parâmetros do ressoador [3].

Em geral, uma estrutura de microfita é composta por uma linha de transmissão, um dielétrico e um plano de terra. Neste tipo de sensor são utilizadas técnicas de transmissão e recepção, obtendo assim os parâmetros de espalhamento (S) da amostra analisada.

Nesta dissertação, o projeto de um sensor de microfita utilizando anéis retangulares em malha abertos é desenvolvido. A concepção deste sensor se dá por uma variação dos anéis quadrados citados em [14], que são dispositivos base para várias aplicações. O tamanho e a disposição dos anéis estão demonstrados ao longo deste trabalho e baseiam-se no princípio de ressonância para obter a gama sensível de frequências de funcionamento que varia de 1,5 a 3 GHz.

Assim, este trabalho tem como objetivo desenvolver um sensor para caracterização de grãos em pó, obtendo a permissividade dos mesmos e através deste, definir qual o

melhor momento para colheita e armazenagem, pois um grão colhido na época errada poderá sofrer a ação de fungos, bactérias e roedores para os casos de armazenagem sem silos, tanto para um grão colhido prematuramente, ou seja, com alto nível de umidade, quanto para o grão colhido de forma tardia, perdendo assim os nutrientes e ocasionando a quebra dos grãos.

Com a realização deste trabalho, será possível correlacionar, em um estudo futuro, a permissividade elétrica dos materiais com fatores como taxa de umidade, densidade, opacidade, entre outras características. Foram definidas as seguintes amostras para testes: aveia, farinha de milho, milho moído, amido de milho e farinha de trigo. As três amostras de milho são importantes porque há uma grande produção agrícola no estado e consequente consumo na região.

1.1 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O **Capítulo 2** aborda os conceitos fundamentais do casador de impedância de um quarto de onda, como implementar linhas de transmissão de microfita e conceitos gerais dos parâmetros de espalhamento para uma rede de microfita. Este capítulo aborda também, de uma forma geral, os softwares de simulação eletromagnética e relata métodos para determinação da permissividade de materiais. Esses são os circuitos e dispositivos básicos para o entendimento e projeto do dispositivo proposto nesta dissertação.

O **Capítulo 3** aborda os conceitos gerais de filtros, definindo a função transferência de um filtro e alguns métodos de aproximação de um filtro passa-baixas ideal. Conceitos gerais de circuitos baseados em ressoadores acoplados também são definidos. Ao final deste capítulo, será abordada a teoria geral de acoplamentos, bem como o acoplamento elétrico e magnético.

No **Capítulo** Erro! Fonte de referência não encontrada. é realizado o modelamento do sensor para caracterização dos grãos. É definida a função transferência do ressoador proposto, o protótipo do filtro passa-baixas e seu projeto de microfita. Toda estrutura do sensor é baseada em conceitos de anéis quadrados de malha aberta, descrito em literaturas clássicas sobre aplicações de filtros de microfita em RF e micro-ondas, com algumas modificações realizadas pelo programa de simulação eletromagnética de onda completa utilizado neste projeto. O desenho final do sensor é apresentado.

No **Capítulo** Erro! Fonte de referência não encontrada. é apresentado o projeto e fabricação do sensor proposto. São exibidos os resultados de simulação do sensor

realizados no *software CST Microwave Studio*, como foi realizada fabricação e medição do dispositivo, quais amostras foram utilizadas pelo sensor e a discussão dos resultados mostrando gráficos comparativos e assim determinando a permissividade destas amostras.

Por fim, o **Capítulo 6** trata das conclusões e o **Capítulo 7** das sugestões de trabalhos futuros.

2 CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS

O avanço da tecnologia na área de RF e micro-ondas tem colaborado significativamente para o crescimento dos mais diversos dispositivos de micro-ondas, formando uma relação inversa de tamanho e desempenho, ou seja, cada vez mais os dispositivos estão menores e mais complexos. Estes dispositivos vêm sendo amplamente utilizados em sistemas de comunicações sem fio, sistemas de radares, médicos e sensoriamento remoto, exercendo assim, um papel decisivo no desenvolvimento de tecnologias de RF e micro-ondas. Além disso, avanços na área de linhas de transmissão planares, levaram ao desenvolvimento dos circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) e a inúmeros métodos de análise de estruturas passivas e ondas milimétricas. Uma das principais características que uma estrutura de transmissão dever ter é a configuração planar. Tal configuração implica que as características dos dispositivos são determinadas por suas dimensões no plano.

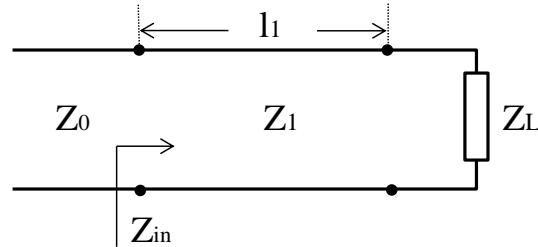
O termo micro-ondas faz referência às técnicas e dispositivos que operam entre as frequências de 3 a 300 GHz, correspondendo a comprimentos de onda 10 cm a 0,1 cm. A característica básica deste ramo da engenharia está nos pequenos comprimentos de onda envolvidos, que são da mesma ordem de grandeza das dimensões dos dispositivos empregados. Um fato interessante é que a análise convencional de circuitos de baixa frequência, baseada nas leis de Kirchhoff e nos conceitos de tensão e corrente, não pode ser aplicada diretamente a eles. Isto também ocorre devido aos pequenos comprimentos de onda, já que o tempo de propagação para os fenômenos elétricos de um ponto a outro do circuito é comparável com o período das cargas e correntes em oscilação no sistema. Fenômeno contrário ocorre nos dispositivos de baixa frequência, cujas dimensões dos condutores não apresentam qualquer influência à resposta elétrica. Assim, é necessária uma análise em termos dos campos elétrico e magnético associado ao dispositivo. Neste capítulo é dada uma breve revisão dos conceitos básicos de circuitos de micro-ondas e em particular circuitos de microfitas.

2.1 TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA DE UM QUARTO DE ONDA ($\lambda/4$)

Um transformador de impedância de um quarto de onda é um circuito simples utilizado basicamente como uma seção intermediária para prover o casamento de

impedância entre dois pontos de um circuito. Um circuito de casamento de impedância utilizando esse transformador de $\lambda/4$ de apenas uma seção é mostrada na Figura 1.

Figura 1: Circuito de um transformador de impedância de uma seção.



Fonte: Acervo do autor.

A impedância de entrada, Z_{in} , vista a partir da seção de casamento é calculada por (1):

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta_1 l_1}{Z_1 + jZ_L \tan \beta_1 l_1} \quad (1)$$

onde $\beta_1 = 2\pi/\lambda_1$, sendo λ_1 o comprimento de onda da frequência central de projeto, f_1 . Atribuindo ao comprimento da linha o valor de um quarto de onda, $l_1 = \lambda_1/4$, tem-se que $\beta_1 l_1 = \pi/2$. Como $\tan(\beta_1 l_1) \rightarrow \infty$ quando $\beta_1 l_1 \rightarrow \pi/2$, divide-se o numerador e denominador de (1) por $\tan(\beta_1 l_1)$ e toma-se o limite quando $\beta_1 l_1 \rightarrow \pi/2$, tem-se:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{jZ_1}{jZ_L} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (2)$$

Para que haja casamento de impedância, $Z_{in} = Z_0$, assim a impedância da linha de casamento será:

$$Z_1 = \sqrt{Z_L Z_{in}} \quad (3)$$

O comprimento elétrico da seção de casamento é $\lambda_1/4$ apenas para a frequência central de projeto f_1 , mas é diferente para outras frequências próximas a ela, causando um descasamento dado pela equação (4), onde $\theta \simeq \pi/2$, [15]. [15] ainda mostra que pode se determinar a banda fracionária em que o casador funciona abaixo de um coeficiente de reflexão máximo, Γ_m , escolhido como aceitável para o projeto. Essa banda fracionária é

dada pela equação (5). Para aplicações com banda larga, pode-se projetar um casador de múltiplas seções.

Esses resultados são estritamente válidos para linhas de transmissão TEM, e, os efeitos das reatâncias associadas às descontinuidades entre as dimensões das duas linhas de transmissão adjuntas são desconsiderados. Esses efeitos podem ser compensados através de um pequeno ajuste no seu comprimento.

$$|\Gamma| \simeq \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \theta| \quad (4)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right) \quad (5)$$

2.2 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS

Um circuito de micro-ondas pode ser modelado por uma rede de N portas onde são analisados, corrente, tensão e ondas incidentes, refletidas ou transmitidas, sem a necessidade direta da aplicação das Equações de Maxwell. O circuito então é visto como uma “caixa preta” onde as respostas em suas portas são conhecidas. As matrizes de impedância/admitância, ABCD e parâmetros de espalhamento são normalmente utilizadas para modelar esses circuitos. As duas primeiras mostram uma relação entre tensão e corrente nas portas, enquanto a última mostra as relações entre de ondas de tensão.

Em frequência de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como é feito nos circuitos que operam com baixa frequência. O equipamento amplamente utilizado para a caracterização de um dispositivo de micro-ondas é o analisador de redes. Ele é utilizado para medir grandezas como módulo e fase dos parâmetros de espalhamento. Com isso matrizes de impedância, admitância e ABCD podem ser obtidas a partir desses parâmetros.

Nesta seção, a definição e algumas propriedades da matriz de espalhamento são apresentadas.

2.2.1 Parâmetros de espalhamento em uma rede de micro-ondas

Os parâmetros de espalhamento são normalmente apresentados em forma de matriz (Matriz S - do inglês *Scattering*). Eles quantificam como um sinal de RF se propaga através de uma rede multiportas. A matriz S para uma rede de N portas, contém N^2 coeficientes e é mostrada na equação (6).

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (6.a)$$

Ou

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (6.b)$$

Mais especificamente, cada elemento da matriz é dado por:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (7)$$

em que S_{ij} é a relação entre a tensão da onda refletida na porta i quando as ondas incidentes em todas as portas são iguais a zero, exceto na porta j . Isso significa que todas as portas $k \neq j$ são terminadas em uma carga casada para evitar reflexões. Sob essas condições, S_{ii} fornece o coeficiente de reflexão na porta i , e S_{ij} o coeficiente de transmissão da porta j para a porta i .

Os parâmetros S são geralmente complexos e pode ser mais conveniente expressá-los em função de sua magnitude e fase:

$$S_{ij} = |S_{ij}|e^{j\theta_{ij}}. \quad (8)$$

Pode-se ainda expressar a magnitude de S_{ij} em decibéis (dB):

$$|S_{ij}|_{dB} = 20 \log|S_{ij}|. \quad (9)$$

Para $i = j$, a equação (9) nos fornece a Perda de retorno, e para $i \neq j$, a Perda por inserção.

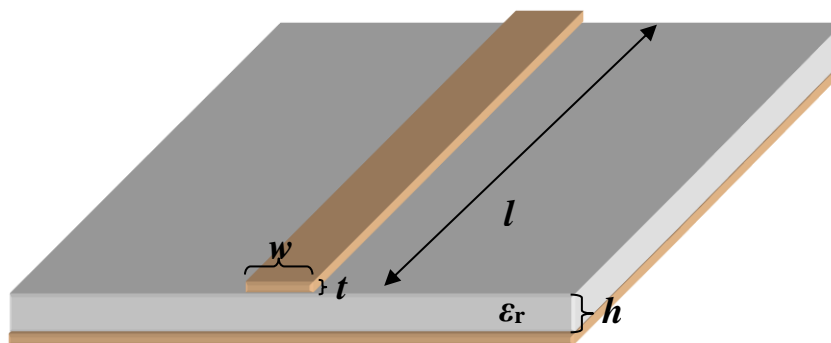
Uma rede é dita recíproca quando ela é constituída apenas de materiais isotrópicos - materiais que mantêm suas propriedades elétricas independente da direção. Em termos da matriz S , uma rede recíproca tem uma matriz simétrica, ou seja, $S_{ij} = S_{ji}$ ($S = S^T$). Assim, a mesma resposta é esperada se porta i ou j for excitada. Isso não acontece para dispositivos ativos ou constituídos de materiais ferromagnéticos como a ferrite.

2.3 CIRCUITOS DE MICROFITA

Uma das principais características que uma estrutura de transmissão dever ter, para que possa ser utilizada em circuito integrado de micro-ondas, é a configuração planar. Esta configuração planar implica que as características dos dispositivos são determinadas por suas dimensões no plano. É o caso de uma linha de transmissão construída de microfita sobre um substrato, onde a largura da fita é quem determina a impedância característica da linha. Uma vez que as dimensões no plano determinam as características dos dispositivos, a fabricação destes torna-se bastante simples, já que as dimensões obtidas podem ser inseridas em qualquer equipamento de prototipagem. Outro aspecto relevante, referente à estrutura de microfita, é o fato de que o modo de propagação, quasi-TEM, pode ter análise aproximada pelo modo TEM com bastante precisão, o que simplifica significativamente a análise, além de permitir uma transição simples para circuitos coaxiais.

2.3.1 Linha de transmissão aproximação quasi-estática

De forma geral, uma linha de transmissão de microfita possui estrutura conforme mostrada na Figura 2. Podemos observar a fita superior, condutora, com a largura W e a espessura t e também visualizar o substrato dielétrico com constante de permissividade elétrica relativa ϵ_r e espessura h . O plano de terra, condutor, fica situado na base do substrato. Todas as dimensões descritas acima determinam a impedância de uma linha de transmissão de microfita. Depois de definido o tipo de laminado a ser utilizado, a única dimensão que pode ser alterada é W , largura da fita. Desta forma a impedância característica da linha de transmissão passa a ser função apenas da largura W .

Figura 2: Estrutura de microfita.

Fonte: Adaptado de [17].

O campo eletromagnético de uma microfita permeia em dois meios, no ar acima da fita e no dielétrico entre a fita e o plano de terra, o que torna a fita imersa em um meio não-homogêneo. Devido a essa natureza não-homogênea, a linha de transmissão de microfita não suporta o modo de transmissão TEM puro. Este modo de transmissão possui apenas componentes transversais à direção de propagação. Sua velocidade de propagação depende tão somente das propriedades do meio, da permissividade ϵ e da permeabilidade μ . Quando a propagação se dá em dois meios, ar e dielétrico, a onda eletromagnética que se propaga na microfita possui componente longitudinal não nula. Dessa forma, a velocidade de propagação não depende apenas das características do meio, como também das dimensões físicas da fita.

Quando a amplitude das componentes longitudinais do modo dominante de propagação de uma linha de transmissão de microfita é muito menor que a amplitude das componentes transversais, elas podem ser desprezadas. Neste caso o modo dominante se comporta como o modo TEM e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada a linhas de transmissão de microfita também. Assim podemos dizer que a linha de transmissão de microfita pode ser analisada através de uma aproximação quasi-estática e é válida em parte da faixa de frequência que pode ser operada em microfita. A faixa, onde a análise quasi-estática é adequada, fica abaixo de 8GHz [13], onde a largura da fita e a espessura do dielétrico são muito menores que o comprimento de onda no meio.

Como citado anteriormente, em altas frequências as perdas aumentam exageradamente e modos de ordens superiores começam a aparecer, inviabilizando assim todo o processo de fabricação. Esses fatores limitam a realização dos dispositivos de

microfita a algo em torno de algumas dezenas de Giga-hertz, alguns autores citam 60 GHz [26].

O principal parâmetro de uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão em que o modo dominante é o TEM puro, a impedância característica pode ser expressa por (10), (12), (13) e (16), dependendo, porém, do seu substrato,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = v_p L = \frac{1}{v_p C}, \quad (10)$$

onde L e C são a indutância e capacitância por unidade de comprimento da linha e v_p é a velocidade de fase da onda. Esta última é dada por,

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (11)$$

Substituindo o dielétrico pelo ar na microfita, teremos uma linha em que a onda se propagará com a velocidade da luz, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s. A nova impedância característica para essa linha, preenchida pelo ar, é dada por qualquer uma das expressões,

$$Z_{0a} = \sqrt{\frac{L}{C_a}} = cL = \frac{1}{cC_a}, \quad (12)$$

onde L não é alterado porque a permeabilidade no meio não é alterada quando o dielétrico é substituído pelo ar; e C_a é a capacitância por unidade comprimento da linha preenchida pelo ar. A partir das equações (10) e (12) chegamos a seguinte expressão:

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}}. \quad (13)$$

A equação (13) define que a impedância característica pode ser obtida relacionando apenas a capacitância por unidade comprimento para microfita, com e sem a presença do substrato.

Na aproximação quasi-estática o substrato e o ar são substituídos por um meio homogêneo com permissividade elétrica efetiva. Para uma linha de transmissão preenchida com ar a velocidade de propagação é dada por,

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}}. \quad (14)$$

A permissividade elétrica efetiva pode ser definida como,

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2, \quad (15)$$

e assim obter a impedância em função de ϵ_{eff} através das relações de Z_0 , Z_{0a} e ϵ_{eff} :

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (16)$$

Em linhas de transmissão com valores elevados da largura W , onde $W > 10 \times h$, o campo elétrico se situa, na sua maior parte, confinado entre a fita e o plano terra. Nesse caso a permissividade efetiva tende a ter o mesmo valor que a permissividade relativa, ou seja, $\epsilon_{\text{eff}} \approx \epsilon_r$. De forma contrária, isto é, em linhas de transmissão em que a fita é mais fina, o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato, ou seja, $\epsilon_{\text{eff}} \approx 1/2(\epsilon_r - 1)$. Assim a permissividade na linha varia entre ϵ_r e $1/2(\epsilon_r - 1)$ dependendo da largura da fita [14].

Uma vez obtida a permissividade elétrica efetiva de uma linha de transmissão de microfita, o comprimento da onda guiada da linha na microfita é dado por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (17)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda no ar e λ_g é o comprimento de onda na Microfita. Neste caso, há uma forma mais comumente utilizada para expressar o comprimento de onda:

$$\lambda_g(\text{mm}) = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} . \quad (18)$$

O comprimento elétrico θ para um dado comprimento físico l da linha de transmissão de microfita é determinado a partir de,

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda_g} . \quad (19)$$

Onde agora o λ_0 é dados em metros. Existem vários métodos para cálculo da impedância característica de uma linha de transmissão de microfita. Em [13] são apresentados alguns métodos (Mapeamento Conforme, Diferença Finita, Equação Integral, Variacional e Segmentação com Elementos de Fronteiras) para obtenção dos parâmetros físicos, capacitâncias, e assim a determinação da impedância característica, permissividade efetiva e constante de propagação de uma linha de microfita. Porém, através da análise quasi-estática, existem expressões analíticas para a permissividade efetiva e a impedância característica de uma linha de microfita que tenha a espessura da trilha muito fina ($t \rightarrow 0$) com precisão melhor que 1% [17]. Essas expressões estão em função das dimensões da linha e do material do substrato. Para $W/h \leq 1$, temos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (20)$$

e

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right) . \quad (21)$$

Agora, para $W/h > 1$, temos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (22)$$

e

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{W}{h} - 1,444 \right) \right]^{-1} . \quad (23)$$

A Tabela 2 mostra um comparativo do tipo de estrutura e a impedância característica associada a essa estrutura.

Tabela 2: Valores típicos da impedância característica para vários tipos de estrutura

Tipo de estrutura	Impedância característica Z_0 (Ω)
Microfita	20 – 125
Microfita Invertida	25 – 130
Microfita Invertida Fechada	30 – 140
<i>Stripline</i> suspenso	40 – 150
Linha coplanar (CPW)	40 – 150
<i>Slotline</i>	60 – 200
<i>Finline</i>	10 – 400
<i>ImageLine</i>	≈ 26

Fonte: [16].

2.3.2 Fator de qualidade

Para ressoadores de microfita o fator de qualidade devido às perdas no condutor é definido por,

$$Q_c = \frac{\text{Potência média armazenada no ressoador}}{\text{Potência média perdida no condutor}} \times \omega, \quad (24)$$

com ω sendo a frequência angular. Assim Q_c pode ser calculado pela seguinte equação [18]:

$$Q_c = \frac{\pi}{\alpha_c \lambda_g}, \quad (25)$$

onde α_c é a constante de atenuação devido às perdas no condutor e λ_g corresponde ao comprimento de onda na microfita. Analogamente, tem-se a expressão que define o fator de qualidade devido às perdas no substrato dielétrico dada por:

$$Q_d = \frac{\pi}{\alpha_d \lambda_g} \quad , \quad (26)$$

onde α_d é a constante de atenuação devido às perdas no dielétrico. Caso o dispositivo não esteja completamente blindado em uma caixa metálica, perdas por irradiação certamente ocorrerão. Esta relação leva em consideração a potência média irradiada a qual é dada pela integração do vetor de Poynting sobre uma superfície esférica que envolva o dispositivo. Este cálculo requer conhecimento da distribuição do campo eletromagnético no dispositivo, cálculo este com alto grau de complexidade e que não será objeto de estudo desse trabalho.

2.4 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Existem vários *softwares* comerciais para o projeto de circuitos de RF/micro-ondas que utilizam ferramentas gráficas chamadas de CAD (do inglês, *Computer-Aided Design*) e permitem desenhar a estrutura dos circuitos em 2D ou 3D, além de realizar a simulação eletromagnética (EM) de onda completa.

A simulação EM completa resolve as Equações de Maxwell dentro das condições de contorno impostas para a estrutura de RF/micro-ondas a ser analisada. Alguns métodos numéricos são utilizados nos simuladores comerciais como o Método dos Momentos (MoM, do inglês *Method of Moments*), Método de Elementos Finitos (FEM, do inglês *Finite-Element Method*), Método da Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD, do inglês *Finite-Difference Time-Domain*) e Método da Equação Integral (IE, do inglês *Integral Equation*).

Esses simuladores dividem a estrutura em pedaços (células) menores em 2D ou 3D e aplicam as Equações de Maxwell em cada uma dessas subdivisões. O resultado EM da estrutura toda é a superposição dos resultados em cada célula individual. Essas subdivisões formam a malha de simulação do software, e quanto mais fina essa malha (células menores) for, mais exatos serão os resultados, mais demorados os tempos de simulação e maior a memória computacional exigida.

De modo geral, a exatidão dos resultados simulados depende diretamente da malha de simulação, que influencia no ponto de convergência da técnica numérica empregada pelo simulador EM. Muitos simuladores indicam qual a melhor malha a ser utilizada, mas permitem que o usuário possa alterá-las para fazer o refinamento dos

resultados da estrutura. Por isso, torna-se muito importante considerar o quão pequeno deve ser o tamanho da célula para que se obtenham soluções mais precisas de um simulador EM a um tempo de simulação hábil.

Simuladores de onda completa apresentam outra dificuldade ao que se concerne o processamento e disponibilidade de memória. Alguns softwares como o HFSS da ANSYS podem gerar dezenas de gigabytes durante a simulação de um dispositivo, sendo necessária a utilização de um supercomputador [19].

Na prática, se a estrutura for simétrica é possível subdividi-la adequadamente em partes, e apenas simular uma dessas partes, diminuindo assim, o tempo de simulação sem perder precisão nos resultados. O resultado final é baseado nos resultados das partes individuais reagrupadas. Note que, essa subdivisão é diferente daquela que é aplicada para formar a malha de simulação. Aqui, se uma estrutura for simétrica apenas em relação ao eixo x, o software irá apenas aplicar a malha de simulação na metade da estrutura, e depois de finalizar a simulação, estenderá o resultado para a segunda metade.

O simulador de onda completa utilizado nessa dissertação é o *CST Microwave Studio*, da *Computer Simulation Technology*. É um software bastante completo com várias ferramentas que auxiliam o projeto de dispositivos de micro-ondas, como por exemplo, a disponibilidade de vários modelos pré-configurados com as condições de contorno e a malha de simulação necessária às estruturas mais comumente utilizadas, ferramentas para cálculo de impedância, comprimento de onda, biblioteca contendo uma variedade enorme de substratos comerciais para aplicações em micro-ondas, entre outras.

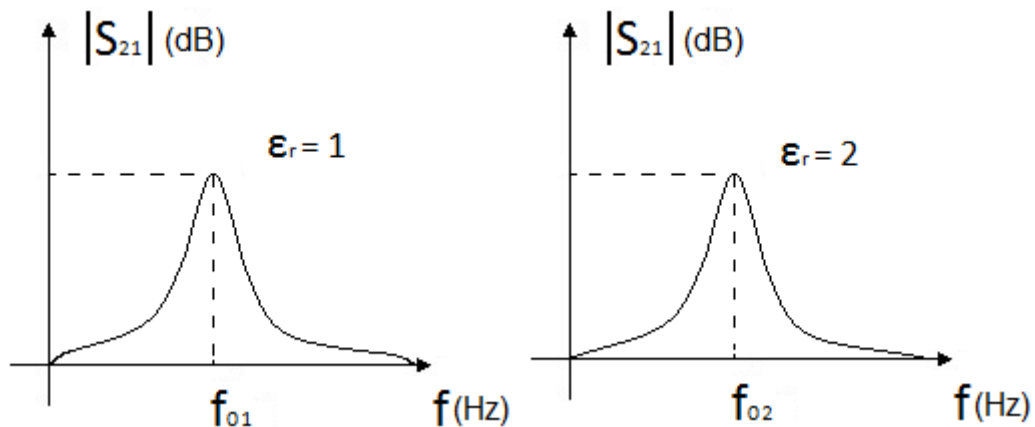
2.4.1 Métodos teóricos e práticos para obtenção da permissividade de materiais.

Um dos grandes problemas na caracterização de grãos vegetais é encontrar o valor da permissividade em uma grande faixa de frequências. Aliás, este foi um dos motivos principais para a concepção desta dissertação. Independente da forma como este parâmetro é determinado, existem poucas literaturas que tratam deste tema. Assim, serão apresentados dois métodos para determinar a permissividade dos grãos, a partir do simulador de onda completa, o *CST Microwave Studio*.

Método 1

O primeiro método consiste em elaborar um banco de dados relacionando a resposta S_{21} ou S_{11} com a frequência de ressonância da possível amostra. Isto pode ser realizado utilizando uma ferramenta do programa que fará uma varredura dos valores de ϵ_r e para cada valor apresentado haverá uma frequência de ressonância correspondente. Por exemplo, para $\epsilon_r=1$, teremos um valor de f_{01} , para $\epsilon_r=2$, teremos um valor de f_{02} e assim por diante, como ilustrado na Figura 3.

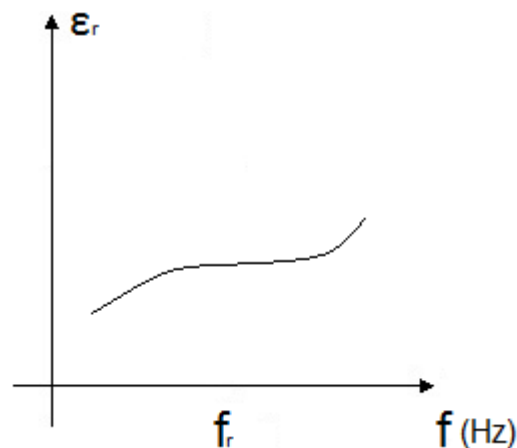
Figura 3: Esboço gráfico de S_{21} versus f_0 . Para cada ϵ_r há um f_0 associado.



Fonte: Acervo do autor.

Após este processo, elabora-se um novo gráfico com esses dados, criando um banco de informações relacionando a permissividade e a frequência de ressonância correspondente. A Figura 4 mostra um esboço deste gráfico.

Figura 4: Esboço gráfico de ϵ_r versus f .



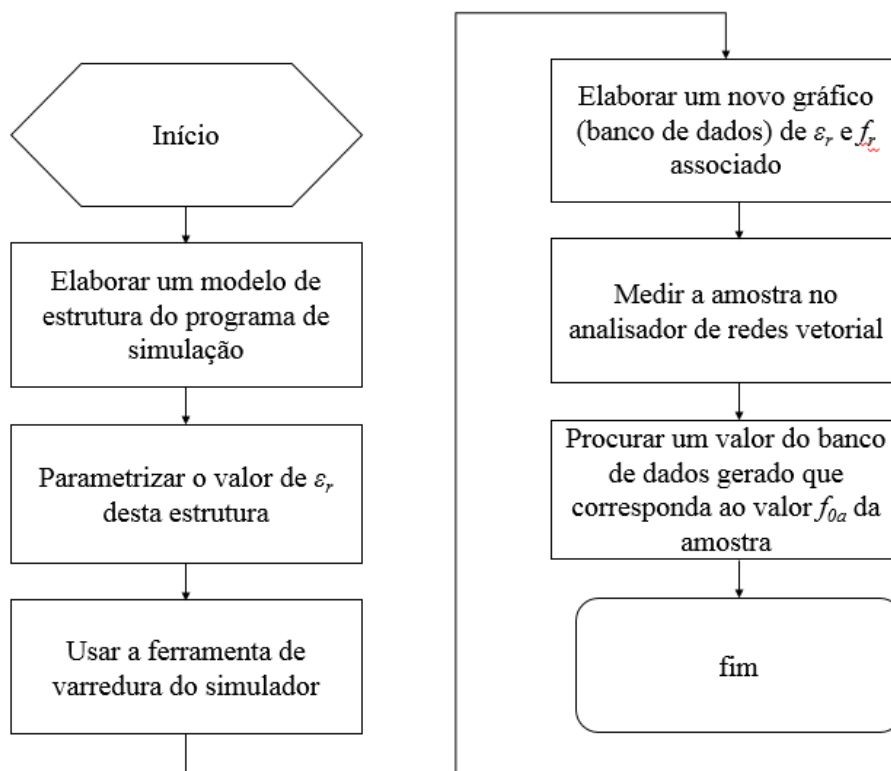
Fonte: Acervo do autor.

Por fim, o último passo é medir a amostra em um analisador de redes, obter o valor de f_{0a} associado a esta amostra e comparar este valor com os do gráfico da Figura 2.4 a

fim de se obter um resultado que corresponda ao valor de f_{θ} , ou valor aproximado, do banco de dados criado.

A Figura 5 mostra um fluxograma com todo o processo descrito acima.

Figura 5: Fluxograma do Método 1.

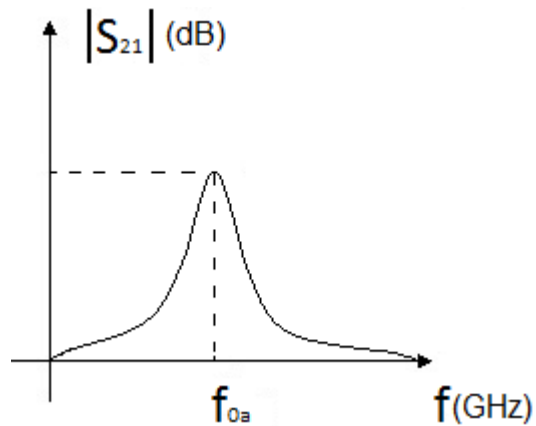


Fonte: Acervo do autor.

Método 2

O segundo método consiste em elaborar uma estrutura semelhante a amostra que será medida no analisador de redes e com o auxílio de uma ferramenta de otimização, disponível no programa de simulação, fazer com que a duas curvas concordem. Assim o processo inicia-se introduzindo uma amostra no sensor, gerando assim um deslocando na frequência de ressonância e através disto, o resultado é obtido, como ilustrado na Figura 6.

Figura 6: Esboço gráfico do resultado da amostra.



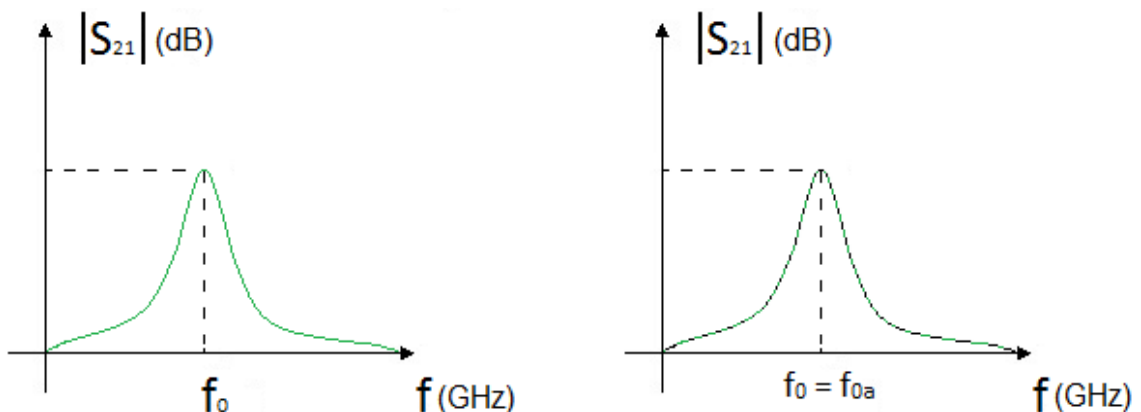
Fonte: Acervo do autor..

A segunda etapa consiste em inserir, no programa de simulação, o resultado medido no analisador. Este passo é importante, pois este resultado se tornará em um gráfico de referência no simulador.

Feito isso, o passo seguinte é modelar uma amostra no simulador, parametrizando o valor ϵ_r e fazendo com que esta nova curva de S_{21} ou S_{11} versus f_0 encaixe-se na curva obtida no analisador e que foi inserida no simulador. Para isto, é utilizado o otimizador do programa de simulação, que irá fazer uma série de ajustes nos valores, através de método numérico, até que as frequências de ressonâncias (para os casos simulado e medido) coincidam. Dessa forma o software pode encontrar a permissividade correspondente.

A Figura 7 (a) mostra o resultado do gráfico simulado e a Figura 2.7 (b) os gráficos medido e simulado juntos.

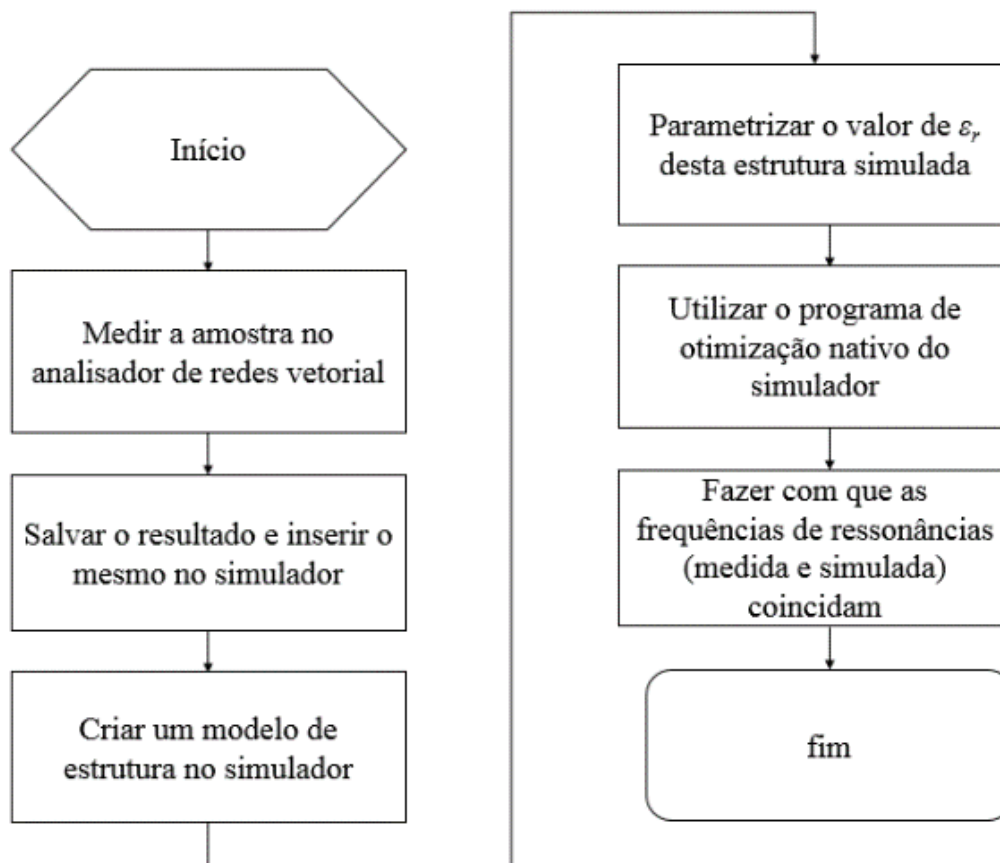
Figura 7: (a) Esboço gráfico do resultado simulado. (b) esboço gráfico com as frequências de ressonância coincidentes.



Fonte: Acervo do autor.

Nos Anexos encontra-se um passo-a-passo em forma de tutorial para determinar a permissividade dos grãos analisados nesta dissertação. Na Figura 8 é mostrado um fluxograma descrevendo toda a operação.

Figura 8: Fluxograma do Método 2.



Fonte: Acervo do autor.

3 CONCEITOS GERAIS DE FILTROS E TIPOS DE ACOPLAMENTO

Em um conceito simples, o filtro é um circuito composto por uma rede de duas portas utilizada para controlar a resposta de frequência num determinado ponto em um sistema, liberando a passagem das frequências dentro da banda de passagem do filtro e atenuando as frequências na banda de interrupção do filtro. Entre as várias aplicações, podemos citar as de comunicação por RF ou micro-ondas, radar ou sistema de teste e medição. Em sistemas sem fio são usados em receptores para rejeitar sinais fora da banda de operação, atenuando produtos de misturadores indesejados e definindo a largura de

banda IF do receptor. Em transmissores podem ser utilizados para controlar as respostas espúrias de misturadores de conversão ascendente, para selecionar as bandas laterais desejadas e para limitar a largura de banda do sinal irradiado [15].

O desenvolvimento da teoria e prática de filtros começou no final da década de 1930 com o método de parâmetro de imagem do projeto do filtro, que consistia em uma linha de transmissão ou guia de ondas, periodicamente carregado com elementos reativos, e foi útil para filtros de baixa frequência em rádio e telefonia. Porém, este tipo de configuração não permitia a resposta de uma frequência específica ao longo do intervalo de operação. Assim, embora o procedimento fosse relativamente simples, a concepção de filtros pelo método de parâmetro de imagem muitas vezes tinha de passar por inúmeras iterações para se obter os resultados desejados.

Atualmente o método de perda por inserção utiliza técnicas de síntese de rede para projetar filtros com uma resposta de frequência completamente especificada. O projeto é simplificado, começando com protótipos de filtro de passagem baixa que são normalizados em termos de impedância e frequência. As transformações são então aplicadas para converter os projetos de protótipo para a faixa de frequência desejada e o nível de impedância, tornando-os em outros tipos de filtro, como o passa-baixas, o passa-altas, o passa-banda, ou ainda o rejeita-banda.

Este método é aplicado em vários modelos de filtros como filtros de linha de transmissão usando impedâncias escalonadas e linhas acopladas, bem como filtros que utilizam ressoadores acoplados. Este último será abordado mais adiante [15].

3.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM FILTRO

A função de transferência de uma rede de filtros de duas portas é uma descrição matemática das características de resposta da rede, ou seja, uma expressão matemática em termos dos parâmetros de espalhamento (S_{21}). Em muitas ocasiões, uma função de transferência para uma rede de filtros passivos sem perdas é definida como [17]:

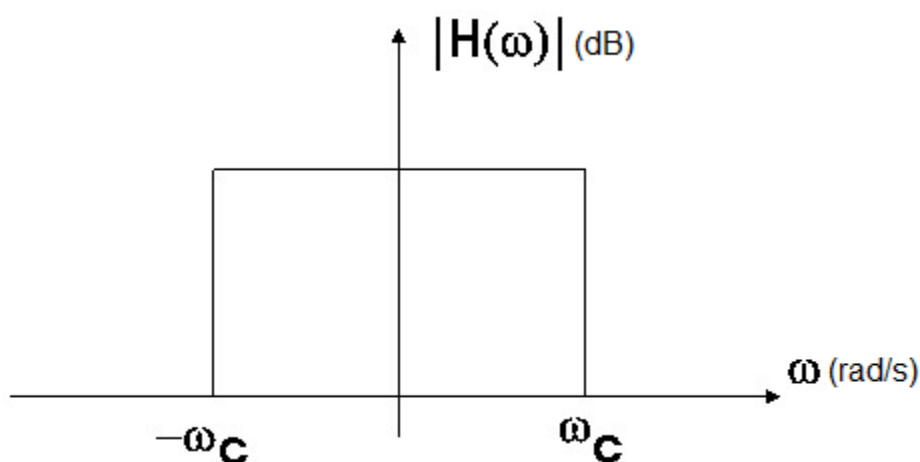
$$|S_{21}(j\omega)|^2 = |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega)} , \quad (27)$$

onde ε é uma constante de *ripple* ou constante de ondulação, F_n uma função característica (normalmente um polinômio) e ω é a frequência do filtro.

3.2 MÉTODOS DE APROXIMAÇÃO DE UM FILTRO PASSA-BAIXAS IDEAL

A Figura 9 ilustra uma resposta de um filtro passa-baixas ideal, onde $H(\omega)$ é a função de transferência do filtro e ω_c é a frequência de corte da banda passante. Na prática é atualmente impossível realizar um circuito cuja resposta no domínio da frequência seja esta, entretanto, podemos sintetizar circuitos cujas respostas se aproximam da ideal, como as aproximações de Butterworth, Chebyshev, função elíptica, entre outras. Para este trabalho, iremos comentar brevemente os três modelos supracitados.

Figura 9: Resposta no domínio da frequência de um filtro passa-baixas ideal.



Fonte: Acervo do autor..

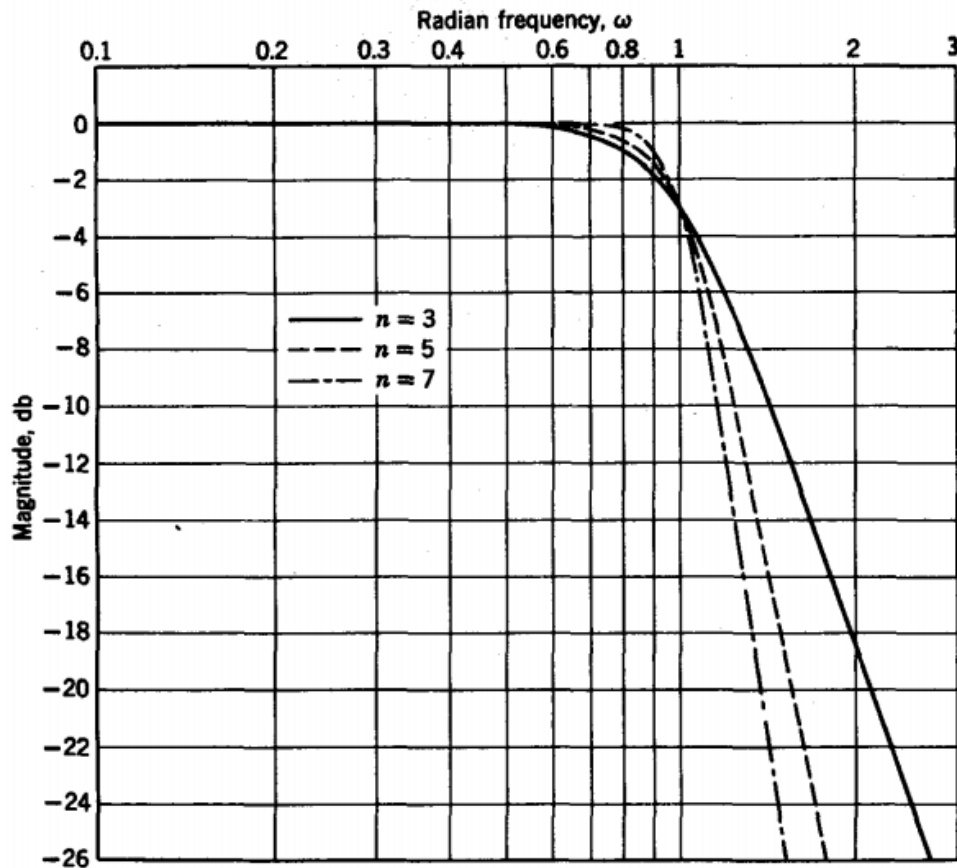
3.2.1 Resposta de Butterworth ou de “máxima planura”

Para o filtro baseado na aproximação de Butterworth, temos a seguinte função de transferência:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (28)$$

onde n é o grau ou a ordem do filtro, que corresponde ao número de elementos reativos necessários na concepção do protótipo do filtro passa-baixas, controlando a fidelidade da aproximação tanto da banda passante quanto na região de rejeição. Assim há uma relação direta entre a ordem e a seletividade do filtro, ou seja, quanto maior o n maior é a aproximação, como mostra a Figura 10.

Figura 10: Resposta em amplitude de um filtro passa-baixas com a aproximação de Butterworth.



Fonte: [25].

Este tipo de resposta também é referido como “máxima planura”, pois quando expandimos a aproximação da magnitude do filtro em uma série de potência, vemos que as derivadas de ordem $2n-1$ da função em $\omega = 0$ são nulas.

3.2.2 Resposta de Chebyshev ou de “ondulação constante”

Para o filtro baseado na aproximação de Chebyshev, temos a seguinte função de transferência:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)}, \quad (29)$$

onde a constante de ondulação ε está relacionada a uma certa constante de ondulação de banda passante L_{Ar} e é dada por:

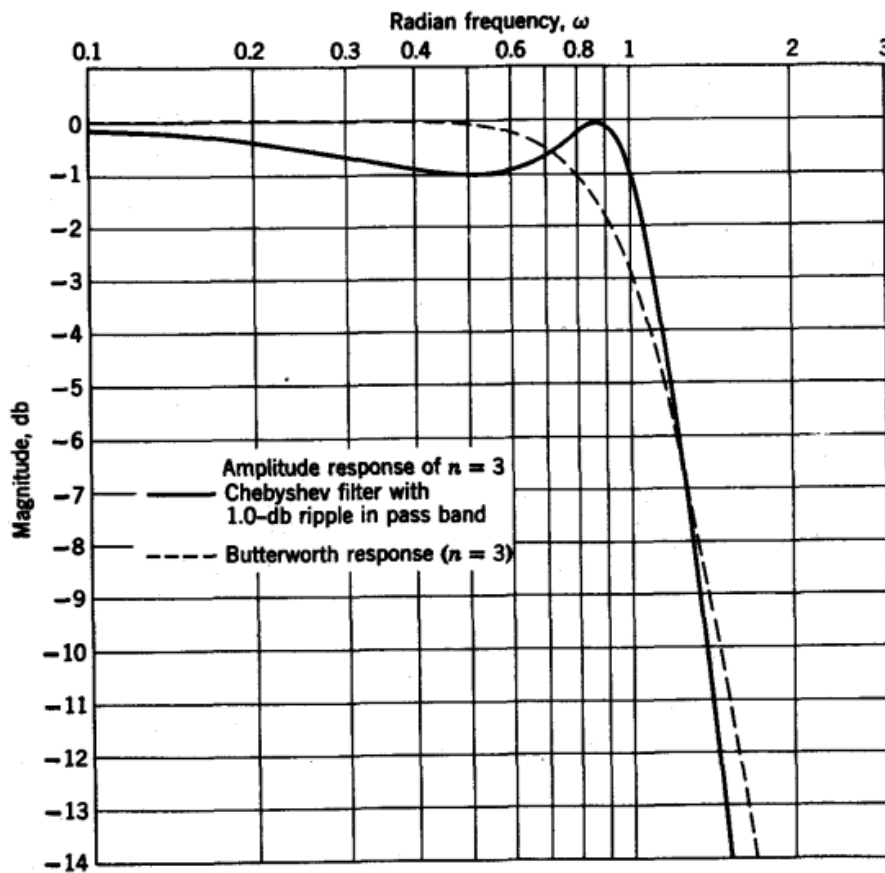
$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (30)$$

$C_n(\omega)$ é obtido pelo uso dos polinômios de Chebyshev. Estes polinômios são definidos por:

$$C_n = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega), & |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega), & |\omega| > 1 \end{cases} \quad (31)$$

Esta aproximação oscila em torno da unidade na banda passante e decai rapidamente depois da frequência de corte. Filtros com este tipo de aproximação são mais seletivos que os de Butterworth. Em contrapartida, possuem esta ondulação na banda passante. Assim, o uso deste tipo de aproximação dependerá muito da aplicação do filtro, como mostrado na Figura 11, que compara as duas aproximações em um filtro de ordem 3.

Figura 11: Comparativo da aproximação de Butterworth e Chebyshev para um filtro de ordem 3.



Fonte: [25].

3.2.3 Resposta pela função elíptica ou de Cauer

Para o filtro baseado na aproximação da função elíptica, temos a seguinte função de transferência:

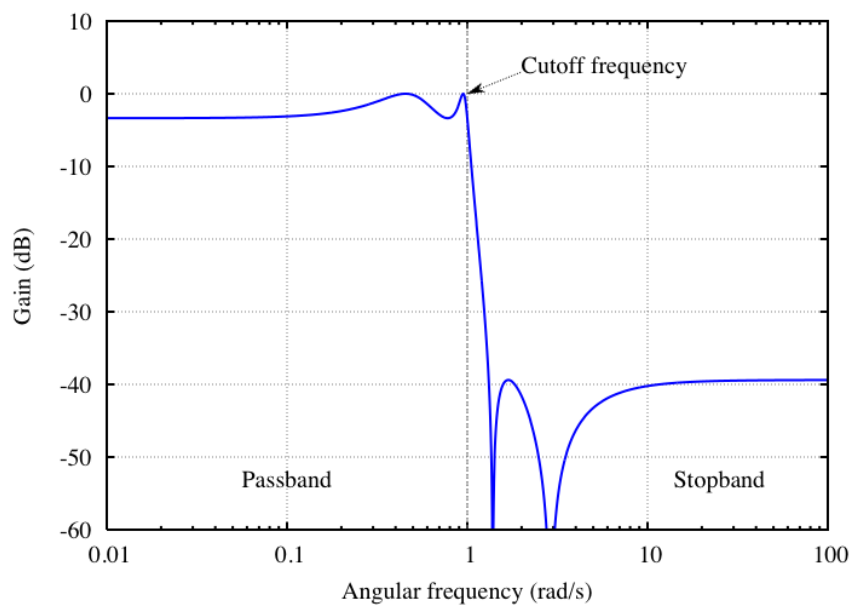
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega)} \quad (32)$$

Neste caso, a função $F_n(\omega)$ é definida por:

$$F_n(\omega) = \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_s^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)}, & \text{para } n \text{ par} \\ N \frac{\Omega \cdot \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_s^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)}, & \text{para } n(\geq 3) \text{ ímpar} \end{cases}, \quad (33)$$

Onde: $\Omega_s > 1$ e $0 < \Omega_i < 1$ são frequências críticas e M e N são constantes a serem definidas e requerem conhecimento da teoria de funções elípticas, tema este que não será abordado na dissertação. O nome desta aproximação se dá justamente pelo fato da função de transferência levar às expressões que contêm funções elípticas. A Figura 12 ilustra um filtro passa-baixas com a resposta de Cauer.

Figura 12: Resposta de Cauer para um filtro passa-baixas.



Fonte: [34].

3.2.4 Resposta pela função quase-elíptica

Este tipo de filtro se enquadra em uma classe de filtros especiais desenvolvidos a partir dos filtros de modelo padrão. Trata-se de um filtro seletivo com um par de raízes em frequências reais finitas, também conhecida como quase-elípticas. Essa função de transferência apresenta uma resposta com alta seletividade entre as respostas para filtro com função elíptica e função Chebyshev. O par de raízes, em frequências finitas, é obtido através de acoplamentos entre elementos não adjacentes, que pode ser obtido em filtros com ressoadores em malha aberta. Assim, a função de transferência é dada por:

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad , \quad (34)$$

onde Ω é a variável de frequência normalizada para a frequência de corte do filtro protótipo passa-baixas. A constante de *ripple* ε , que é função da perda de retorno L_r , desejada em decibéis, é definida por:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-(L_r/10)} - 1}} \quad . \quad (35)$$

A perda de retorno L_r é definida como:

$$L_r = 20 \log |S_{11}| \quad . \quad (36)$$

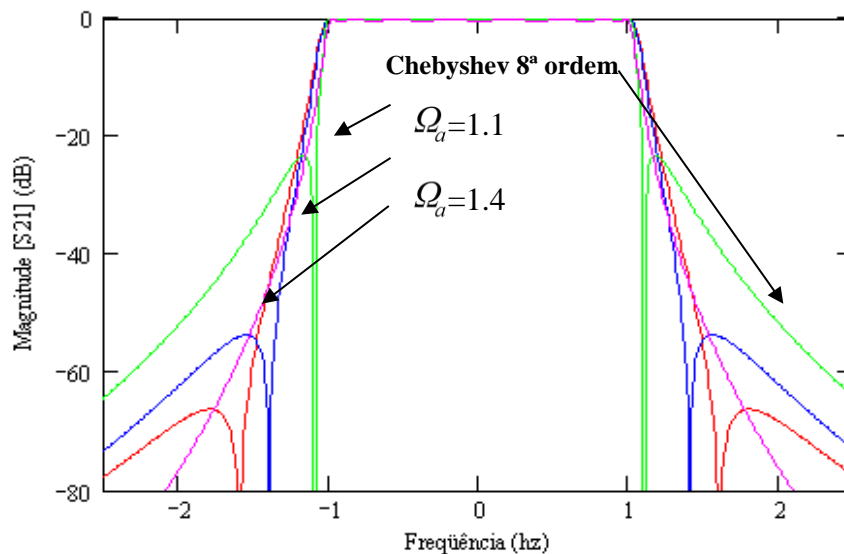
A Função $F_n(\Omega)$ é expressa da forma a seguir:

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad , \quad (37)$$

onde $\Omega_a (>1)$ é a localização do pólo de atenuação e n é a ordem do filtro. Quando $\Omega_a \rightarrow \infty$ a função $F_n(\Omega)$ se transforma na função de Chebyshev.

Na Figura 13 pode ser visto um exemplo com algumas respostas de frequência típicas da função transferência descrita, para $n = 8$, $L_r = 20$ dB e diversos valores de Ω_a . Uma resposta de função transferência baseada na função de Chebyshev de 8ª ordem é mostrada a título de comparação. Podemos observar a alta seletividade em relação à função de Chebyshev.

Figura 13: Comparação entre a resposta de frequência da função de filtro seletivo com par de zeros em frequências finitas ordem 8 e o filtro chebyshev de mesma ordem.



Fonte: [17].

3.3 CIRCUITOS BASEADOS EM RESSOADORES ACOPLADOS

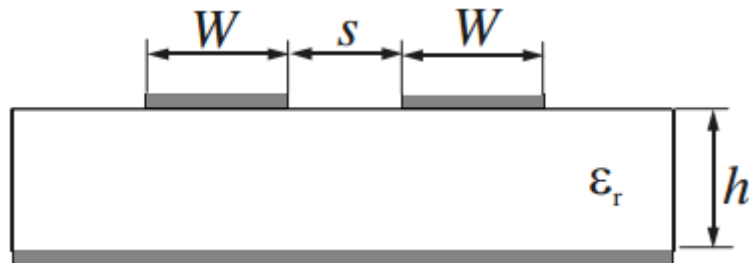
Os circuitos baseados em ressoadores acoplados são de grande importância no desenvolvimento de filtros de RF e micro-ondas. O conteúdo abordado agora para projeto de filtros ressoadores acoplados pode ser utilizado em qualquer tipo de ressoador, independente da sua estrutura física e consiste em determinar os coeficientes de acoplamento entre os ressoadores. Essa técnica pode ser aplicada em inúmeros projetos de filtros, dentre eles os filtros de microfita [20, 21, 22]. Para isso serão abordados brevemente o conceito de linhas acopladas e ressoadores.

3.3.1 Linhas acopladas

As linhas de microfita acopladas são amplamente utilizadas para a implementação de filtros de microfita. A Figura 14 ilustra a seção transversal de um par de linhas de

microfita acopladas. Ambas possuem largura W , estão em paralelo e separadas por uma distância s .

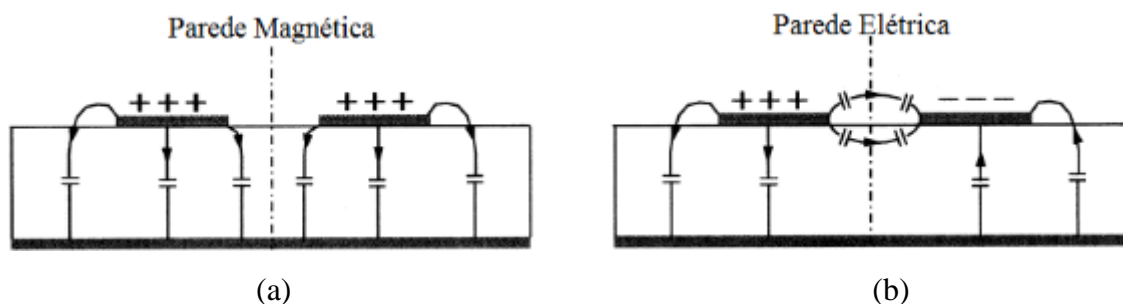
Figura 14: Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas.



Fonte: [17].

Esta estrutura de linha acoplada suporta dois modos quasi-TEM, isto é, o modo par e o modo ímpar, como mostrado na Figura 15.

Figura 15: (a) Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas para uma excitação de modo par. (b) Seção transversal de um par de linhas de microfita acopladas para uma excitação de modo ímpar



Fonte: Adaptado de [17].

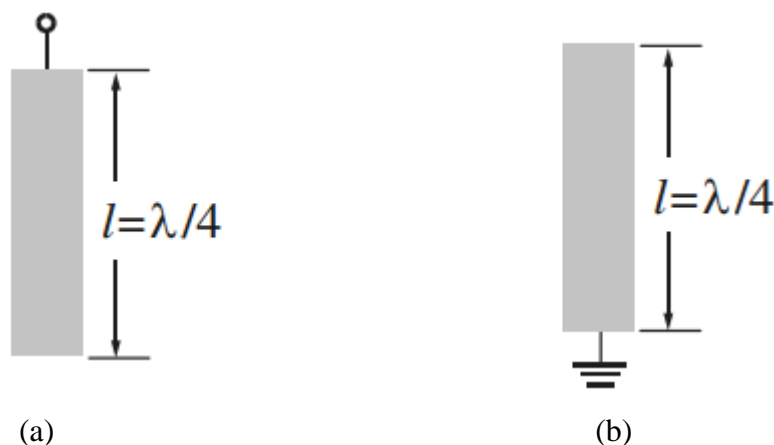
Para uma excitação de modo par, ambas as linhas têm os mesmos potenciais ou carregam as mesmas cargas de sinal, resultando em uma parede magnética no plano de simetria, como mostra a Figura 3.7 (a). Para uma excitação de modo ímpar, as linhas de microfita têm os potenciais opostos ou carregam as cargas de sinal opostas, de modo que resulta uma parede elétrica no plano de simetria, como indicado na Figura 3.7 (b). Em geral, estes dois modos são excitados ao mesmo tempo. No entanto, eles se propagam com velocidades de fase diferentes, pois não são modos TEM puro. Portanto, as linhas de microfita acopladas são caracterizadas pelas impedâncias características, bem como as constantes dielétricas efetivas para os dois modos.

3.3.2 Ressonadores

Um ressonador de microfita consiste em qualquer estrutura que contenha ao menos um campo eletromagnético oscilante e são fundamentais na implementação de filtros, desde frequências mais baixas até a faixa de micro-ondas. Existem inúmeras formas de ressonadores de microfita. De forma geral, estes ressonadores para projetos de filtros podem ser classificados como ressonadores de elementos agrupados ou quase agrupados [29] e ressonadores de linha ou *patch* distribuídos [30, 31, 32]. Uma breve abordagem será dada aos ressonadores de linha distribuídos, tema este utilizado nesta dissertação.

Os ressonadores de linha distribuídos são mostrados na Figura 16 (a) e (b), e podem ser denominados ressonadores de um quarto de comprimento de onda, uma vez que seus comprimentos são de $\lambda/4$.

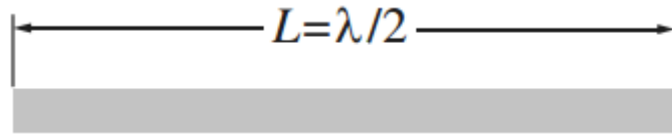
Figura 16: (a) ressonador de linha distribuído de um quarto de comprimento de onda com ressonância em série. (b) ressonador de linha distribuído de um quarto de comprimento de onda com ressonância em paralelo.



Fonte: Adaptado de [17].

Um outro ressonador de linha distribuído típico é o ressonador de meio comprimento de onda ou $\lambda/2$, como mostrado na Figura 17. Este tipo de ressonador merece destaque, pois em projetos de filtro, ele pode ser projetado em diferentes configurações para implementações do filtro, como em ressonadores de malha aberta [20].

Figura 17: Ressonador de linha distribuído de meio comprimento de onda.



Fonte: Adaptado de [17].

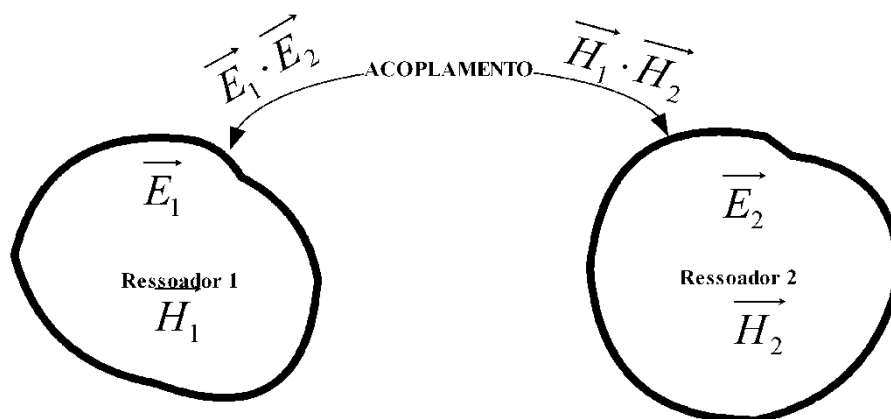
3.4 TEORIA GERAL DE ACOPLAMENTOS

Em um projeto de filtro, uma vez estabelecida a função de transferência, pode-se obter a matriz de acoplamento e os fatores de qualidade externos, através da aplicação de uma síntese de procedimento. Após a definição da matriz de acoplamento, o próximo passo é estabelecer a relação entre os valores obtidos dessa e as dimensões físicas dos ressoadores acoplados.

Os coeficientes de acoplamento entre ressoadores de RF/micro-ondas acoplados, podem ter estruturas diferentes e frequências de ressonância distintas, como mostra a Figura 18, e podem ser definidos com base na razão das energias acoplada e armazenada. Podemos expressar o coeficiente de acoplamento como [17]:

$$k = \frac{\iiint \epsilon \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |\vec{E}_1|^2 dv \times \iiint \epsilon |\vec{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \vec{H}_1 \cdot \vec{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\vec{H}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\vec{H}_2|^2 dv}}, \quad (38)$$

onde \vec{E} e \vec{H} representam são os vetores campo elétrico e magnético, respectivamente. Note que todos os campos são determinados na ressonância e a integral de volume deve varrer toda a região afetada. O primeiro termo corresponde ao acoplamento elétrico e o segundo ao acoplamento magnético. Vale lembrar que a interação entre os ressoadores acoplados é matematicamente descrita pelo operador *produto interno* no espaço dos campos vetoriais. Assim, o coeficiente de acoplamento pode ter sinal positivo ou negativo. O sinal positivo indica que o acoplamento aumenta a energia armazenada dos ressoadores individualmente. O sinal negativo indica a redução da energia. Dessa forma tanto o acoplamento elétrico quanto o magnético podem produzir o mesmo efeito se possuírem sinais iguais ou produzir efeito oposto se possuírem sinais opostos.

Figura 18: Estruturas acopladas.

Fonte: [17].

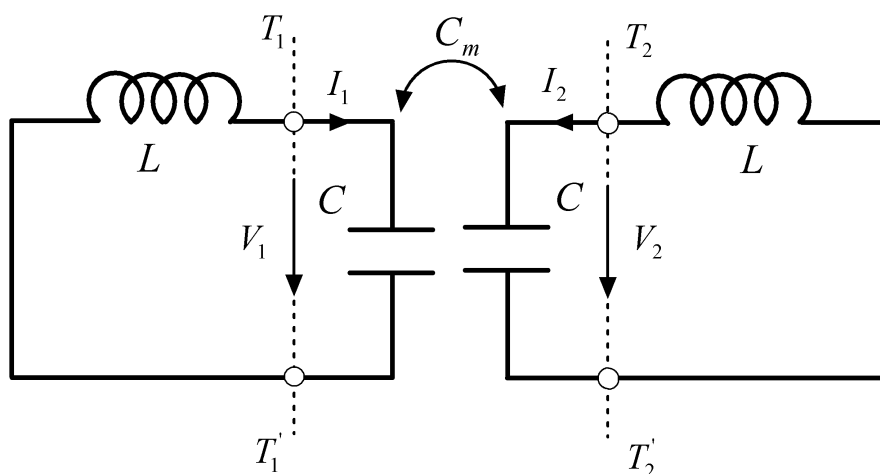
A obtenção do coeficiente de acoplamento definido em (38) requer o conhecimento da distribuição dos campos em todo o espaço compreendido pela integral de volume. Para a maioria dos casos, tal resolução não é de fácil solução. Entretanto, se lançarmos mão do uso de simuladores eletromagnéticos de onda completa para encontrar algumas frequências características associadas a ressoadores acoplados de RF/Micro-ondas, o coeficiente de acoplamento pode ser determinado.

Essa relação do uso computacional para obtenção das frequências características associadas é realizada através da modelagem de circuitos, em elementos discretos. Dessa forma o resultado obtido é válido para valores de frequência próximos à ressonância. Através das condições de contorno descritas em [15], a representação de uma parede elétrica, em um circuito discreto, é dada por um curto-circuito e uma parede magnética é dada por um circuito aberto. A parede elétrica é uma representação do modo de excitação ímpar, em que a distribuição do campo elétrico ocorre como se existisse uma parede condutora perfeita no plano de simetria entre duas linhas acopladas. A parede magnética é a condição de contorno dual à parede elétrica, que representa o modo de excitação par. Essa condição de contorno não existe na prática, mas é representada por uma parede situada no plano de simetria de duas linhas acopladas, em que a componente tangencial do campo magnético é zero. O modo de excitação par ocorre quando as linhas acopladas possuem excitação com amplitudes e direções de propagação iguais. O modo de excitação ímpar ocorre quando as linhas acopladas possuem excitação com amplitudes iguais e direções de propagação opostas.

3.5 ACOPLAMENTO ELÉTRICO

Um circuito equivalente em elementos discretos, para ressoadores de RF/Micro-ondas eletricamente acoplados, é mostrado na Figura 19. Neste caso, L e C são a autoindutância e autocapacitância, respectivamente, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ é a frequência de ressonância de um ressoador independente, C_m representa a capacitância mútua entre ressoadores acoplados e I_1, I_2, V_1 e V_2 são as correntes e tensões associadas ao circuito ressoador e demarcadas no plano T-T'.

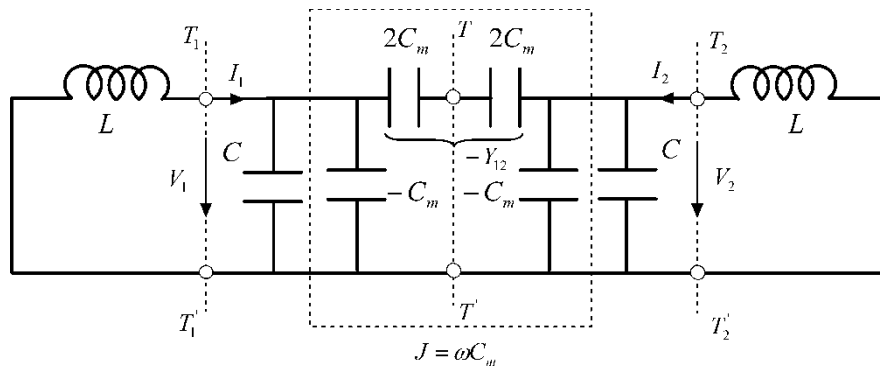
Figura 19: Circuito equivalente para acoplamento elétrico.



Fonte: [17].

De acordo com a teoria de circuitos descrita em [17], uma forma alternativa para o circuito da Figura 19 é mostrada na Figura 20. Assim, o acoplamento elétrico entre dois ressoadores pode ser representado pelo inversor de admitância $J = \omega \times C_m$. Na Figura 20, se o plano T-T', é substituído por uma parede elétrica, isto é um curto circuito, o circuito equivalente resulta em uma frequência de ressonância menor que a frequência de ressonância de um ressoador isolado. A explicação física para isto é que o efeito do acoplamento do ressoador aumenta a capacitância do circuito, o que aumenta a capacidade do filtro de armazenar energia elétrica quando a parede elétrica é inserida no plano de simetria da estrutura acoplada. De maneira similar, agora substituindo a parede elétrica por uma parede magnética, ou seja, um circuito aberto, o efeito de acoplamento irá reduzir a capacidade do filtro de armazenar energia.

Figura 20: Circuito π equivalente para ressoadores eletricamente acoplados.

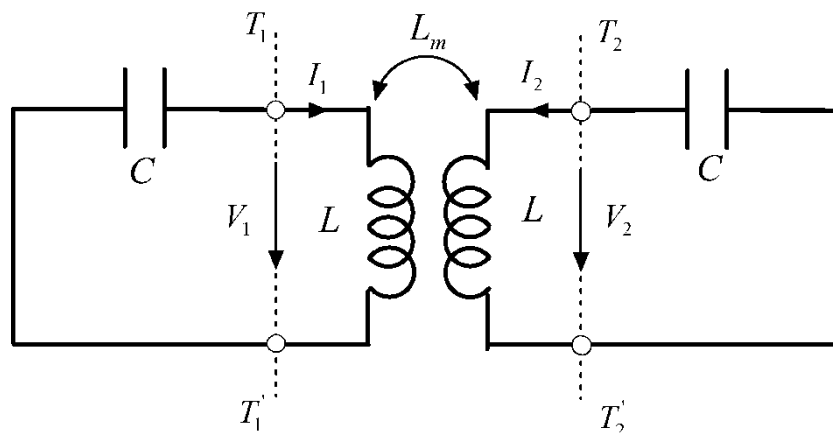


Fonte: [17].

3.6 ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

A Figura 21 mostra um circuito equivalente em elementos discretos para estruturas com ressoadores de RF/Micro-ondas magneticamente acoplados. L e C são autoindutância e autocapacitância, respectivamente, L_m representa a indutância mútua entre os ressoadores acoplados e I_1, I_2, V_1 e V_2 são as correntes e tensões associadas ao circuito ressonador e demarcadas no plano T-T'.

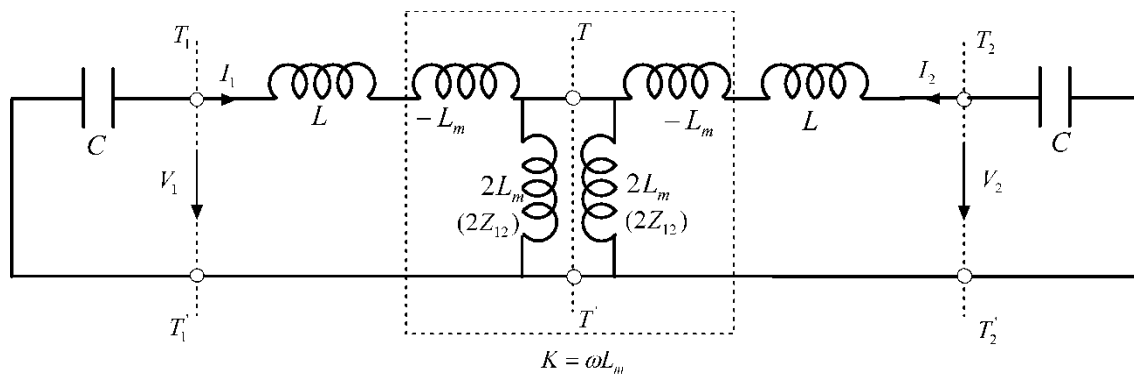
Figura 21: Circuito equivalente para o acoplamento magnético.



Fonte: [17].

Ainda de acordo com a teoria descrita em [17], a Figura 22 apresenta uma forma alternativa para o circuito da Figura 21.

Figura 22: Circuito T equivalente para ressoadores magneticamente acoplados.



Fonte: [17].

Assim, o acoplamento magnético entre dois ressoadores pode ser representado pelo inversor de impedância $K = \omega L_m$. Se o plano de simetria T-T', for substituído por uma parede elétrica, isto é um curto circuito, a frequência de ressonância para o circuito equivalente é maior que a frequência de ressonância de um ressoador isolado. Fato este devido ao efeito de que o acoplamento do ressoador reduz a indutância do circuito, e também a capacidade do filtro de armazenar fluxo magnético quando a parede elétrica foi inserida no plano de simetria da estrutura acoplada. Se a parede elétrica é substituída por uma parede magnética, ou seja, um circuito aberto, a frequência de ressonância para o circuito equivalente é menor que a frequência de ressonância de um ressoador isolado. Neste caso o efeito de acoplamento aumenta a capacidade de armazenamento de fluxo magnético, reduzindo a frequência de ressonância.

Assim tanto o coeficiente de acoplamento magnético quanto o de acoplamento elétrico entre dois ressoadores, podem ser definidos como uma relação das frequências de ressonâncias naturais que é realizado a fim de se entender a natureza do acoplamento.

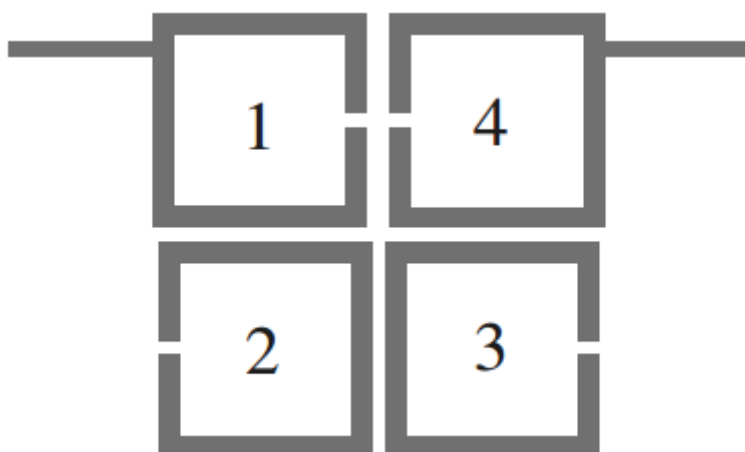
4 PROJETO DO SENSOR

Neste capítulo será apresentado um procedimento para obtenção das dimensões envolvidas no projeto do sensor. É importante salientar que o procedimento matemático utilizado na dissertação servirá como uma ferramenta de auxílio, pois o melhor projeto do sensor foi realizado através da otimização do programa de modelagem eletromagnética de onda completa. Vamos considerar, inicialmente, o filtro que utiliza ressoadores quadrados de malha aberta apresentado em [17], pois as equações que regem este tipo de sensor já estão bem fundamentadas.

4.1 RESSOADOR QUADRADO DE MALHA ABERTA

O ressoador quadrado de malha aberta, em microfita, pode apresentar uma redução acima de 50% nas dimensões quando comparado a outros ressoadores [21]. A Figura 23 mostra a configuração de um filtro ressoador de anéis quadrados de malha aberta. Colocando este filtro em um analisador e observando os parâmetros S, cada anel representaria um pólo no gráfico. Embora apenas um filtro com quatro pólos tenha sido ilustrado, a construção de filtros de ordem superior é viável.

Figura 23: Filtro ressoador de anéis quadrados de malha aberta.

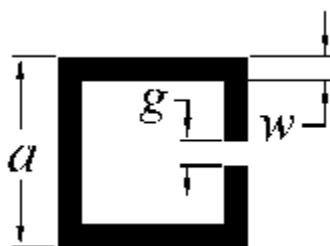


Fonte: Adaptado de [17].

4.1.1 Acoplamento elétrico e magnético do ressoador quadrado de malha aberta

O ressoador quadrado de malha aberta apresentado em [20] e mostrado na Figura 24 é basicamente um ressoador de $\lambda/2$ moldado de tal forma que se torne um quadrado com lados de aproximadamente $\lambda/8$. Ou seja, uma curvatura de 90 graus sobre cada linha de simetria é feita a fim de se obter as dimensões supracitadas. A dimensão W é calculada para que se tenha uma impedância característica Z_0 , na maioria dos casos 50 ohms, como demonstrado na sessão 2.1.

Figura 24: Ressoador quadrado.



Fonte: [17].

A dimensão a é calculada em função da frequência de ressonância e do *gap* g . A dimensão g influenciará na frequência de ressonância da malha e no acoplamento elétrico, principalmente se esta for pequena. A seguir é apresentada uma equação empírica de [20] para cálculo da dimensão a .

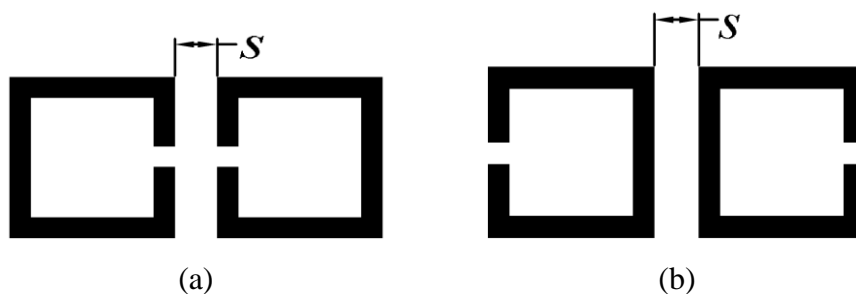
$$a = \frac{l + g}{4} - \frac{\pi \cdot W}{5} + 2 \cdot W, \quad (39)$$

onde l é o comprimento físico de uma linha de microfita correspondente a meio comprimento de onda da frequência de ressonância.

A Figura 4.3 mostra dois modelos de acoplamentos, o elétrico e o magnético, onde s corresponde à dimensão do acoplamento [17]. Para o sensor proposto nesta dissertação, a dimensão do acoplamento, s , e do *gap*, g , serão iguais. Em [17] é apresentado técnicas para cálculo das dimensões de acoplamento, bem como do coeficiente de acoplamento a partir das frequências de ressonância natural de estruturas acopladas do tipo apresentada na Figura 4.3 em função de s . No entanto, os mesmos não serão abordados nesta dissertação. Na Figura 25(a), ocorre o acoplamento elétrico, pois na região do *gap* ocorre a maior concentração de cargas elétricas o que indica uma maior concentração de campo

elétrico. Na Figura 25(b) ocorre o oposto, ou seja, o acoplamento magnético, pois na região de acoplamento ocorre a maior concentração de corrente.

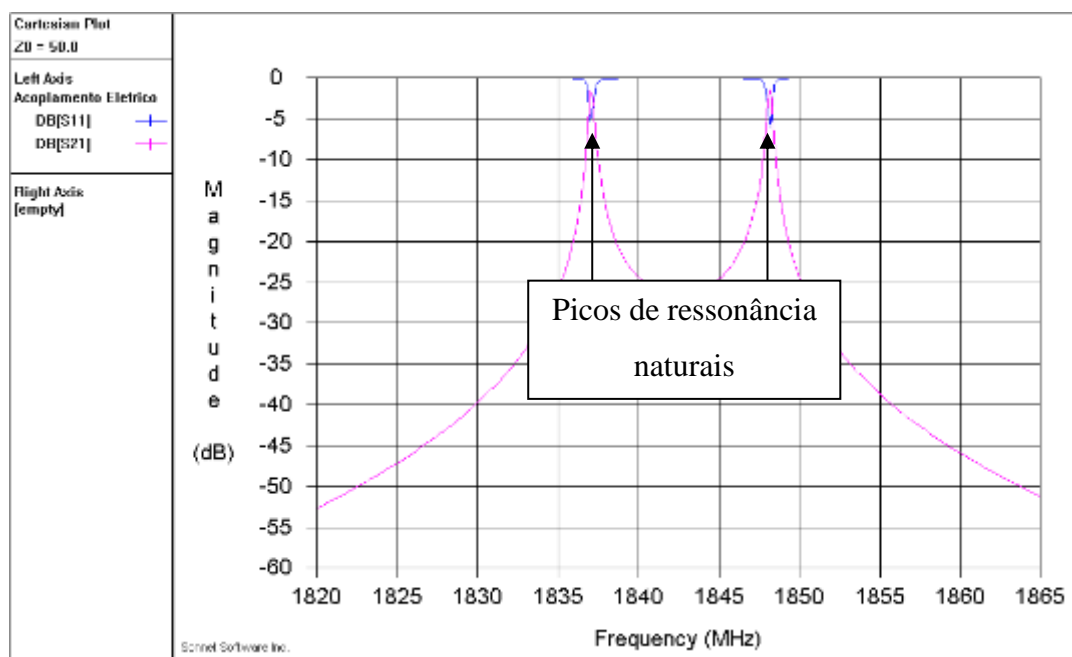
Figura 25: (a) Acoplamentos elétrico. (b) Acoplamento magnético.



Fonte: [17].

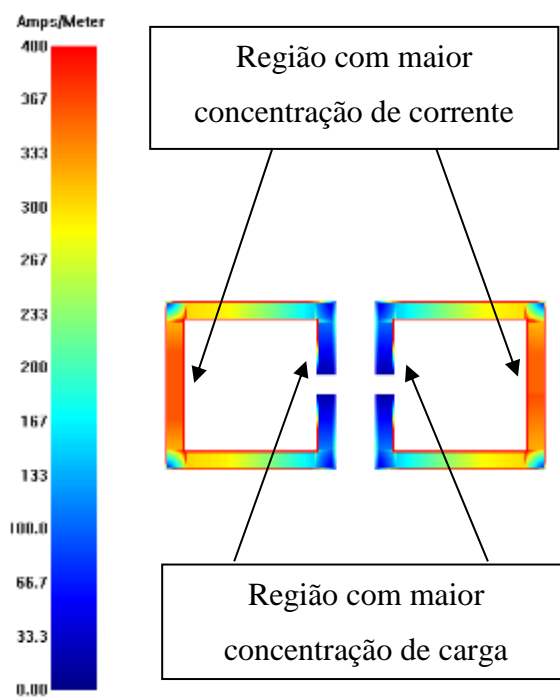
Através de um simulador eletromagnético também é possível obter as respostas de frequências das estruturas acopladas, onde podem ser vistos os picos de ressonância naturais do acoplamento, como ilustrado na Figura 26. Utilizando a função de monitoramento de corrente do simulador na Figura 25(a), é possível verificar a distribuição de corrente no ressoador em ressonância, como mostra a Figura 27, corroborando com o a teoria supracitada.

Figura 26: Simulação eletromagnética mostrando picos de ressonância naturais de um acoplamento.



Fonte: [17].

Figura 27: Simulação eletromagnética da distribuição de corrente.



Fonte: Adaptado de [17].

4.2 RESSOADOR RETANGULAR DE MALHA ABERTA

O sensor, objeto deste trabalho de dissertação, deverá ser projetado e simulado considerando o uso de microfita fabricadas em placas especiais para micro-ondas. Essas placas têm boa estabilidade elétrica e mecânica com substrato de baixas perdas dielétricas. A placa escolhida foi a RO3010 da Rogers Corporation®, com constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 10,2$, tangente de perdas de 0,0023 e espessura $h = 1,27$ mm [34]. A faixa de frequência de operação do dispositivo é de 1,5 GHz a 3,0 GHz, então a frequência central, ω_0 , pode ser calculada como sendo:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \cdot \omega_1} = 2.12 \text{ GHz}$$

Como citado no capítulo dois, os dois principais parâmetros de transmissão das linhas de microfita são a constante dielétrica efetiva e a impedância característica. É desejável que o valor da impedância Z_c seja próximo de 50Ω , para evitar possíveis problemas com descasamento de impedância. Atendendo a esta premissa, a largura W ficou próximo de 1,2 mm. Outra condição imposta para a fabricação da estrutura diz respeito ao *gap*. Este, utilizando o menor valor permitido para máquina de prototipagem, ou seja, a maior resolução disponível, ficou em 0,3 mm. Utilizando as equações (18), (20) e (21) temos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{10,2+1}{2} + \frac{10,2-1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{1,27}{1,2} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{1,2}{1,27} \right)^2 \right] \approx 6,843 \quad ,$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{6,843}} \ln \left(8 \frac{1,27}{1,2} + 0,25 \frac{1,2}{1,27} \right) \approx 49,63\Omega \quad ,$$

e

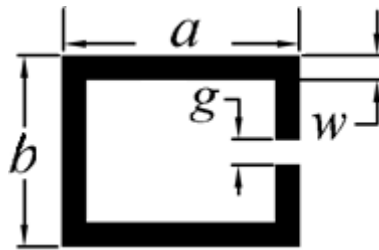
$$\lambda_g = \frac{300}{2,12\sqrt{6,843}} \approx 54 \text{ mm.}$$

Uma vez determinados estes valores, o passo seguinte foi simular uma nova estrutura sem que o conceito base apresentado no tópico 4.1 fosse alterado. Utilizando a equação (39) como base, obtemos o seguinte valor de a :

$$a = \frac{27 + 0,3}{4} - \frac{\pi \cdot 1,2}{5} + 2 \cdot 1,2 \approx 8,47\text{mm.}$$

Partindo de um modelo semelhante à Figura 24, ajustes foram realizados no programa de simulação e modelagem eletromagnética, a fim de se obter uma nova estrutura que possuíse uma sensibilidade suficientemente capaz de reagir com as amostras a serem depositadas e assim, caracterizá-las. A nova estrutura gerada é apresentada na Figura 28.

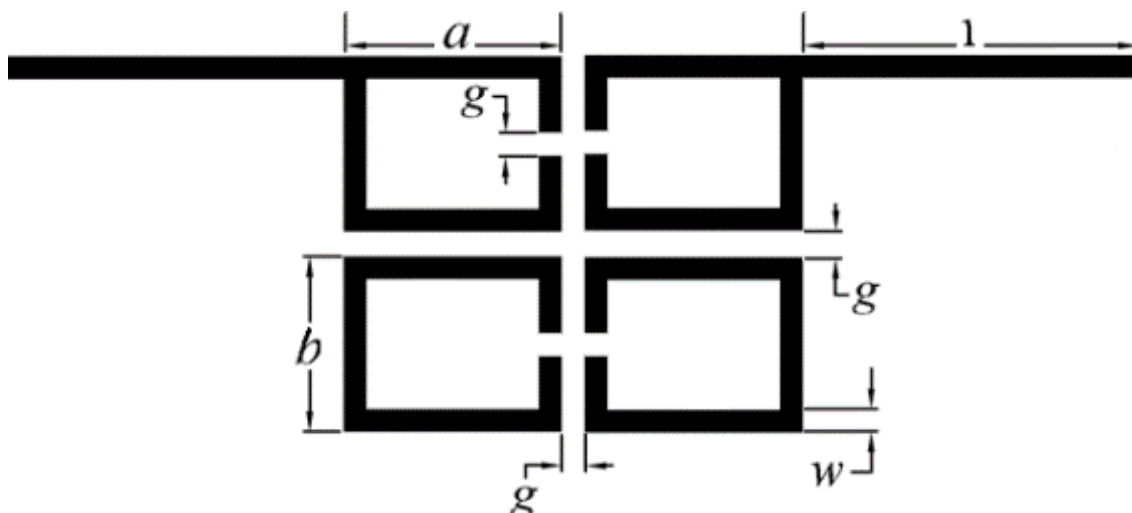
Figura 28: Novas medidas para o anel retangular de malha aberta.



Fonte: Acervo do autor.

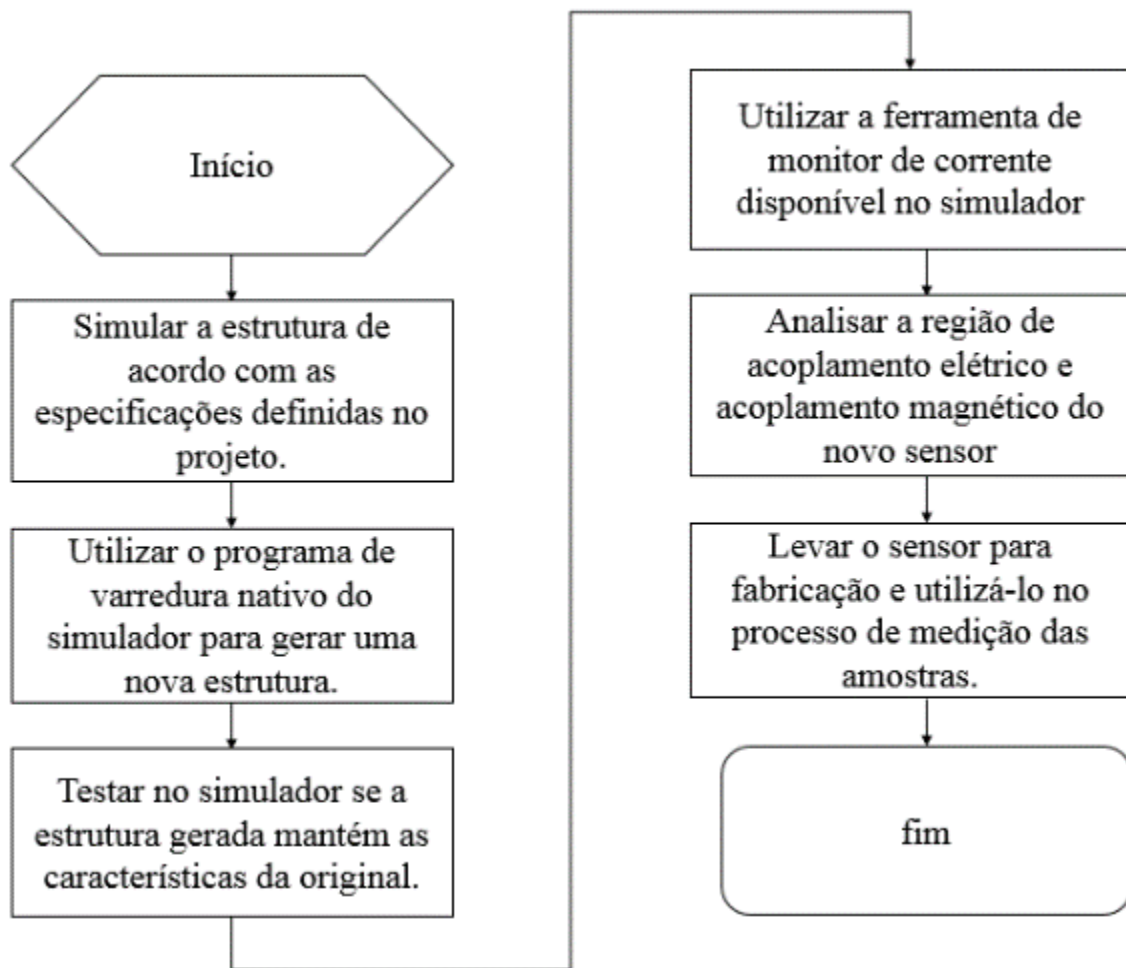
Note que a maior alteração em relação à Figura 24 está no formato do anel. Com inúmeras simulações realizadas, o melhor modelo gerado determinou uma nova estrutura, de formato retangular, com um lado maior, a , de dimensão diferente ao a da estrutura quadrada apresentada na Figura 24 e um lado menor, b . No entanto, nesta nova configuração, a soma de todos os lados deste retângulo permanece $\lambda/2$. A impedância característica da estrutura continuou próxima de 50Ω . A Figura 29 mostra o ressoador completo. Além das medições do anel, duas linhas de tamanho l foram conectadas à estrutura, também de $\lambda/2$ cada e de 50Ω de impedância característica.

Figura 29: Ressonador retangular de malha aberta utilizado no projeto.



Fonte: Acervo do autor..

Assim como no ressonador quadrado de *loop* aberto, a região de maior concentração de cargas elétricas localiza-se junto ao *gap* de cada anel, indicando assim o acoplamento elétrico. Já o acoplamento magnético ocorre no lado oposto de cada *gap*, devido a maior concentração de corrente. Um fluxograma é mostrado na Figura 30 com todo o processo de criação do sensor.

Figura 30: Fluxograma do processo de elaboração do sensor.

Fonte: Acervo do autor.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos com o *CST Microwave Studio* do sensor projetado. Em seguida, serão apresentados gráficos comparativos do sensor simulado e do sensor fabricado, bem como do sensor fabricado com as amostras depositadas, mostrando o nível de sensibilidade do dispositivo, e por fim, a determinação da permissividade dos grãos através do Método 2 descrito na seção 2.4.1 desta dissertação.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O *software* CST Microwave Studio foi utilizado para o desenho e simulação eletromagnética das estruturas. Um otimizador do *software* foi empregado para variar todos os parâmetros da Figura 4.7, visando uma melhor sensibilidade a partir do modelo de anéis quadrados, discutidos nesta dissertação. Os resultados foram inseridos na Tabela 5.1.

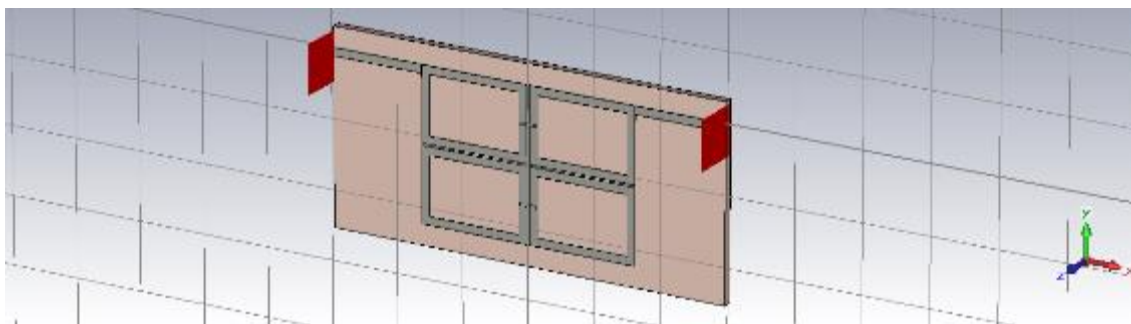
Tabela 3: Parâmetros do novo sensor planar de loop retangular projetado.

Inicial	Significado	Dimensão (mm)
l	Linha conectada	27
a	Lado maior do anel	16
b	Lado menor do anel	11
g	gap	0,3
W	Largura da linha	1,2

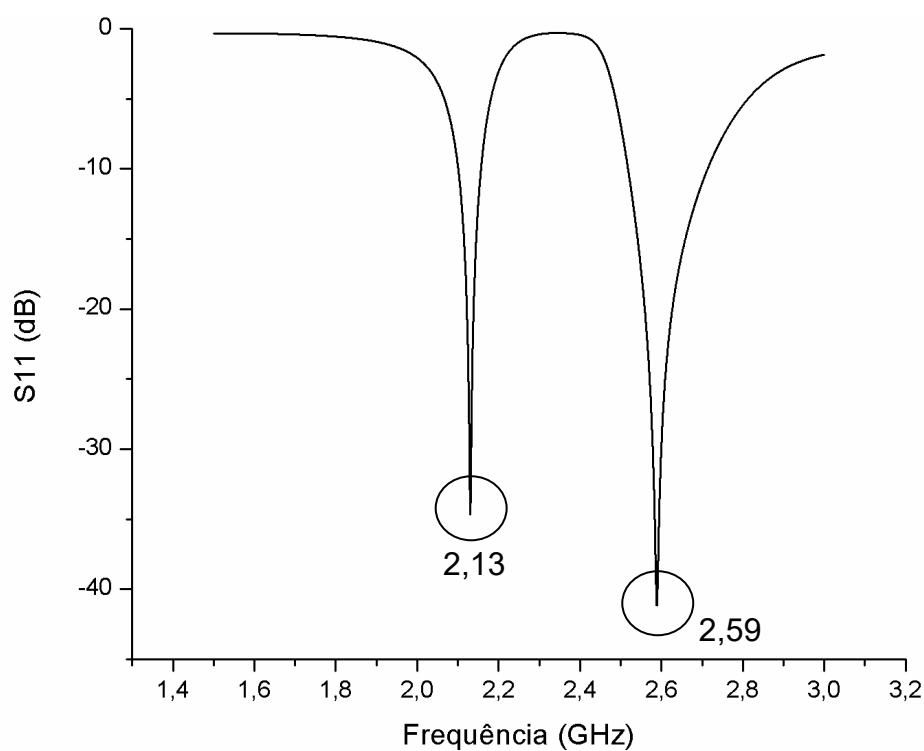
Fonte: Acervo do autor.

O desenho e o resultado do dispositivo simulado são mostrados na Figura 31. Durante a simulação, percebeu-se que as linhas (parâmetro l) conectadas aos anéis poderiam ser diminuídas a um tamanho de $\lambda/4$, sem que houvesse uma queda no desempenho do sensor. Isto foi possível devido à impedância da linha e com isso o sensor sofreu uma redução em mais de 30% em área. A Figura 31(a) mostra o desenho da estrutura no *software* e a Figura 31(b) o resultado do parâmetro S_{11} . Com a resposta do *software*, obtivemos os pontos de ressonância em 2,13 GHz e 2,59 GHz.

Figura 31: (a) Desenho da estrutura no CST *Microwave Studio*. (b) Resultado simulado para o sensor.



(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

5.2 FABRICAÇÃO DO SENSOR

O sensor foi confeccionado pela máquina de prototipagem de placa de circuito impresso (PCB *Prototype Machine*) modelo EP2006H do fabricante Everprecision mostrada na Figura 32. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

A versão final do arquivo CAD do CST *Microwave Studio* foi exportada para o formato DXF. Esse arquivo pode ser aberto no *software* SONNET e exportado na versão GERBER para o programa PCAM v. 5.2.6 que se comunica com a máquina.

A máquina de prototipagem consegue fazer trilhas com espessuras iguais ou maiores que 0,3 mm. Ela retira o cobre por um processo de subtração mecânica com a utilização adequada de brocas. Durante o processo, três brocas são utilizadas: a primeira faz o desenho do contorno da estrutura, a segunda retira a maior parte do cobre e a terceira retira o cobre próximo aos detalhes da estrutura (acabamento fino). Essa técnica de fabricação apresenta a desvantagem de também retirar parte do substrato. Além disso, por serem muito delicadas, as brocas se desgastam rápido e a qualidade do trabalho final tende a cair se o mesmo conjunto delas for utilizado constantemente. Um aspirador foi utilizado para retirar a maior parte dos resíduos de cobre do circuito, mas algumas trilhas de cobre ainda ficaram grudadas nas placas dos dispositivos e precisaram ser retiradas com o auxílio de ferramentas adequadas e um microscópio.

Figura 32: Máquina de prototipagem utilizada na fabricação dos dispositivos.

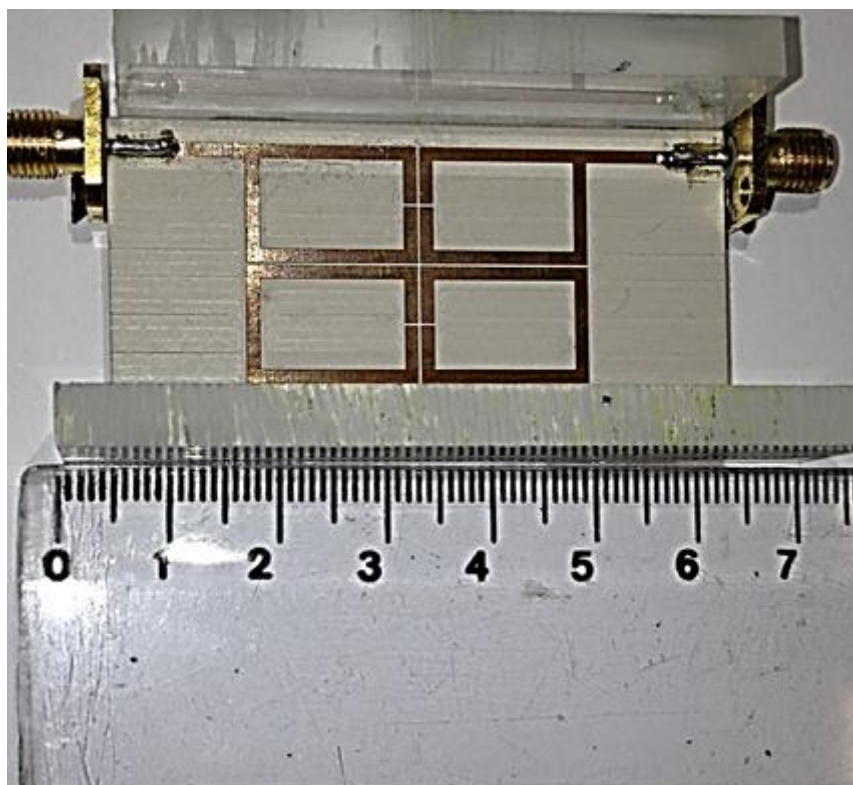


Fonte: Acervo do autor.

A Figura 33 mostra o sensor fabricado. Dois conectores SMA foram soldados ao sensor e este foi conectado a uma base de acrílico para ter mais resistência e estabilidade mecânica quando a amostra for colocada em seu interior, além do seu grau de isolamento.

A estrutura final ficou com aproximadamente 30 mm de largura e 60 mm de comprimento.

Figura 33: Sensor fabricado, com dois conectores SMA ligados a ele e sobre uma base acrílica.



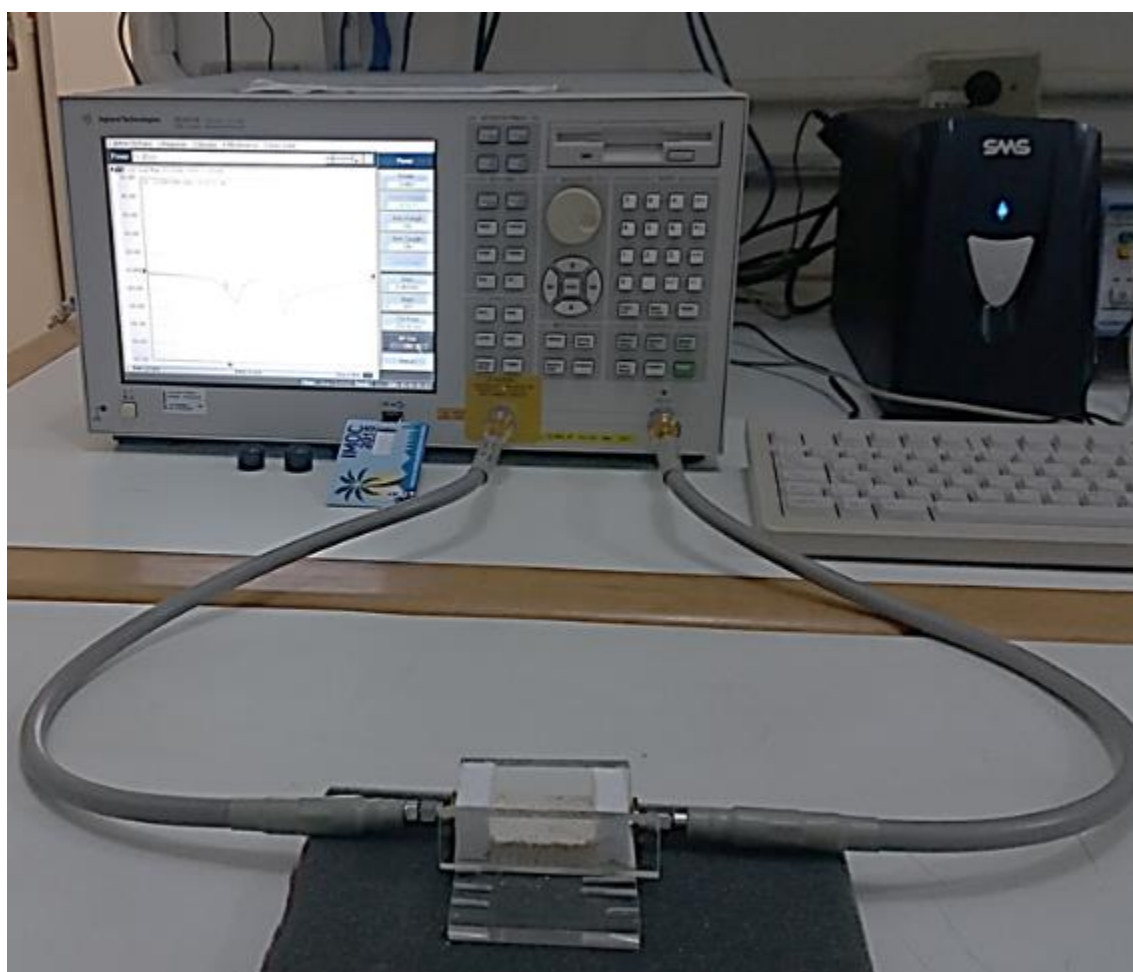
Fonte: Acervo do autor.

5.3 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO

O analisador de redes vetorial (*Vector Network Analyzer*) modelo E5071B do fabricante Agilent Technologies, também disponível no Laboratório de Micro-ondas da UFPE, foi utilizado para medição do sensor, juntamente com o kit de calibração modelo 85033E, do mesmo fabricante. Com esse equipamento é possível medir diretamente módulo e fase dos parâmetros de espalhamentos numa faixa que vai de 300 kHz a 8,5 GHz. Antes do processo de medição, o analisador é calibrado utilizando o método SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) onde uma carga em curto, em aberto, casada e um pedaço de linha transmissão são conectados aos cabos a fim de trazer a referência de medição para a entrada do conector. Essa calibração é feita dentro da faixa de frequências no que se deseja medir o dispositivo; para essa dissertação, a faixa escolhida foi a de 1,5 GHz a 3,0 GHz. A Figura 34 mostra o analisador utilizado e dois cabos coaxiais conectados ao

sensor. Devido à qualidade do registro fotográfico não é possível enxergar com clareza a tela do analisador de redes, mas o display mostra o gráfico S_{11} (dB) versus frequência (GHz) para esse dispositivo. A mesma configuração é utilizada para realizar a medição com as demais amostras. O sinal de entrada gerado pelo analisador tem uma potência de 0 dBm.

Figura 34: Cabos coaxiais interligando o sensor com amostra ao analisador de rede vetorial.

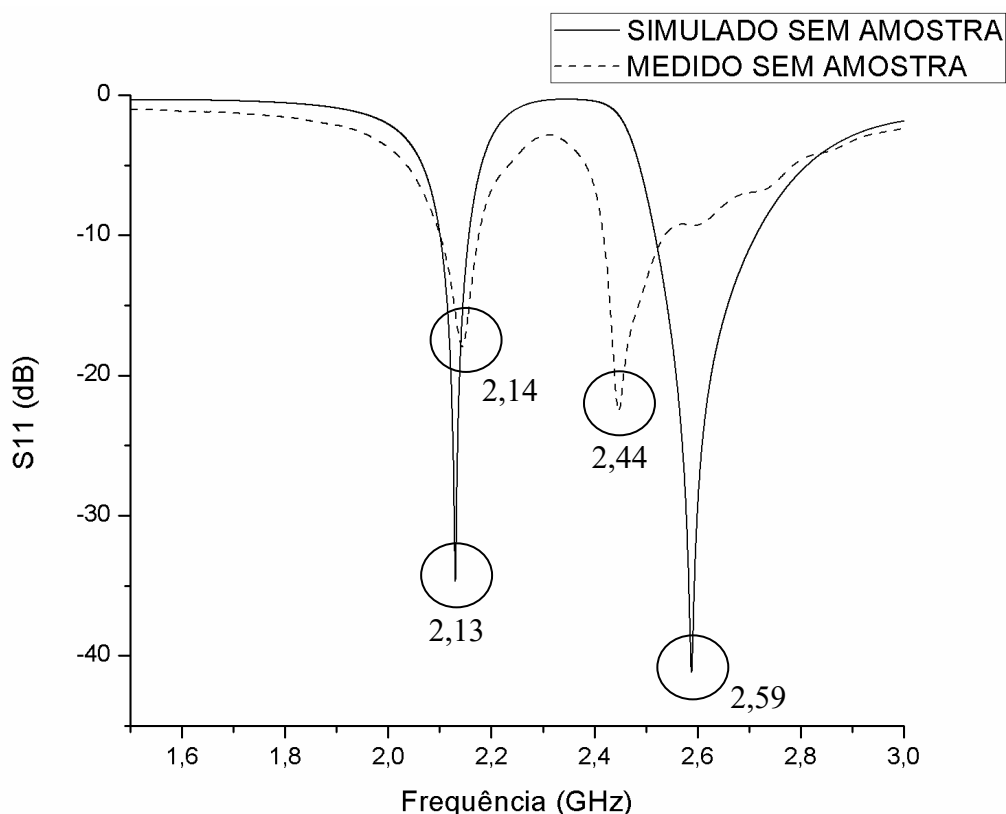


Fonte: Acervo do autor.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SENSOR

Uma vez fabricado o sensor, o passo seguinte foi medir o dispositivo com o analisador supracitado sem amostra e comparar este resultado ao do programa de simulação, com o objetivo de testar a confiabilidade do sistema e concluir que o resultado final será satisfatório. A Figura 35 compara esses resultados.

Figura 35: Comparação entre os resultados medido e simulado.



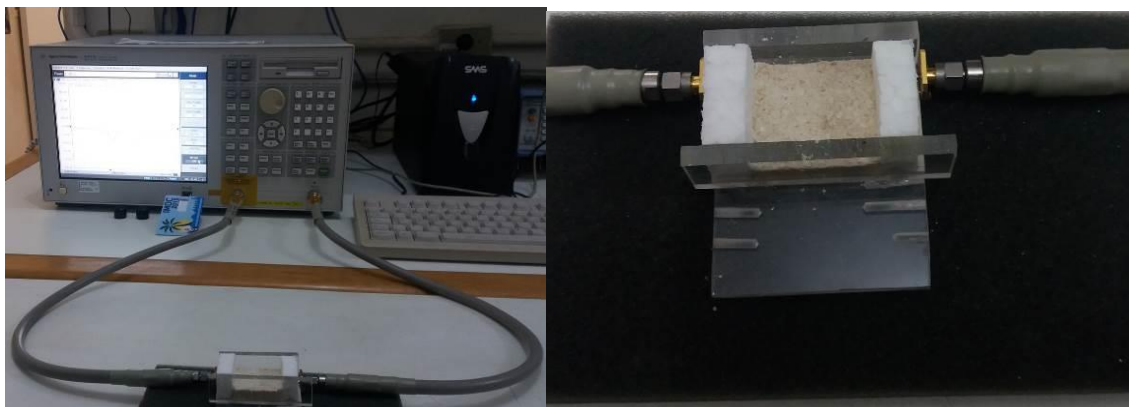
Fonte: Acervo do autor.

O resultado mostra os seguintes valores de ressonância para o dispositivo medido: 2,14 GHz e 2,44 GHz. Ou seja, houve um deslocamento de 10 MHz à direita na primeira ressonância no gráfico do dispositivo medido em relação ao simulado e um deslocamento na segunda ressonância na ordem de 150 MHz à esquerda em relação ao mesmo gráfico. Isto pode estar relacionado ao processo de fabricação, pois quando o cobre é retirado da placa de microfita durante a prototipagem, parte do substrato também é retirado. Isto influencia diretamente na distribuição dos campos. Outra razão para o deslocamento da segunda ressonância se deve a qualidade da solda elétrica do conector SMA, que pode introduzir componentes indutivas e capacitivas nas portas de entrada do sistema. Com isso a relevância na sensibilidade do dispositivo se dará pela primeira frequência de ressonância, cujo resultado é 2,14 GHz, pois é ele que se desloca na medição com as amostras e a faixa de observação nos gráficos se restringirá de 1,8 GHz a 2,3 GHz.

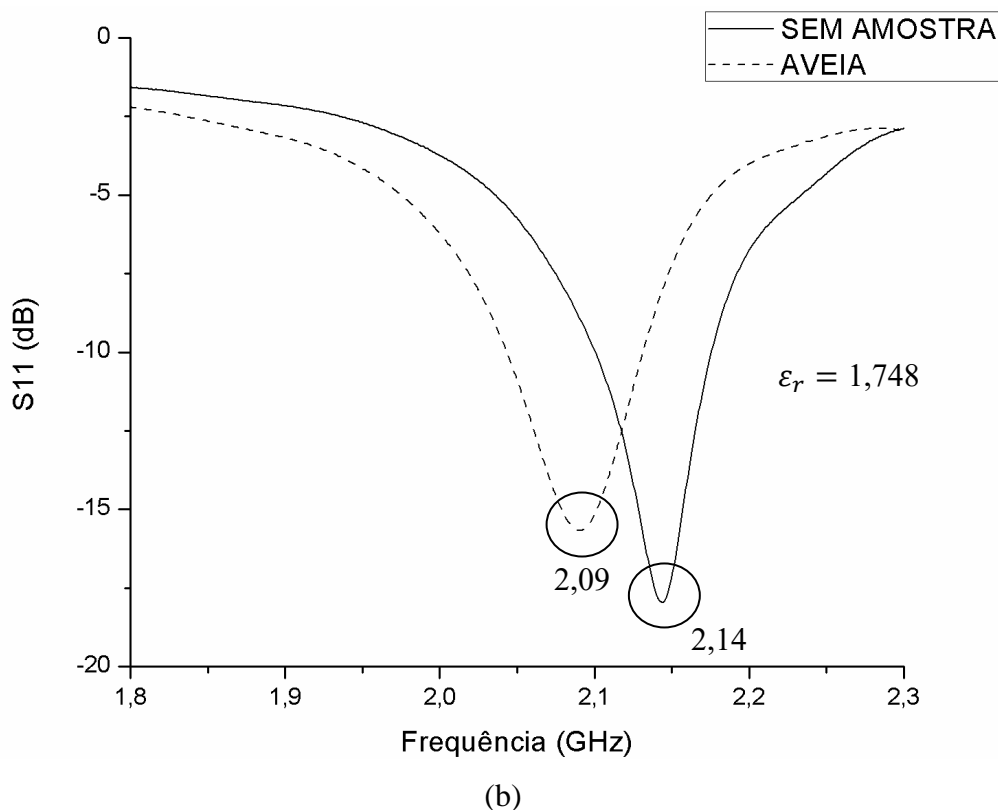
5.4.1 Resultados com amostra de aveia

O primeiro item a ser analisado é a aveia, que consiste em uma mistura de pó e grãos. Uma barreira feita com poliestireno expandido, ou EPS, foi aplicada nas laterais do sensor para que a amostra fique confinada no dispositivo. Vale ressaltar que a interferência da barreira EPS é mínima e será desconsiderada. Mesmo o estado de Pernambuco não produzindo este tipo de grão, ele é de grande relevância para o desenvolvimento deste sensor, pois é necessário que o sensor consiga caracterizar uma variedade de alimentos e assim tornar-se um dispositivo seguro e de resultados confiáveis. A Figura 36(a) mostra a aveia sendo medida no analisador e a Figura 36(b) o resultado da medição comparando com o sensor sem a amostra. A primeira amostra analisada apresentou uma frequência de ressonância de 2,09 GHz, ou seja, houve um deslocamento de 50 MHz em relação a frequência de ressonância do sensor sem a amostra que é de 2,14 GHz.

Figura 36: (a) Processo de medição da aveia. (b) Comparação entre os resultados com e sem a amostra de aveia.



(a)



Fonte: Acervo do autor.

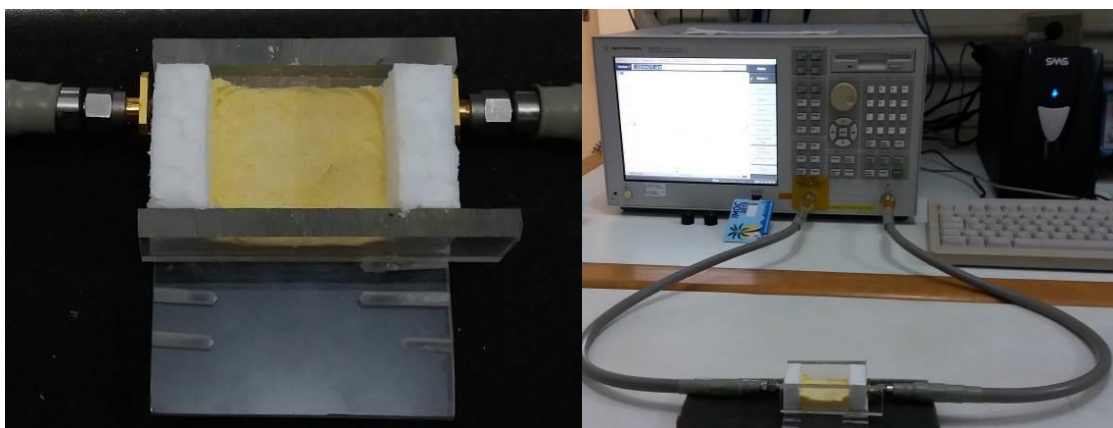
Após a análise do gráfico, o segundo processo a ser feito é a determinação da permissividade da amostra. Para isso é realizado um processo via *CST Microwave Studio* descrito na subseção 2.4.1, que consiste em, a partir do resultado medido, elaborar uma curva de simulação para que o S₁₁ tenha a mesma frequência de ressonância que a medida. Dessa forma o software pode encontrar a permissividade correspondente. Para o caso da amostra de aveia a permissividade foi de $\epsilon_r = 1,748$.

5.4.2 Resultados com as amostras de milho

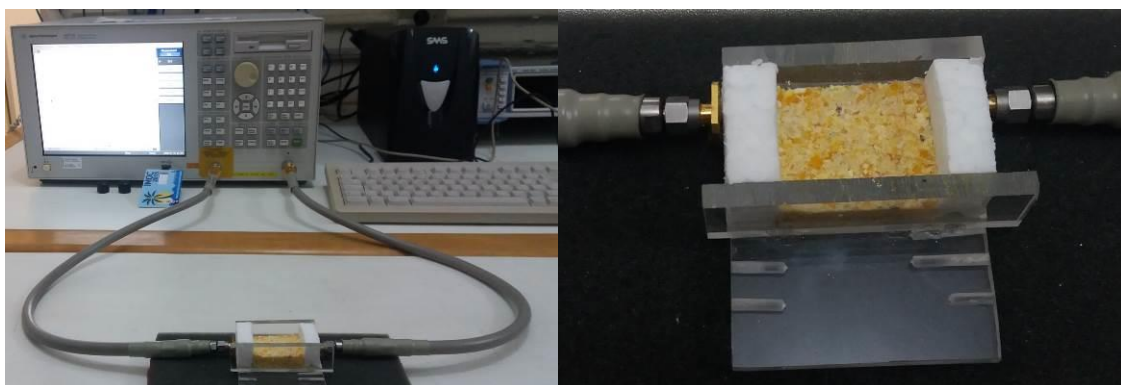
O segundo item a ser analisado foi o milho. Foram analisamos três tipos de milho: o fubá, o amido de milho e o farelo de milho. Este último sendo bastante utilizado para ração animal. Os três possuem uma estrutura física semelhante, sendo o farelo de milho o que possui uma textura granular maior. Novamente foi utilizada uma barreira EPS no dispositivo para o confinamento das amostras. Dentre os grãos a serem medidos, o milho é o de maior importância pela sua relevância econômica. As Figuras 37 (a) e (b) mostram as fotografias com as variedades de milho sendo analisadas, as Figuras 37 (c), (d) e (e) exibem os resultados das medições comparados com o sensor sem amostra e a Figura 5.8

exibe um comparativo das medições de todas as amostras e o sensor sem amostra. Neste caso, houve uma maior sensibilidade do dispositivo ao analisar as variações do milho, gerando um deslocamento de 110 MHz em média e assim a frequência de ressonância do milho ficou em 2,03 GHz, também em média.

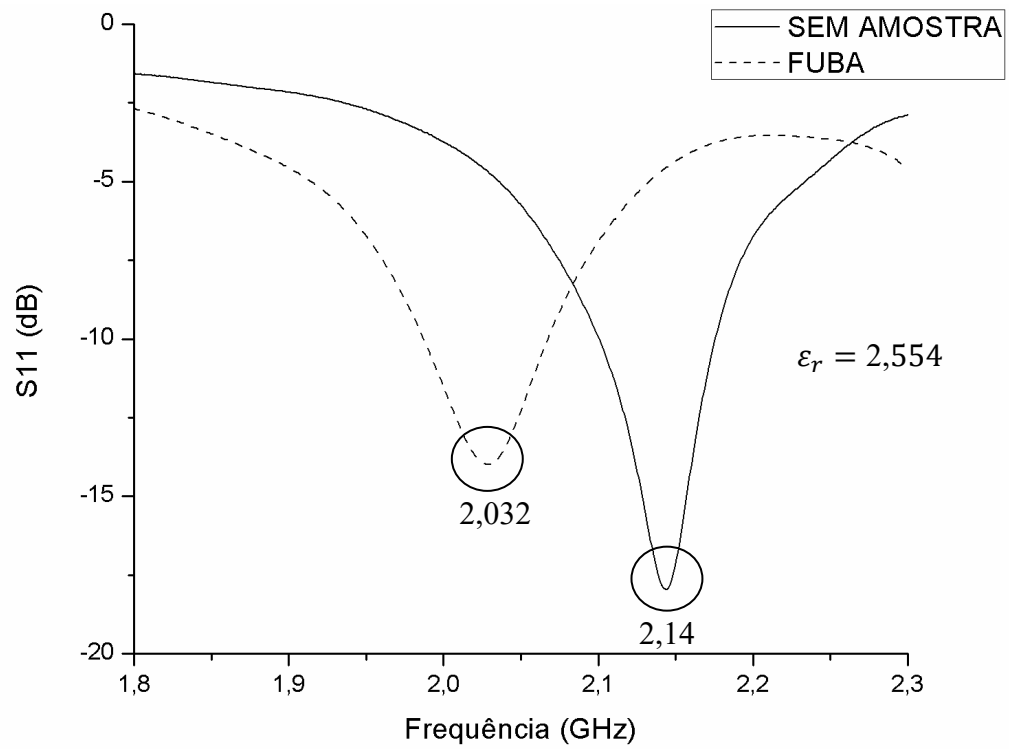
Figura 37: (a) e (b) Processo de medição das amostras de milho. (c), (d) e (e) Comparação entre os resultados com e sem as amostras de milho.



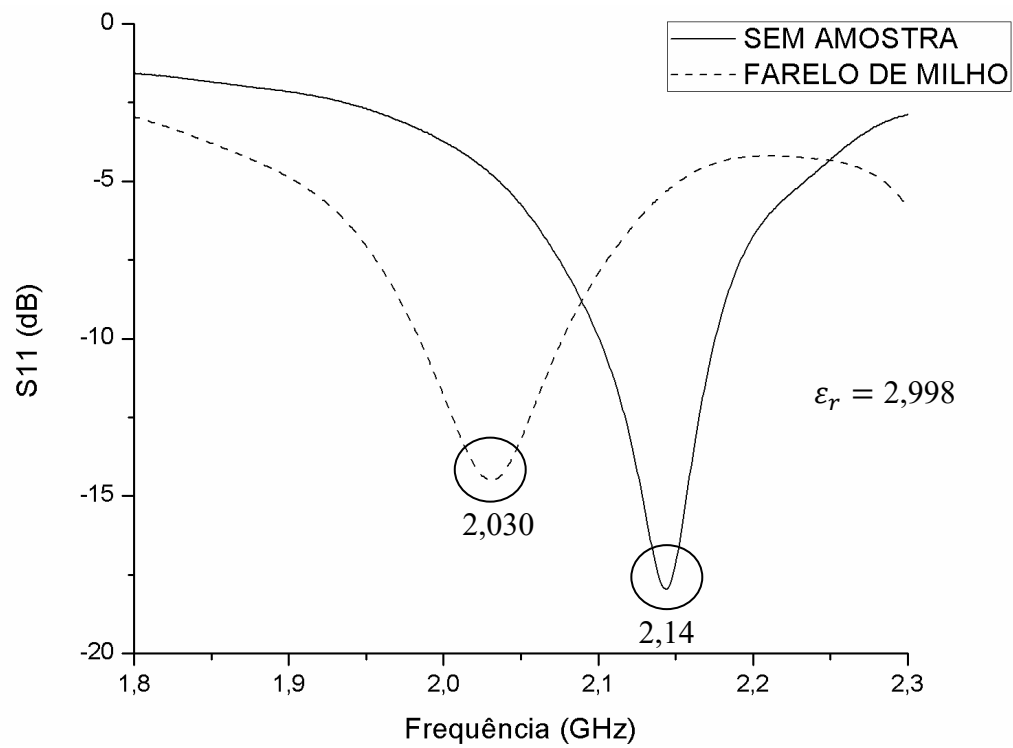
(a)



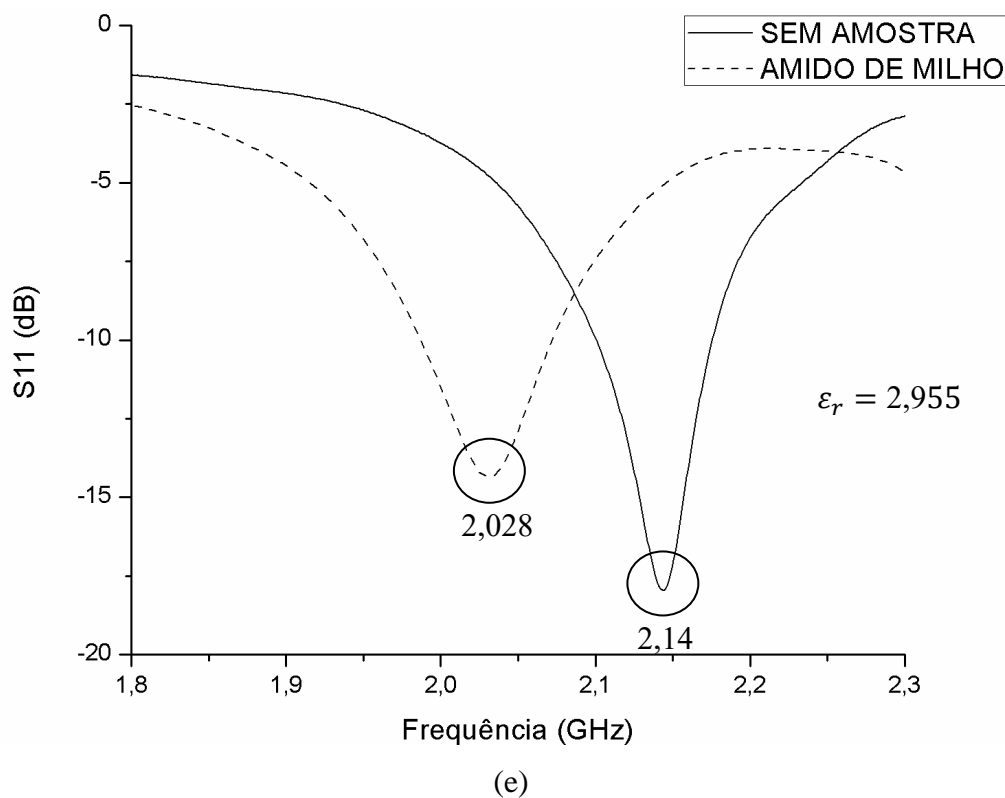
(b)



(c)



(d)



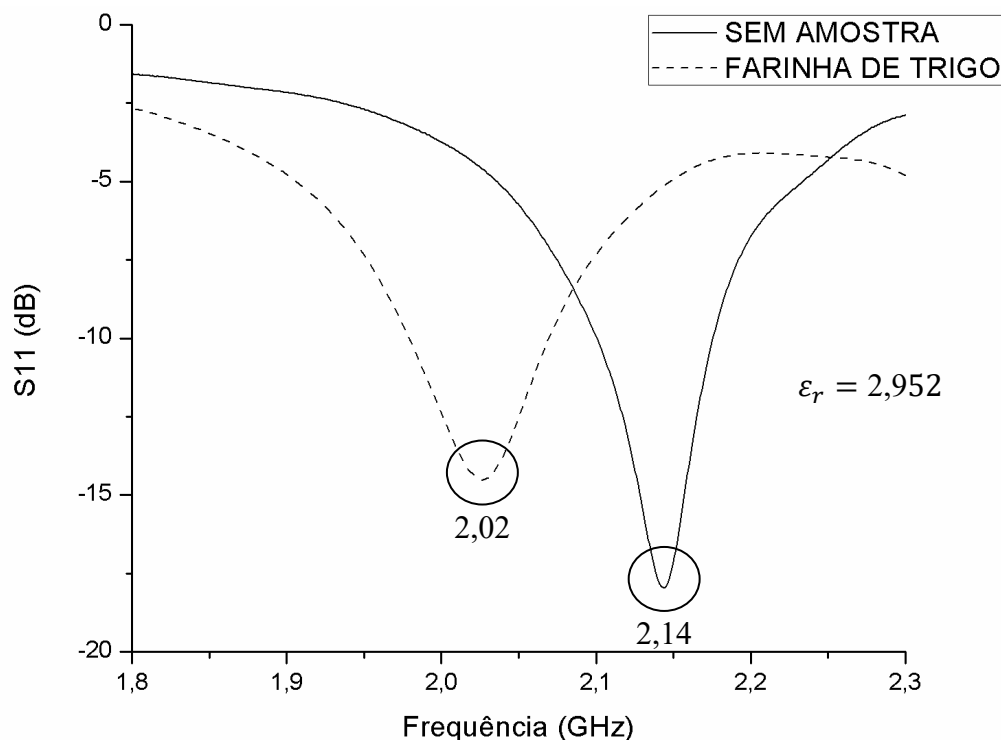
Fonte: Acervo do autor.

Novamente, o segundo processo a ser feito é a determinação da permissividade da amostra, após a análise do gráfico, seguindo o processo do Anexo A. Assim, a permissividade da amostra de farelo de milho foi de $\epsilon_r = 2,998$ para uma frequência de ressonância de 2,030 GHz, a permissividade da amostra de fubá foi de $\epsilon_r = 2,955$ para uma frequência de ressonância de 2,028 GHz e a permissividade da amostra de amido de milho foi de $\epsilon_r = 2,954$ para uma frequência de ressonância de 2,032 GHz.

5.4.3 Resultados com a amostra de Trigo

O terceiro e último grão a ser analisado foi a farinha de trigo. Mais uma vez, uma barreira EPS foi aplicada nas laterais do sensor para que a amostra ficasse confinada no dispositivo. A mesma ideia de relevância da aveia é válida para o trigo, pois mesmo o nosso estado não produzindo o grão, é necessário que o sensor consiga caracterizar uma variedade razoável de alimentos e assim tornar-se um equipamento seguro e de resultados confiáveis. A Figura 38 mostra o resultado da medição comparado com o sensor sem a amostra. Neste caso houve um deslocamento de 120 MHz e assim a frequência de ressonância da farinha de trigo ficou em 2,02 GHz.

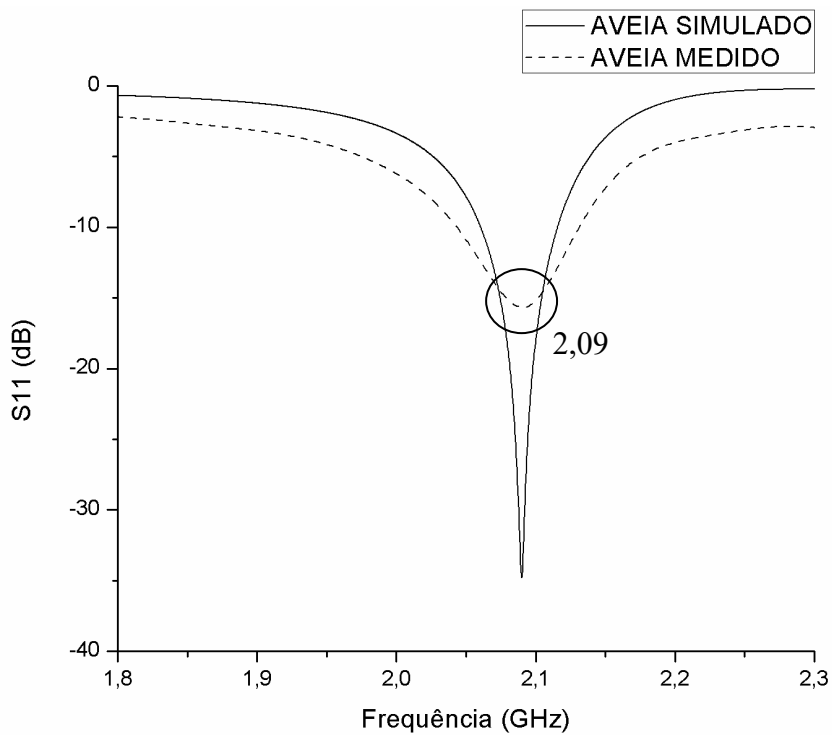
Figura 38: Comparação entre os resultados com e sem a amostra de trigo.



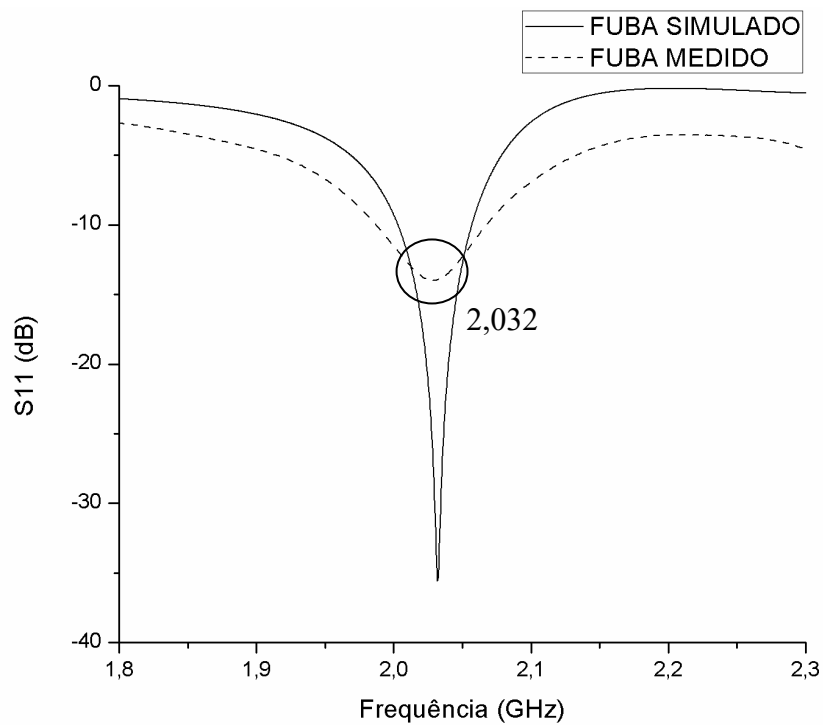
Fonte: Acervo do autor.

Mais uma vez, o segundo processo a ser feito é a determinação da permissividade da amostra, após a análise do gráfico, seguindo o processo do Anexo A. Para este caso, a permissividade da amostra de farinha de trigo foi de $\epsilon_r = 2,952$.

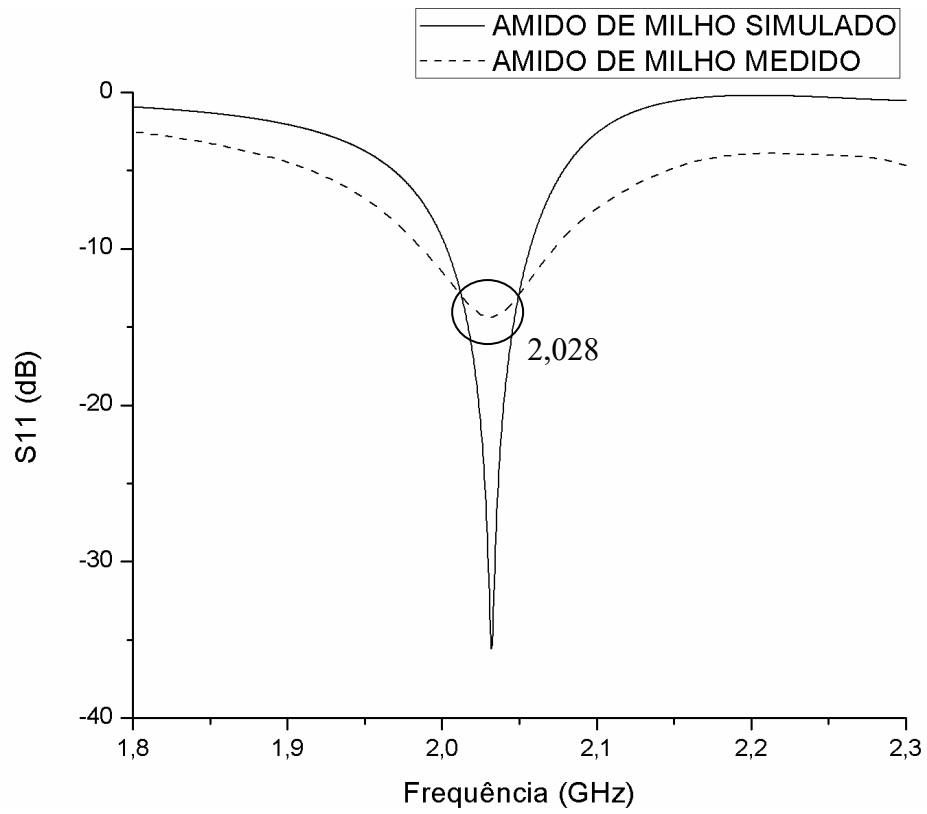
Uma vez determinado a permissividade das amostras, novos gráficos comparativos das mesmas foram levantados relacionando as amostras medidas e as amostras simuladas. Para isso, foi considerado na simulação um bloco de material inserido no interior do sensor, com volume semelhante às amostras inseridas durante a medição e com o valor de permissividade elétrica relativa dada experimentalmente pelo próprio dispositivo para cada uma das delas. O objetivo desta última etapa é criar um modelo computacional-experimental satisfatório de caracterização de grãos e também de certificar o procedimento descrito neste trabalho. As Figuras 39, 40 (a), (b), (c) e 41 mostram os gráficos relacionando a amostra medida e a simulada.

Figura 39: Gráfico relacionando a amostra de aveia medida e simulada.

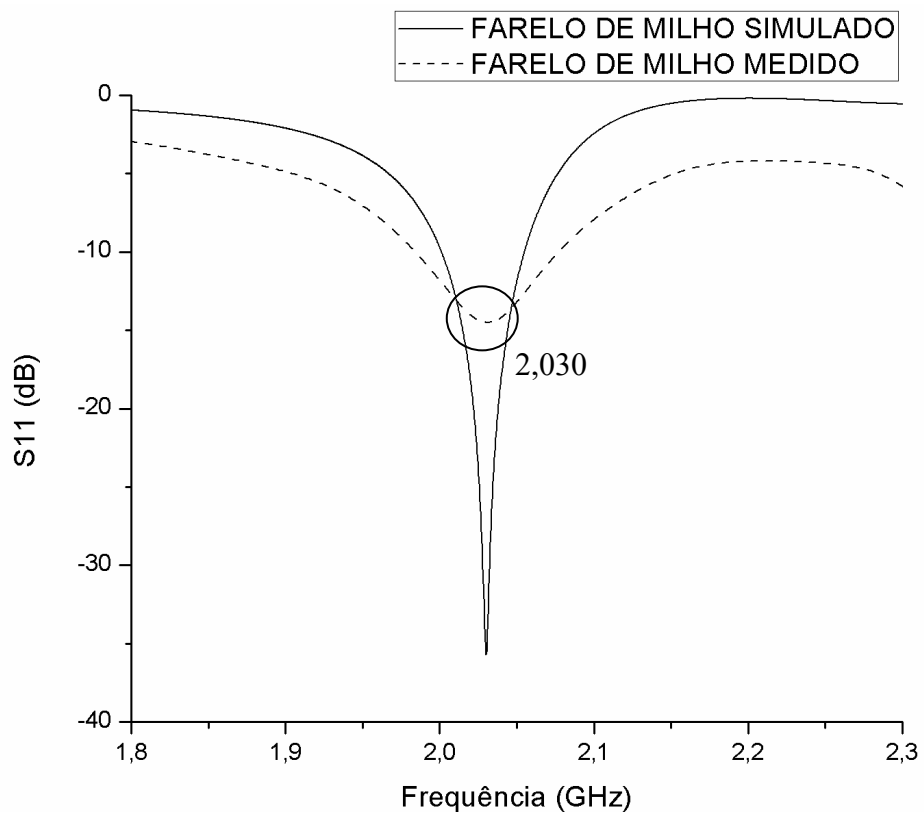
Fonte: Acervo do autor.

Figura 40: (a) (b) e (c) Gráfico relacionando as amostras de milho medida e simulada.

(a)



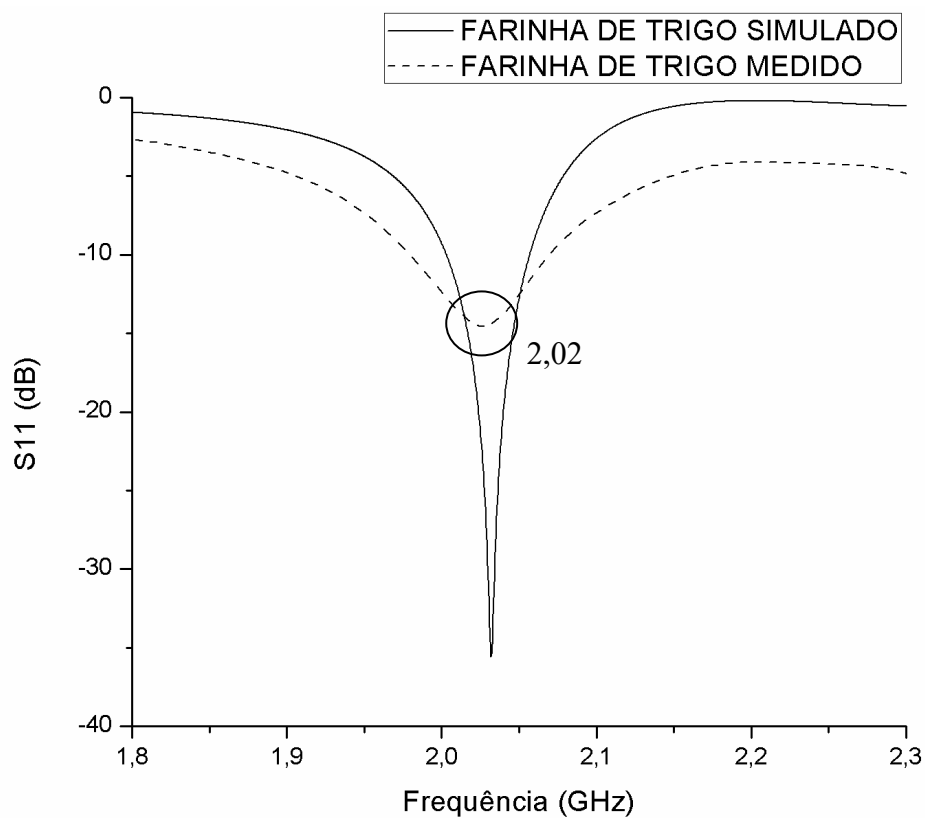
(b)



(c)

Fonte: Acervo do autor.

Figura 41: Gráfico relacionando a amostra de farinha de trigo medida e simulada.



Fonte: Acervo do autor.

Como esperado as curvas das amostras simuladas e medidas pelo sensor coincidiram, tornando este procedimento válido para a caracterização dos grãos abordados nesta dissertação.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sensor de microfita de *loop* retangular para caracterização de grãos, operando em frequências de micro-ondas. A motivação para a elaboração deste projeto; veio devido à carência tecnológica para este modelo de caracterização de grãos, gerando rapidez e precisão se comparado ao modelo padrão de análise de grãos no Brasil. Este último é realizado através de estufa, onde uma amostra é escolhida, mede-se o seu peso antes e depois da amostra ser submetida a uma temperatura de 105° Celsius; durante 24 horas.

O sensor fabricado não somente foi utilizado para medir a sensibilidade das amostras, através das frequências de ressonância de cada uma delas, como também estes resultados serviram para determinar, com a ajuda de *software*, a permissividade elétrica relativa destas amostras, além de criar um modelo válido para este procedimento.

Durante o processo de fabricação, notou-se ainda que era possível reduzir ainda mais o dispositivo sem perda de desempenho, bastando apenas modificar as linhas conectadas aos anéis de $\lambda/2$ para $\lambda/4$. Na prática houve uma redução superior a 30% das dimensões físicas. Além disso o dispositivo foi fabricado, montado e medido no Laboratório de Micro-ondas da UFPE.

Os resultados experimentais do dispositivo fabricado e simulado apresentaram um deslocamento na segunda frequência de ressonância do fabricado em relação ao simulado. Isso pode ter sido ocasionado pela soldagem dos conectores SMA ou ainda pode estar relacionado ao processo de fabricação já que parte do substrato também é retirado junto com o cobre durante este processo.

Apesar do deslocamento encontrado, o sensor tornou-se satisfatório em analisar as amostras, sendo possível determinar a permissividade de, ao todo, cinco amostras.

7 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros algumas ideias podem ser feitas como por exemplo melhorar o desempenho do sensor, modificando a geometria utilizada, com o objetivo de melhorar a sensibilidade e ainda diminuir as dimensões físicas. Além disso, ainda na fase inicial do projeto, numa breve análise do dispositivo com uma amostra de mandioca em pó, mostrou-se muito sensível e ele, provavelmente devido à umidade do material e a sua granulação. Amostras de queijo podem ser bastante interessantes, já que existem leis estaduais que regimentam a fabricação do queijo coalho artesanal produzido em Pernambuco. Com isso, um dispositivo iria caracterizá-lo e complementando a forma de como o queijo artesanal hoje em dia é fabricado.

REFERÊNCIAS

- [1] Secretaria de Agricultura e Abastecimento - Instituto de Economia Agrícola, IEA. [Online]. Disponível em: <http://www.iea.sp.gov.br/out/LerTexto.php?codTexto=12111>.
- [2] G. Companhia Nacional de Abastecimento, CONAB. [Online]. Disponível em: <http://www.conab.gov.br/>.
- [3] Skulski, J., Galwas, B. A.: 'Planar resonator sensor for moisture measurements'. *Microwaves and Radar*, pp. 692-695, 1998.
- [4] Galwas. B. A., Piotrowski. J. K., Skulski. J.: 'Dielectric measurements using a coaxial resonator opened to a waveguide below cut-off'. *IEEE Transactions on Instrumental and Measurement*, pp. 511-514, 1997.
- [5] Galwas. B. A., Piotrowski. J. K., Skulski. J.: 'New type of microwave resonator sensors with waveguide below cut-off'. *Precision Electromagnetic Measurements Digest*, pp. 76-77, 1996.
- [6] Nyfors. E., Vainikainen. P.: 'Industrial microwave sensors'. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. on Digest*, pp. 1009-1012, 1991.
- [7] Fericean. S., Dorneich. A., Droxler. D., Krater. D.: 'Development of a Microwave Proximity Sensor for Industrial Applications'. *IEEE Sensors Journal*, pp. 870-876, 2009.
- [8] Fericean. S., Dorneich. A., Droxler. D., Krater. D.: 'Development of a Microwave Proximity Sensor for Industrial Applications'. *IEEE Sensors*, 2008, pp. 1402-1405.
- [9] Khalid. K., Ghretli. M. M., Abbas. Z., Grozescu. I. V.: 'Development of Planar Microwave Moisture Sensors for Hevea Rubber Latex and Oil Palm Fruits'. *2006 International RF and Microwave Conference*, pp. 10-15, 2006.
- [10] Jafari. F., Khalid. K., Yusoff. W. M. D. M., Hassan. J.: 'Development and Design of Microstrip Moisture Sensor for Rice Grain'. *2006 International RF and Microwave Conference*, pp. 258-261, 2006.
- [11] Joshi. K. K., Abegaonkar. M., Karekar. R. N., Aiyer. R. C.: 'Microstrip ring resonator as a moisture sensor for wheat grains'. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. on Digest*, pp. 1679-1682, 1997.
- [12] Yeow. Y. K., Jalani. S. N. A., Abbas. Z., Ling. Y. L.: 'Application of bandpass filter as a sensor for rice characterization'. *2010 Int. Conf. on Comp. Applications and Ind. Electronics (ICCAIE)*, pp. 570-573, 2010.
- [13] M. Kent.: 'The Use of Strip-Line ConFigurations in Microwave Moisture Measurement'. *Journal of Microwave Power*, **7**, (3), pp. 185-193, 1972.
- [14] Chun. Y., Hong. J.: 'Electronically ReconFigurable Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonator Filter'. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **18**, (7), pp. 449-451, 2008.
- [15] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4^a ed., John Wiley & Sons, 2011.

- [16] A. L. Bezerra, *Aplicação de Filtros planares de Micro-ondas com Ressonadores de Malha Aberta e Stubs Internos em Duplexadores*, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2006.
- [17] Hong, J., e Lancaster, M.J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 1ª ed., John Wiley & Sons, 2001.
- [18] Gopinath A., “Maximum Q-factor of microstrip resonators,” *IEEE Trans., MTT-29*, pp 128–131, 1981.
- [19] S. R. Oliveira de Souza, *Modelamento de Dispositivos de Micro-ondas Utilizando Algoritmos Genéticos*, Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2011.
- [20] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters”, *IEEE Trans., MTT-44*, p-p 2099–2109, 1996.
- [21] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters”, *IEEE Trans., MTT-45*, 2358–2665, 1997.
- [22] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters”, *IEEE Trans., MTT-46*, 118–122, 1998.
- [23] G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA. 427-434, 1980.
- [25] Franklin F. kuo, *Network Analysis Synthesis*, 2ª ed., John Wiley & Sons, 1966.
- [26] Edwards T. C., *Foundations for Microstrip Circuit Design*. 2 Ed. Chichester UK: Wiley, 1992.
- [27] Atlas do Investidor. [Online]. Available: <http://www.atlasdoinvestidor.pe.gov.br/web/addiper/home>
- [28] Gupta K.C., Ramesh G., Bahl I.J. e Bhartia P., *Microstrip lines and Slotline*, 2 Ed, Boston: Artech House, 1996.
- [29] I. Wolff, N. Knoppink.: “Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines”. *Electronics Letters*, 7, p-p 779–781, 1971.
- [30] J.-S. Hong, M. J. Lancaster.: “Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators”. *Electronics Letters*, 7, p-p 891–892, 1995.
- [31] J.-S. Hong, M. J. Lancaster.: “Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator”. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 5, p-p 371–372, 1995.
- [32] R. R. Monsour, B. Jolley, Shen Ye, F. S. Thomoson, V. Dokas.: “On the power handling capability of high temperature superconductive filters”. *IEEE Trans., MTT-44*, p-p 1322–1338, 1996.
- [33] R. Corporation, 10 01 2017. [Online]. Disponível em: <https://www.rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010.pdf>.

- [34] Filtro de Cauer ou Elíptico. [Online]. Disponível em:
https://pt.wikipedia.org/wiki/Filtro_el%C3%ADptico

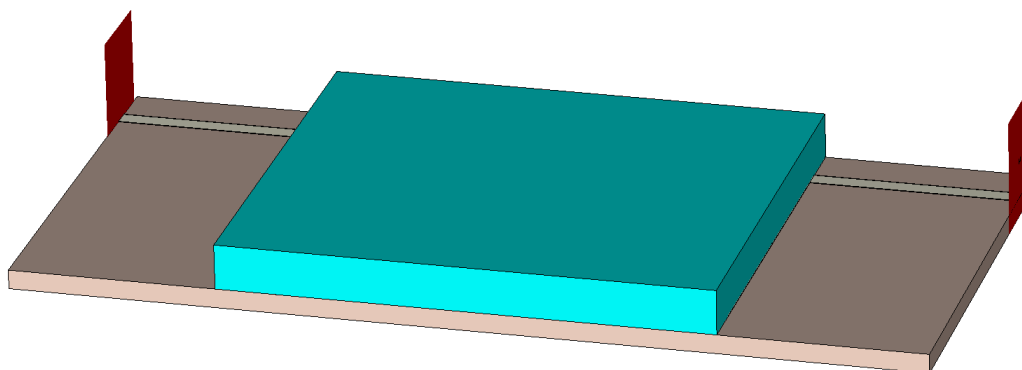
ANEXO

Procedimento para a determinação da permissividade elétrica relativa através do *software CST Microwave Studio*, a partir do parâmetro S_{11} obtido em um analisador de redes vetorial:

O sensor apresenta uma determinada frequência de ressonância f_0 . Quando uma amostra é introduzida ao sensor, a frequência de ressonância do sensor é deslocada. Através das medições, sabe-se a frequência de ressonância final para cada amostra. Pode-se configurar a simulação para que S_{11} tenha a mesma frequência de ressonância daquela medida. Dessa forma o software pode encontrar a permissividade correspondente. A seguir são apresentados os passos para essa configuração:

- 1-** Desenhar a amostra no sensor com as mesmas dimensões da medição como mostrado na Figura 1;

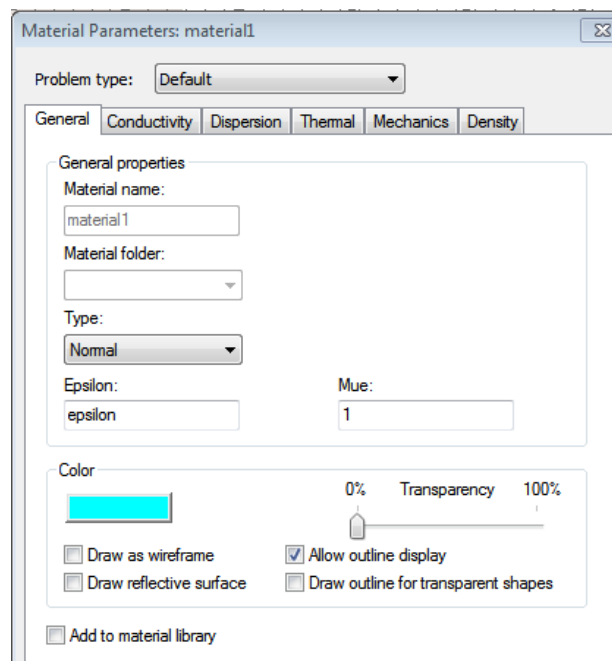
Figura 1 Modelamento do sensor – amostra



Fonte: Acervo do autor.

- 2- Ao modelar a amostra, escolher novo material e definir a permissividade como parâmetro, mostrado na Figura 2;

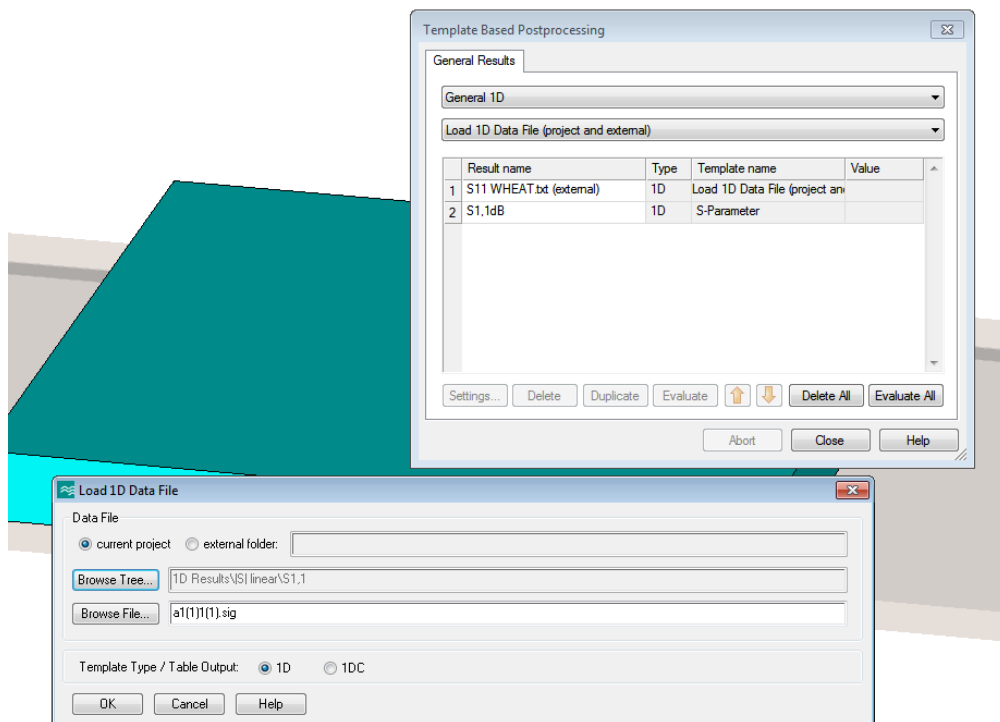
Figura 2 Permissividade como parâmetro “épsilon”.



Fonte: Acervo do autor.

- 3- Clicar no menu *Postprocessing*, escolher ítem *General 1D* e *Load 1D Data File* para inserir os pontos S_{11} da medição, Figura 3;

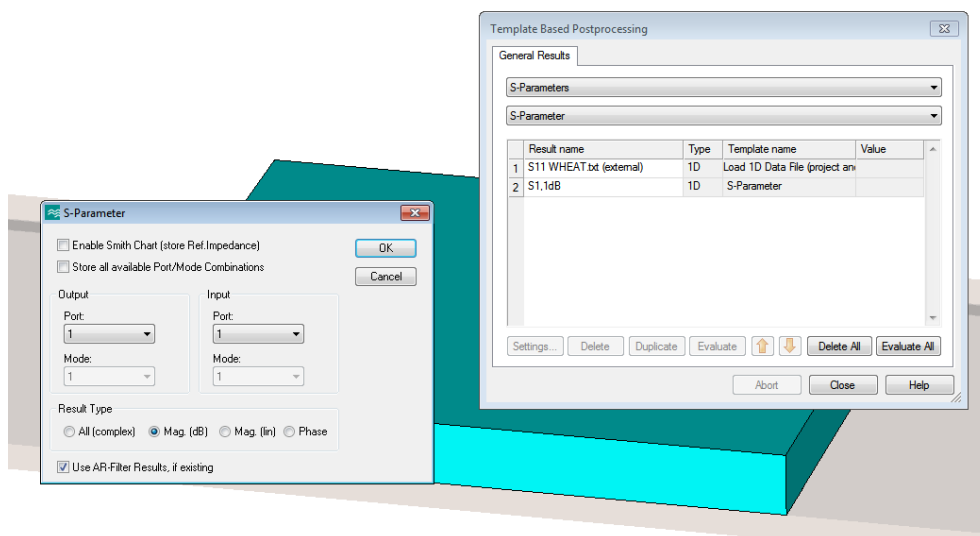
Figura 3 *Upload* dos dados de medição.



Fonte: Acervo do autor.

- 4- Clicar no menu *Postprocessing*, escolher ítem *S-Parameters* e *S-Parameter* para definir o parâmetro S a ser analisado, Figura 4;

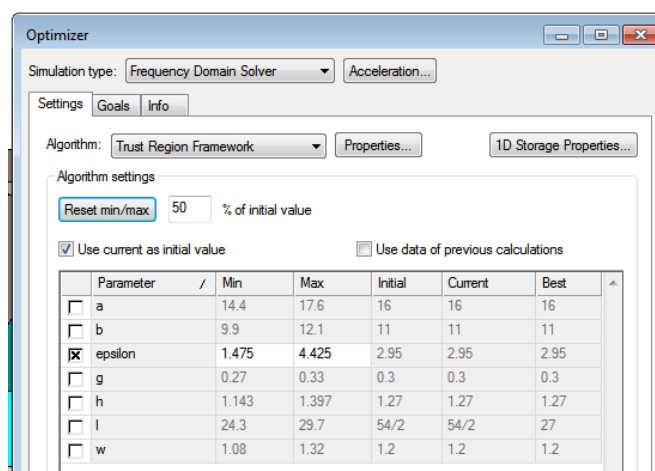
Figura 4 Definição dos parâmetros S a ser analisado.



Fonte: Acervo do autor.

- 5- Clicar no sub-menu *Optimizer* e selecionar o parâmetro de permissividade *epsilon*. Na mesma janela, definir a porcentagem de variação da permissividade, mostrada na Figura 5;

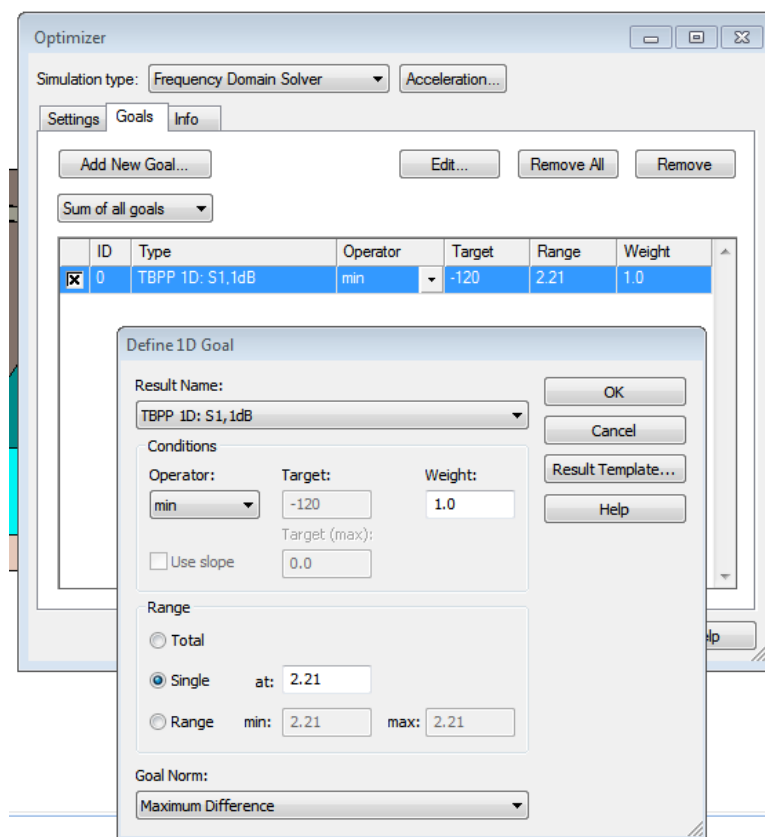
Figura 5 Janela de otimização para definir o parâmetro da permissividade.



Fonte: Acervo do autor.

- 6- Na mesma janela de otimização, clicar na aba *Goals* para definir o objetivo a ser alcançado: minimizar o S_{11} dB na frequência de ressonância da medição, mostrado na Figura 6.

Figura 6 Definição da frequência de ressonância a ser alcançada.



Fonte: Acervo do autor.

LISTA DE PUBLICAÇÃO

E. M. F. de Oliveira, M. S. Coutinho, T. L. Pedrosa, M. T. de Melo e I. Llamas-Garro, *A Novel Method for Frequency Discriminators Construction based on Balanced Gray Code*, URSI Asia-Pacific Radio Science Conference, 2016.