

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

**INTERFERÔMETRO E SENSOR MULTIBANDA BASEADOS NA CURVA
FRACTAL DE HILBERT**

CRISLANE PRISCILA DO NASCIMENTO SILVA

Recife

2020

CRISLANE PRISCILA DO NASCIMENTO SILVA

**INTERFERÔMETRO E SENSOR MULTIBANDA BASEADOS NA CURVA
FRACTAL DE HILBERT**

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

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Dr. Prof. Marcos Tavares de Melo

Recife

2020

Catálogo na fonte
Bibliotecário Gabriel Luz, CRB-4 / 2222

S586i Silva, Crislane Priscila do Nascimento.
Interferômetro e sensor multibanda baseados na curva fractal de Hilbert /
Crislane Priscila do Nascimento Silva – Recife, 2020.
86 f.: figs., tabs., abrev.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.
Inclui referências e apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Dispositivos de micro-ondas. 3. Fractal de
Hilbert. 4. Miniaturização. 5. Detecção de Frequência. 6. Sensor multibanda. 7.
Caracterização dielétrica. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG / 2021 - 121

CRISLANE PRISCILA DO NASCIMENTO SILVA

INTEFERÔMETRO E SENSOR MULTIBANDA BASEADOS NA CURVA FRACTAL
DE HILBERT

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 17/12/2020

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Evandro Conforti (Examinador Externo)
Universidade Estadual de Campinas

Prof. Dr. João Crisóstomo Wely Albuquerque Costa (Examinador Externo)
Universidade Federal do Pará

Prof. Adaildo Gomes D'Assunção (Examinador Externo)
Universidade Federal do Rio Grande do Norte

Prof. Dr. Ignácio Llamas Garro (Examinador Externo)
Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya - CTTC/Espanha

AGRADECIMENTOS

À 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 Marcionilo pela compreensão, amor, dedicação e companheirismo.

Ao professor Marcos Tavares pela orientação e apoio numa parceria que vem desde da iniciação científica e me abriu muitas oportunidades profissionais. Além das críticas, sugestões e paciência em todos os momentos para melhorar meu trabalho acadêmico.

Ao professor Ignácio pelas valiosas sugestões e discussão para esse trabalho assim como a presteza para ajudar sempre. Agradeço também ao tempo dedicado no estágio realizado no CTTC em 2019.

A equipe do Laboratório de Micro-ondas que criou um ambiente harmonioso e de mútua cooperação. Um agradecimento especial a Giordano Pinheiro que me ajudou com as simulações do primeiro dispositivo, a Manuele Regina pela ideia de usar a estrutura fractal como ressonador e a Marcelo Coutinho por me ajudar com as medidas do sensor. Trabalhar com vocês foi um privilégio.

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

RESUMO

A geometria fractal vem sendo amplamente estudada e aplicada nos projetos de dispositivos planares de micro-ondas. Devido as suas propriedades de autossimilaridade e autopreenchimento, elas são aplicadas no projeto de filtros, de superfícies seletivas em frequências, de antenas, etc, principalmente para se obter a miniaturização de suas estruturas e melhora de suas respostas em frequência. Nesse sentido, esta Tese propõe usar a curva fractal de Hilbert para miniaturização de dois dispositivos de micro-ondas. O primeiro é um interferômetro planar reconfigurável em que a linha de atraso é baseada na segunda interação da curva fractal de Hilbert. Diodos PINs são usados para chavear entre os estados ou linhas de atrasos. A reconfiguração da curva fractal de Hilbert aliada ao conceito da fractalidade, possibilita o projeto de interferômetros mais compactos. Resultados de simulação e medição são aqui apresentados para um interferômetro de 3 bits que opera entre 2,7 a 4,5 GHz. O segundo dispositivo consiste em um sensor multibanda fractal utilizando a quarta iteração da curva fractal de Hilbert que é utilizada para se obter um ressoador compacto. No projeto, os resultados de simulação e medição são apresentados e eles estão em boa concordância. O sensor apresenta cinco frequências de ressonâncias: 0,59, 1,73, 2,84, 3,88 e 4,92 GHz. Curvas de calibração foram levantadas com substratos de permissividades conhecidas e elas tiveram alto grau linear. Os resultados mostram que é possível utilizar o sensor para caracterizar permissividade real de substratos com baixas perdas em cinco frequências diferentes.

Palavras-chave: Dispositivos de micro-ondas. Fractal de Hilbert. Miniaturização. Detecção de frequência. Sensor multibanda. Caracterização dielétrica.

ABSTRACT

Fractal geometry has been widely studied and applied microwave planar devices design. Due to their properties of self-similarity and self-filling, they are applied for filters, selective surfaces in frequencies, antennas, etc., mainly to obtain the miniaturization of their structures and improvement of their frequency responses. In this sense, this Thesis project proposes to use Hilbert's fractal curve for miniaturization of two microwave devices. The first one is a reconfigurable planar interferometer in which the delay line is based on the second interaction of the Hilbert fractal curve. PIN diodes are used to switch between states or delay lines. The reconfiguration of Hilbert's fractal curve, which has the property of self-filling space, allows the design of more compact interferometers. Simulation and experimental results are presented here for a 3-bit interferometer that operates between 2.7 to 4.5 GHz. The second device consists of a multi-band fractal sensor using the fourth iteration of the Hilbert fractal curve that is used to obtain a compact resonator. The design, simulation and measurement results are here presented and they are in good agreement. The sensor has five resonant frequencies: 0.59, 1.73, 2.84, 3.88 and 4.92 GHz. Calibration curves were plotted using substrates of known permittiveness. The calibration curves presented have a highly linear degree. The results show that it is possible to use the sensor to characterize real permittiveness of substrates with low losses at five different frequencies.

Keywords: Microwave devices. Hilbert fractal. Miniaturization. Frequency Measurement. Multiband sensor. Dielectric characterization.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 -	(a) Modelamento de uma linha de transmissão. (b) Modelamento de um trecho infinitesimal (Δz) de uma linha de transmissão.....	18
Figura 2 -	Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L	21
Figura 3 -	Circuito de um transformador de impedância de uma seção.	21
Figura 4 -	Linha de transmissão em microfita.....	23
Figura 5 -	(a) Circuito RLC em paralelo (b) resposta em frequência de um circuito RLC em paralelo.....	25
Figura 6 -	Exemplos de ressoadores em microfita: (a) e (b) ressoador com elementos quase concentrados (c) ressoador em anel, (d) trecho de linha de transmissão em aberto (e) trecho de linha de transmissão em curto e (f) um trecho de linha de transmissão conectado a uma carga....	28
Figura 7 -	Divisor de Wilkinson em linha de transmissão de microfita. Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e λ é o comprimento de onda guiada.....	29
Figura 8 -	(a) Etapa 1 e (b) Etapa 2 da construção do Fractal de Hilbert.....	32
Figura 9 -	As seis primeiras iterações do Fractal de Hilbert.....	32
Figura 10 -	Curvas de saída característica dos interferômetros (I), dos filtros (F) e da saída digital (B).....	36
Figura 11 -	Diagrama de blocos de um discriminador digital de frequência com 3 bits.....	38
Figura 12 -	Diagrama de blocos de um interferômetro usado em um sistema IFM.	38
Figura 13 -	Divisor de Wilkinson modificado.....	41
Figura 14 -	Esquema do divisor projetado em microfita.....	42
Figura 15 -	Resultados de simulação do divisor de Wilkinson modificado.....	43
Figura 16 -	(a) RFM proposto. F_n : linhas de alimentação; D_n : diodos; C_n : capacitores; R : resistores. (b) As linhas de atraso para os três diferentes estados do RFM.....	44
Figura 17 -	Curvas características do diodo (a) diretamente e (b) reversamente polarizado de acordo com os dados do <i>datasheet</i> e com os dados obtidos do modelo RLC.....	46

Figura 18 -	O RFM proposto fabricado e montando.....	47
Figura 19 -	Resultados simulados (linha sólida) e medidos (linha tracejada) da magnitude de S21 para cada estado do RFM: a) Estado 1 (l_1 selecionada), b) Estado 2 (l_2 selecionada), c) Estado 3 (l_3 selecionada).	49
Figura 20 -	Permissividade complexa da água pura em função da frequência e temperatura. Linhas sólidas representa a parte real da permissividades e as tracejadas, a parte imaginária.....	51
Figura 21 -	Método de medição de permissividade utilizando parâmetros de transmissão e reflexão com uma amostra inserida em um guia de onda.....	52
Figura 22 -	Método de medição de permissividade utilizando uma probe coaxial em aberto.....	53
Figura 23 -	Método de medição de permissividade no espaço livre.....	53
Figura 24 -	Método ressonante utilizando (a) uma cavidade e (b) um ressoador planar como sensor.....	54
Figura 25 -	(a) Modelo simplificado de um sensor com ressoador em micro-ondas, (b) Modelo equivalente do sensor com a amostra.....	56
Figura 26 -	Sensor proposto com a quarta iteração da curva fractal de Hilbert.	58
Figura 27 -	Modelo discreto do sensor fractal para a primeira frequência de ressonância usando o <i>CST Studio Suite</i> . $R = 18 \text{ k}\Omega$, $C = 1,74538 \text{ pF}$ e $L = 44,885 \text{ nH}$	59
Figura 28 -	Resultados de simulação do modelo discreto simplificado para a primeira frequência de ressonância.....	59
Figura 29 -	Resultados de simulação do sensor fractal variando o lado do ressoador (l).....	61
Figura 30 -	Configuração para a simulação do sensor com uma amostra de altura h e permissividade real ϵ_r	62
Figura 31 -	Resultados das simulações para as variações das espessura do substrato com (a) $\epsilon_r = 2,2$, (b) $\epsilon_r = 6$ e (c) $\epsilon_r = 10,2$	63
Figura 32 -	Resultados de simulação do sensor para amostra com permissividades relativas entre 2,2 e 10,2.....	64

Figura 33 -	Relação entre as permissividades relativas das amostras para as cinco frequências de ressonância do sensor obtidos por meio de simulação.	65
Figura 34 -	Resultados de simulação das cinco frequências de ressonâncias do sensor para amostras com permissividades relativa entre 1 e 100.....	66
Figura 35 -	Fotografia do sensor fractal fabricado e conectado aos cabos do analisador de redes.....	67
Figura 36 -	Configuração experimental para a medição do sensor fractal.....	67
Figura 37 -	Resultados de simulação e medição do sensor fractal proposto sem amostra.....	68
Figura 38 -	Resultados de medição do sensor sem amostra e com as amostras apresentadas na Tabela 8.....	70
Figura 39 -	Curvas de calibração para as cinco frequências de ressonâncias do sensor obtidas por meio de um ajuste linear da medições do sensor sem amostra e com os substratos AD1000, FR-4 e RO6002.....	71

LISTAS DE TABELAS

Tabela 1 -	Comprimento das curvas do fractal de Hilbert para as oito primeiras iterações.....	31
Tabela 2 -	Polarização dos diodos e fontes de tensão aplicada às linhas de alimentação para se obter essas polarizações.....	45
Tabela 3 -	Características das linhas de atraso do RFM.....	47
Tabela 4 -	Palavras binárias fornecidas pelos resultados medidos e simulados do RFM.....	48
Tabela 5 -	Comparação entre as frequências de ressonâncias simuladas e calculadas.....	61
Tabela 6 -	Características das frequências de ressonâncias do sensor proposto obtidas por meio de simulação para $l = 20$ mm.....	62
Tabela 7 -	Características das frequências de ressonâncias do sensor proposto obtidas por meio dos resultados medidos.....	68
Tabela 8 -	Características dos substratos utilizados nas medições do sensor fractal.....	70
Tabela 9 -	Resultados do cálculo da permissividade das amostras com o Método 2 com as curvas de calibração para as cinco frequências de ressonância do sensor obtidas por meio de ajuste linear.....	71
Tabela 10 -	Comparação de sensores para caracterização dielétrica presentes na literatura.....	73

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>AD</i>	<i>Conversor Analógico-digital</i>
<i>EW</i>	<i>Electronic Warfare (Guerra Eletrônica)</i>
<i>IFM</i>	<i>Instantaneous Frequency Measurement (Medição Instantânea de Frequência)</i>
<i>SIF</i>	<i>Sistema de indentificação de frequência</i>
<i>RFM</i>	<i>Reconfigurable Frequency Measurement (Medição de Frequência Reconfigurável)</i>
<i>TEM</i>	<i>Transverse Electromagnetic (Transversal Eletromagnético)</i>
<i>TE</i>	<i>Tranverse Electric (Transversal Elétrico)</i>
<i>TM</i>	<i>Tranverse Magnetic (Transversal Magnético)</i>
<i>RF</i>	<i>Rádio Frequência</i>
<i>CW</i>	<i>Continuos Wave (Onda Contínua)</i>
<i>EM</i>	<i>Eletromagnético</i>
<i>TTL</i>	<i>Transistor–transistor logic (Lógica transistor-transistor)</i>
<i>VNA</i>	<i>Vector Network Analyzer (Analisador de redes vetorial)</i>
<i>SMD</i>	<i>Surface Mounting Device (Componente Para Montagem em Superfície)</i>
<i>TRL</i>	<i>Calibração usando os padrões Thru, Reflect e Line</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ	Permissividade elétrica em determinado meio
ϵ_r	Constante dielétrica
ϵ_{reff}	Constante dielétrica 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 no qual a constante dielétrica é ϵ_{reff}
μ	Permeabilidade magnética em determinado meio
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
τ_f	Atraso de propagação de uma onda em microfita
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
β	Constante de propagação de uma linha de transmissão sem perdas

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	17
2.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO	17
2.2	TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA DE UM QUARTO DE ONDA ($\lambda/4$).....	21
2.3	LINHA DE MICROFITA	22
2.4	RESSOADORES EM MICROFITA.....	24
2.5	DIVISOR DE WILKINSON	28
2.6	PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO EM UMA REDE DE MICRO-ONDAS	29
2.7	GEOMETRIA FRACTAL DE HILBERT	30
3	INTERFERÔMETRO FRACTAL RECONFIGURÁVEL.....	33
3.1	SISTEMA DE MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIAS	33
3.2	ARQUITETURA DE UM DISCRIMINADOR DIGITAL DE FREQUÊNCIAS SIMPLES	36
3.3	IMPLEMENTAÇÃO DE DISCRIMINADORES COM INTERFERÔMETROS	38
3.4	PROJETO DO INTERFERÔMETRO	41
3.4.1	Projeto do divisor de Wilkinson modificado	41
3.4.2	Projeto dos interferômetros com as linhas de atraso baseadas na curva de Hilbert	43
3.4.3	Resultados e discussões	45
4	SENSOR MULTIBANDA UTILIZANDO A CURVA FRACTAL	50
4.1	SENSORES DE MICRO-ONDAS.....	50
4.2	MÉTODO DA PERTUBAÇÃO.....	55
4.3	PROJETO DO SENSOR MULTIBANDA	56
4.3.1	Projeto do sensor fractal.....	57
4.3.2	Resultados de simulação do sensor fractal de Hilbert.....	60
4.3.3	Resultados de medição e discussões	66
4.3.4	Método para medir a permissividade real.....	68
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	74
	REFERÊNCIAS	76
	APENDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA DURANTE O DOUTORADO	81

1 INTRODUÇÃO

A geometria fractal vem sendo amplamente estudada e aplicada aos projetos de dispositivos planares de micro-ondas. As principais propriedades que caracterizam os fractais são a *autossemelhança* e a *complexidade geométrica*. Uma geometria é dita fractal quando as partes que a compõe se assemelham ao todo, ou seja, à medida que se aumenta ou se diminui a escala de visualização, a sua forma não é alterada, se mantendo idêntica ou muito similar à original. E pelo seu intrincamento, quando as iterações que geram o fractal vão aumentando, tendendo ao infinito, a sua complexidade geométrica também aumenta. Algumas geometrias fractais como a curva fractal de Peano, Moore e Hilbert, também possuem a característica de autopreenchimento, onde, à medida que as iterações aumentam, a curva vai preenchendo o espaço, mas permanecendo confinada em uma região limitada.

Devido a essas características geométricas, as curvas fractais vem sendo recentemente empregadas no projeto de filtros [1], [2], [3], [4], de superfícies seletivas em frequências (FSS) [5], [6], de antenas [7], [8], [9], [10], [11], [12] e *DGS* (*Defected Ground Structure* – plano de terra com “defeito”) [13], principalmente para se obter a miniaturização de suas estruturas e melhora de suas respostas em frequência.

Em [1], por exemplo, um filtro utilizando a geometria fractal de Minkowski é proposto. Ele apresentou uma redução de 70% do seu tamanho, assim como a supressão de harmônicos. A geometria de Minkowski também é utilizada em [5] para o projeto de uma FSS multicamadas que tem dimensões reduzidas com uma periodicidade de $0,2\lambda_0$ e espessura de $0,173\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre referente a frequência central da FSS. Essa FSS também apresentou um aumento em sua largura de banda fracional que apresentou um valor igual a 87,4%.

A geometria fractal de Koch em [3] é usada no projeto de um filtro passa-baixa para a sua miniaturização, transição mais abrupta e maior largura de banda de rejeição. Nesse artigo, a geometria fractal de Koch compõe o *DGS*. Em [9], a geometria de Koch é usada na miniaturização e aumento da banda de operação de uma antena planar de banda ultra larga que apresenta pequenas dimensões iguais a $17 \times 29 \times 0,787 \text{ mm}^3$ e opera nas frequências entre 0,65 a 20 GHz com um ganho que varia entre 1 e 6,5 GHz.

A curva de Hilbert é utilizada em [6] também para a miniaturização de uma FSS multicamadas, onde a célula unitária tem pequenas dimensões iguais a $0,041\lambda_0 \times 0,041\lambda_0$ na

frequência central de 2,47 GHz. Em [10], uma antena banda larga utilizando a curva de Hilbert também é utilizada. Ela opera em um range de frequências que vai de 2,4 a 10 GHz com ganhos que variam de 2,2 a 3,43 dBi, com dimensões reduzidas iguais a 32 mm × 24 mm.

Nesta Tese, a curva fractal de Hilbert será utilizada no projeto de diferentes dispositivos de micro-ondas com a finalidade de se obter a sua miniaturização. A cada iteração, a curva de Hilbert dobra de comprimento enquanto se mantém confinada em uma determinada área. Essa é uma característica muito importante no projeto de interferômetros e ressoadores utilizados como sensores multibanda, pois para o primeiro dispositivo, a resposta em frequência depende diretamente do comprimento das linhas de atraso, e para o sensor multibanda, do comprimento total do ressoador.

O primeiro dispositivo é um interferômetro chaveado que utiliza a segunda interação do fractal de Hilbert para o projeto de sua linha de atraso. O interferômetro tem a finalidade de compor um sistema de identificação de frequência (SIF) de 3 bits que identifica 8 sub-bandas distintas. O interferômetro produz uma resposta em frequência periódica que depende da diferença do tempo do sinal que se propaga pela suas linhas de atraso. Essa diferença cria padrões de interferência construtivas/destrutivas que acrescentam zeros de transmissão em posições de frequência bem definidas. Em um SIF, os interferômetros são usados como discriminadores de frequências, subdividindo a banda de operação do sistema em sub-bandas menores onde é mais provável que o sinal esteja. Quanto maior a linha de atraso, maior o número de zeros acrescentados e mais sub-bandas podem ser criadas, aumentando a resolução do SIF. Em contrapartida, o tamanho do sistema também aumenta. Para a miniaturização desse dispositivo, a curva de Hilbert em conjunto com a reconfiguração foi empregada nesta Tese. A reconfiguração consiste na mudança de estado ou linhas de atraso do dispositivo utilizando diodos PINs que selecionam por qual caminho o sinal vai passar.

O segundo dispositivo a ser apresentado é um ressoador que utiliza a quarta interação da geometria de Hilbert. O objetivo é projetar um sensor multibanda que possa medir materiais dispersivos, ou seja, materiais cuja constante dielétrica muda com a frequência, o que é o caso da maior parte dos materiais existentes. O ressoador ressona em uma frequência fundamental que é proporcional ao seu comprimento elétrico. Porém, ele também ressona em outras frequências de ressonâncias, maiores que a fundamental, em intervalos bem definidos. Quando a geometria da curva de Hilbert é utilizada no projeto dos ressoadores, ela permite aumentar a quantidade dessas frequências dentro de um intervalo, aumentando o comprimento total do ressoador sem aumentar a área ocupada por ele. Assim, para o segundo dispositivo, a quarta

iteração do Fractal de Hilbert é utilizada para miniaturização e para a caracterização de amostras em múltiplas frequências. Mas especificamente, o sensor pode caracterizar uma amostra de tamanho reduzido em cinco frequências distintas entre 0 e 5 GHz.

O projeto e os resultados de simulação e medição desses dispositivos são aqui apresentados, assim como a comparação com alguns dispositivos similares presentes na literatura.

O Capítulo 2 desta Tese traz uma breve fundamentação teórica necessária para entender alguns aspectos deste trabalho. Os dois dispositivos aqui proposto são projetados em linhas de transmissão em microfita, então nesse capítulo são dados alguns dos conceitos básicos desse tipo de linha de transmissão, assim como os parâmetros de espalhamento que são utilizados para fazer a análise desses dispositivos.

O Capítulo 3 apresenta o que é e quais são as aplicações de um sistema de medição de frequências. Também apresenta como implementar um discriminador de frequências simples utilizando interferômetro como discriminador. E por último, apresenta o projeto do dispositivo proposto, resultados e discussões.

O Capítulo 4 se dedica a uma breve introdução sobre sensores utilizando dispositivos de micro-ondas. Alguns métodos já difundidos para a medição da permissividade relativa e alguns sensores planares principalmente os ressonantes são apresentados. E por fim, o projeto, fabricação, medição e análise do sensor multibanda proposto são relatados.

Por fim o Capítulo 5 apresenta as conclusões dessa Tese assim como os possíveis trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, serão apresentados alguns conceitos básicos fundamentais para o entendimento do projeto dos dispositivos dessa Tese. Serão abordados brevemente conceitos de análise de linhas de transmissão, linha de microfita, parâmetros de espalhamento, ressoadores e geometria fractal.

Os dispositivos de micro-ondas vêm sendo amplamente aplicados em redes sem fio, sistemas de comunicações, sistema de segurança sem fio, radar, sensoriamento remoto e sistemas médicos, e continuam exercendo um papel muito importante no desenvolvimento de tecnologias de RF e micro-ondas.

O termo micro-ondas tem sido aplicado tipicamente para técnicas e dispositivos que operam entre as frequências de 3 e 300 GHz, cujo comprimento de onda está entre 10 cm e 1 mm. Ao contrário dos dispositivos de baixa frequência, cujas dimensões dos condutores, em relação ao comprimento de onda, não apresentam uma influência significativa à resposta elétrica, em dispositivos de micro-ondas esse comprimento influencia de forma significativa e, por isso, a teoria padrão de circuitos não pode ser aplicada diretamente a eles. Nesta seção é dada uma breve revisão dos conceitos básicos dos principais circuitos de micro-ondas envolvidos no desenvolvimento dos dispositivos abordados nesta primeira etapa do doutorado.

2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

Linhas de transmissão são estruturas que transmitem energia eletromagnética de uma forma guiada de um ponto a outro em um circuito. Como exemplos mais simples de linhas de transmissão pode-se citar dois fios paralelos, o cabo coaxial e a linha de microfita.

Uma linha de transmissão, para o modo de propagação transversal (TEM), é representada por no mínimo dois fios paralelos como mostrado na Figura 1 (a), onde as tensões e correntes podem variar a magnitude e a fase em função do comprimento [14]. Um trecho longitudinal de uma linha de transmissão de comprimento infinitesimal Δz pode ser modelado por elementos discretos, como mostrado na Figura 1 (b).

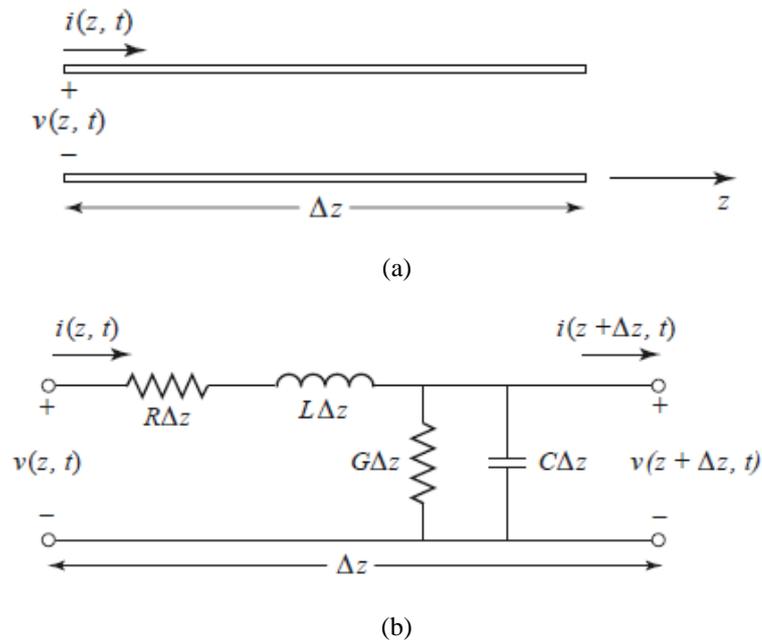
A capacitância e a indutância são os elementos que representam o armazenamento de energia elétrica e magnética respectivamente, e os resistores, as perdas do circuito. Mais especificamente, o capacitor em paralelo e o indutor em série representam, respectivamente, a capacitância e autoindutância entres os dois fios condutores. O resistor em série representa as

perdas nos condutores, e o resistor em paralelo representa as perdas envolvidas no material dielétrico. Usaremos a seguir a formulação baseada na referência [14] para as linhas de transmissão.

Esses elementos discretos, R, L, G, C são definidos como:

- R = Resistência série por unidade de comprimento para ambos os condutores [Ω/m];
- L = Indutância série por unidade de comprimento para ambos os condutores [H/m];
- G = Condutância paralela por unidade de comprimento para ambos os condutores [S/m];
- C = Capacitância paralela por unidade de comprimento para ambos os condutores [F/m].

Figura 1 - (a) Modelamento de uma linha de transmissão. (b) Modelamento de um trecho infinitesimal (Δz) de uma linha de transmissão.



Fonte: [14].

Aplicando as leis de Kirchhoff de tensão e corrente no circuito da Figura 1 (b) tem-se respectivamente:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2)$$

Após algumas operações algébricas nas Equações (1) e (2) e admitindo-se o regime harmônico senoidal para a tensão e a corrente tem-se:

$$\frac{d^2V(z)}{dz} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (3)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (4)$$

Onde γ é a constante de propagação da linha:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}. \quad (5)$$

Assim, as soluções para as Equações (3) e (4) são dadas por:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (6)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \quad (7)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha que tem o comprimento de onda dado pela Equação (9) e a velocidade de fase pela Equação (10).

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (8)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (9)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (10)$$

As soluções encontradas acima são para o caso geral de linha de transmissão. Para o caso de uma linha de transmissão sem perdas, R e G são iguais a zero e assim as Equações de (5) a (10) podem ser reescritas da seguinte maneira:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (11)$$

$$V(z) = V_0^+ e^{-\beta z} + V_0^- e^{\beta z} \quad (12)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\beta z} - V_0^- e^{\beta z}) \quad (13)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (14)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (15)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (16)$$

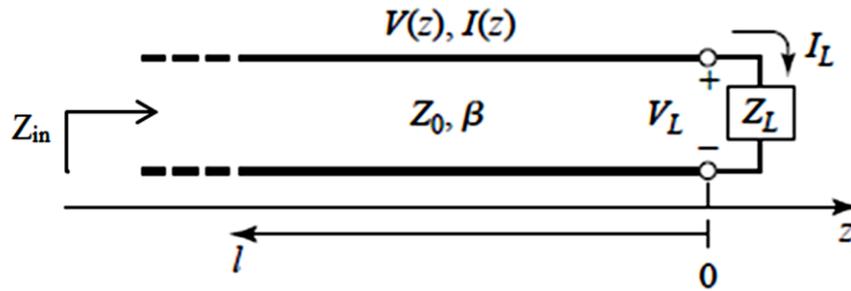
A relação entre a corrente e a tensão em uma linha de transmissão infinita é igual a sua impedância característica Z_0 . Quando essa linha é terminada por uma carga $Z_L \neq Z_0$ (Figura 2), a relação entre a tensão e a corrente na carga é Z_L , assim, existe uma onda refletida para satisfazer essa condição em $z = 0$. A relação entre a amplitude da tensão refletida e da incidente nesse ponto é definida como coeficiente de reflexão, Γ :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (17)$$

A impedância de entrada vista na linha de transmissão da Figura 2 pode ser calculada a partir das Equações (12), (13) e (17):

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan\beta l}{Z_0 + jZ_L \tan\beta l} \quad (18)$$

Figura 2 - Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L .

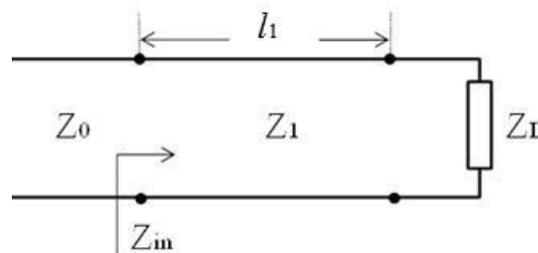


Fonte: Modificada de [14].

2.2 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 mostrado na Figura 3.

Figura 3 - Circuito de um transformador de impedância de uma seção.



Fonte: A autora, 2020.

A impedância de entrada, Z_{in} , vista a partir da seção de casamento é calculada pela Equação (18):

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta_1 l_1)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta_1 l_1)} \quad (19)$$

onde $\beta_1 = 2\pi/\lambda_1$, sendo λ_1 , o comprimento de onda da frequência central de projeto, f_1 . Fazendo o comprimento da linha ter 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 (19) por $\tan(\beta_1 l_1)$ e toma-se o limite quando $\beta_1 l_1 \rightarrow \pi/2$, tem-se:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{jZ_1}{jZ_L} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (20)$$

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

$$Z_1 = \sqrt{Z_L Z_{in}} \quad (21)$$

O comprimento elétrico da seção de casamento é $\lambda_l/4$ apenas para a frequência central de projeto f_l , mas é diferente para outras frequências próximas à ela, causando um descasamento dado pela Equação (22), onde $\theta \simeq \pi/2$, [14]. Em [14] demonstra-se ainda 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 (23). Para aplicações com banda larga, pode-se projetar um casador de múltiplas seções.

$$|\Gamma| \simeq \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \theta| \quad (22)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right) \quad (23)$$

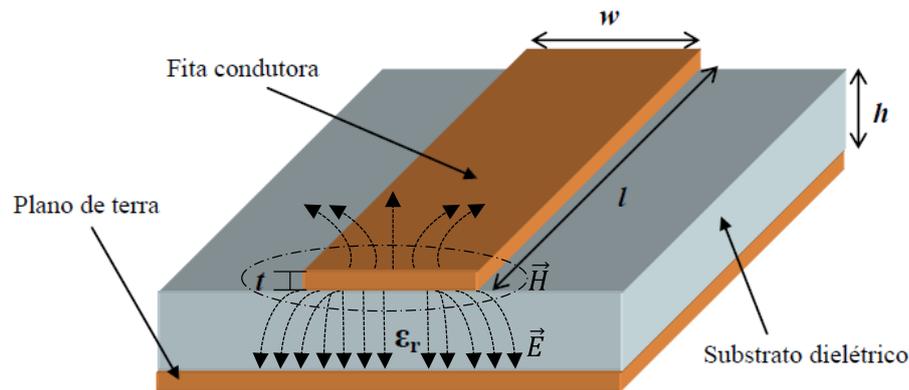
Esses resultados são estritamente válidos para linhas de transmissão TEM, e, os efeitos das reatâncias associadas às descontinuidades entre as dimensões das duas linhas de transmissão adjuntas são desconsiderados. Esses efeitos podem ser compensados através de um pequeno ajuste no comprimento da seção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

2.3 LINHA DE MICROFITA

As linhas de transmissão planares fornecem uma alternativa vantajosa para o projeto de circuitos de micro-ondas, pois são compactas, têm baixo custo de fabricação e podem ser facilmente integradas a outros circuitos ou a dispositivos discretos como diodos, resistores, capacitores, etc [14]. Existe uma variedade de estruturas planares na literatura: *stripline*, *slotine*, guia de onda coplanar e a microfita que será utilizada no projeto dos dispositivos dessa Tese.

Uma linha de transmissão em microfita é mostrada na Figura 4. Ela consiste em uma fita condutora separada de um plano terra por um dielétrico de espessura constante. A onda eletromagnética se propagam tanto na região do dielétrico como no ar e por isso o modo de propagação não é puramente TEM (transverso eletromagnético), mas um híbrido TM-TE. Em situações práticas, a espessura do dielétrico é muito menor que o comprimento de onda do sinal, o que permite uma aproximação do modo quasi-TEM [14].

Figura 4 - Linha de transmissão em microfita.



Fonte: Modificado de [15].

Em uma aproximação quase-estática, para efeitos de análise, o meio não-homogêneo composto pelo ar e pelo dielétrico é substituído por um meio homogêneo com uma permissividade dielétrica efetiva que é calculada pelas Equações (24) e (26) [16]. A impedância característica dessa linha é calculada pelas Equações (25) e (27) [16]. Essas expressões são validas para uma linha de microfita com uma espessura de trilha muito fina ($t \rightarrow 0$) e têm precisão melhor que 1% [14] [17]. Nota-se também que esses parâmetros não estão apenas em função do material dielétrico mas também da geometria da linha.

Para $w/h \leq 1$:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (24)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right) \quad (25)$$

Para $w/h > 1$:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad (26)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{w}{h} - 1,444 \right) \right]^{-1} \quad (27)$$

onde w é a largura da trilha, h é a altura do substrato e ε_r é a permissividade relativa do substrato. O comprimento de onda guiado na linha de microfita, a constante de propagação e a velocidade de fase podem ser escritas em função da permissividade elétrica efetiva como mostrado nas Equações (28), (29) e (30) [14]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}}, \quad (28)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad (29)$$

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}}, \quad (30)$$

em que λ_0 é o comprimento de onda referente a frequência f_0 . É possível determinar o atraso de propagação (τ_f) que um sinal que atravessa uma linha de microfita de comprimento l sofre utilizando a Equação (31).

$$\tau_f = l/v_f. \quad (31)$$

2.4 RESSOADORES EM MICROFITA

Os ressoadores são extremamente importantes em todas as frequências do espectro eletromagnético para o projeto de osciladores, amplificadores sintonizáveis, filtros, etc. Um ressoador em microfita é qualquer estrutura que é capaz de propagar um campo eletromagnético

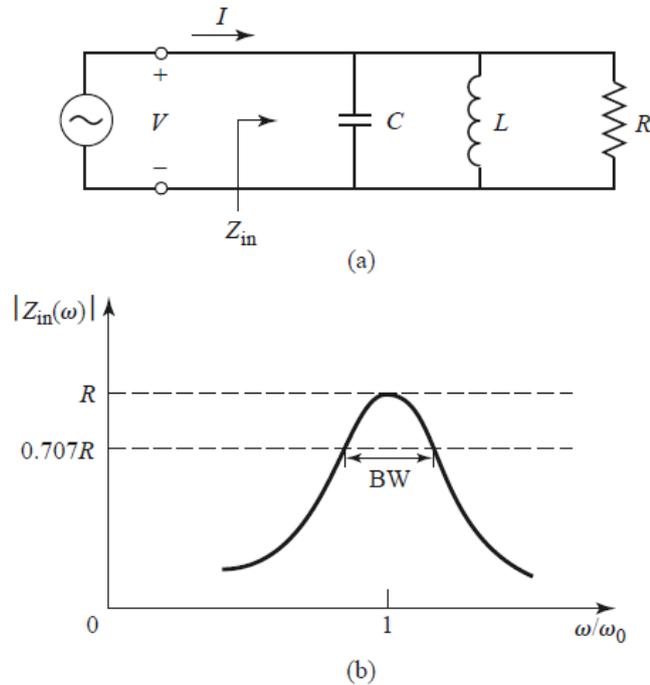
oscilante [16]. Na frequência de ressonância, esse ressonador pode ser modelado por um circuito discreto RLC em série ou um circuito RLC em paralelo [14].

Para se entender as principais características de um circuito ressonante, um circuito RLC em paralelo como mostrado na Figura 2.5 (a) será aqui analisado. A impedância de entrada desse circuito é dada pela equação (32) e a potência de entrada complexa entregue ao ressonador é dado pela equação (33).

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} - j\omega C \right)^{-1}, \quad (32)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}|V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} - j\omega C \right). \quad (33)$$

Figura 5 - (a) Circuito RLC em paralelo (b) resposta em frequência de um circuito RLC em paralelo.



Fonte: [14]

Sendo $P_{loss} = I^2/2R$, a potência dissipada no resistor, $W_e = I^2/4\omega^2 C$, a potência armazenada no capacitor e $W_m = I^2/4\omega^2 L$, a potência armazenada no indutor, a potência e a impedância de entrada do circuito RLC em paralelo podem ser reescritas como mostram as equações (34) e (35), respectivamente [14].

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e), \quad (34)$$

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2}. \quad (35)$$

As ressonâncias ocorrem quando $W_m = W_e$. Nessa condição, pela equação (35), Z_{in} é puramente real e igual a R , e a frequência de ressonância (ω_0) é dada por

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (36)$$

Outro parâmetro muito importante para os ressoadores é o fator de qualidade Q . Ele mede as perdas no circuito ressonante representadas pela resistência R . O fator de qualidade Q é definido como [14]

$$Q = \omega \frac{\text{energia armazenada no sistema}}{\text{energia perdida por segundo no sistema}} = \omega \frac{W_m + W_e}{P_{loss}}, \quad (37)$$

e na frequência de ressonância, o fator de qualidade do circuito RLC paralelo quando este não está conectado a alguma carga é dado por [14],

$$Q_0 = \omega_0 RC. \quad (38)$$

Assim, para um circuito ressonante RLC em paralelo, um aumento nas perdas, leva a um aumento do fator de qualidade.

A Figura 5 (b) mostra a variação da magnitude da impedância de entrada versus a frequência. A potência entregue ao circuito cai pela metade daquela entregue na frequência de ressonância nas frequências em que $|Z_{in}|^2 = R^2/2$. Desse modo, Q_0 pode ser calculado como,

$$Q_0 = \frac{1}{BW}, \quad (39)$$

onde BW é a largura de banda fracional dada por $BW = 2\Delta\omega/\omega_0$ [14].

Quando o ressoador é conectado a uma carga R_L , a resistência equivalente do circuito RLC é igual aos resistores R e R_L em paralelo, e o novo fator de qualidade é dado pela equação (40) onde Q_e é definido como $R_L/\omega_0 L$.

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_0} = \left(\frac{R_L R}{R_L + R} \right) \frac{1}{\omega_0 L} \quad (40)$$

Outra forma de se calcular o fator de qualidade de um ressoador carregado (conectado a uma carga) é utilizando a equação (41), onde f_2 e f_1 são as frequências onde o sinal difere de 3 dB do sinal na frequência de ressonância, f_0 .

$$Q_L = \frac{f_0}{f_2 - f_1}. \quad (41)$$

A Figura 6 mostra alguns exemplos de ressoadores implementados em estrutura de microfita. A Figura 6 (a) e (b) mostra um ressoador com elementos quase concentrados ressoando na frequência angular fundamental $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ [16]. Em (a) o ressoador é formado por um capacitor interdigital e um indutor em uma linha de meandro, e em (b), por um trecho de linha mais estreito que emula um indutor e o mais largo, um capacitor. As Figura 6 (c), (d) e (e) são ressoadores de elementos distribuídos na linha (ver Figura 1). O anel circular, representado pela Figura 6 (c), ressoa na frequência fundamental f_0 onde o comprimento de onda guiado na estrutura é aproximadamente $\lambda_{g0} \approx 2\pi r$. O trecho de linha de transmissão terminando em aberto ou em curto, representado pelas Figura 6 (d) e (e), pode ressoar na frequência fundamental f_0 quando o seu comprimento é de $\lambda_{g0}/4$ ou de $\lambda_{g0}/2$. Para um caso mais geral, onde um trecho de linha de transmissão é conectado a uma carga Z_L como o da Figura 6 (f) [18], a impedância normalizada desse trecho pode ser facilmente obtido pela Equação (18) e é dada por:

$$\overline{Z}_{in} = \frac{\overline{Z}_L + j \tan \beta l}{1 + j \overline{Z}_L \tan \beta l} \quad (42)$$

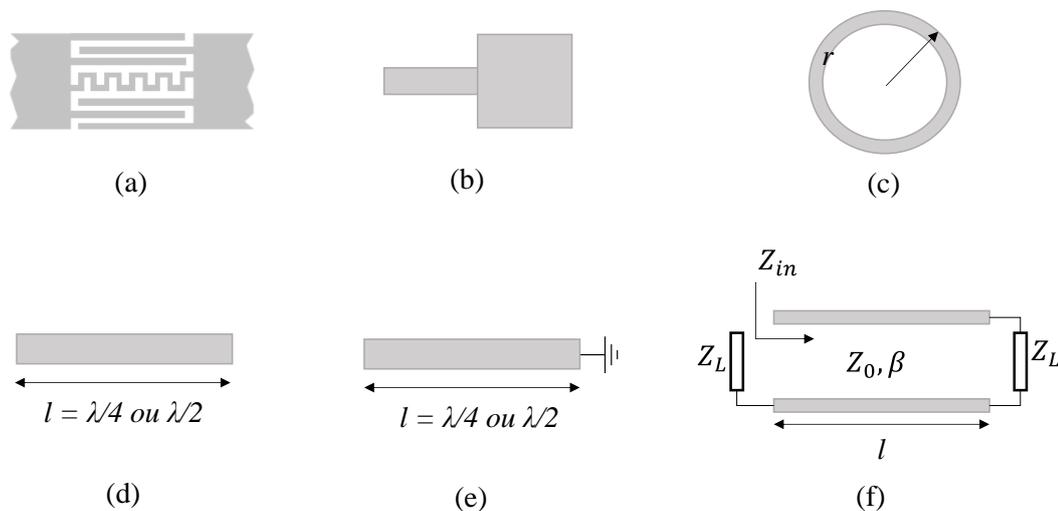
onde a barra em \overline{Z}_{in} e \overline{Z}_L representa essas impedâncias normalizadas em relação a impedância característica da linha, Z_0 .

A ressonância (ω_0) ocorre quando a parte imaginária da impedância ($Im\{\overline{Z}_{in}(\omega_0)\}$) de entrada é igual ao seu complexo conjugado ($Im\{\overline{Z}_{in}^*(\omega_0)\}$). A equação que governa todas as possíveis frequências de ressonância é dada por [18]

$$Im\{\overline{Z_{in}}(\omega_0)\} = -Im\{\overline{Z_L}(\omega_0)\}. \quad (43)$$

Portanto, como no caso dos elementos discretos, o fator de qualidade pode ser calculado pelo gráfico da equação da impedância total, $(\overline{Z_{in}} + \overline{Z_L})$, mostrado na Figura 5 (b) como exemplo, onde a potência cai pela metade da máxima e é escrita pela mesma Equação (39) do ressonador com elementos discretos.

Figura 6 - Exemplos de ressoadores em microfita: (a) e (b) ressonador com elementos quase concentrados (c) ressonador em anel, (d) trecho de linha de transmissão em aberto (e) trecho de linha de transmissão em curto e (f) um trecho de linha de transmissão conectado a uma carga.



Fonte: A autora, 2020 (baseado em [16] e [18]).

2.5 DIVISOR DE WILKINSON

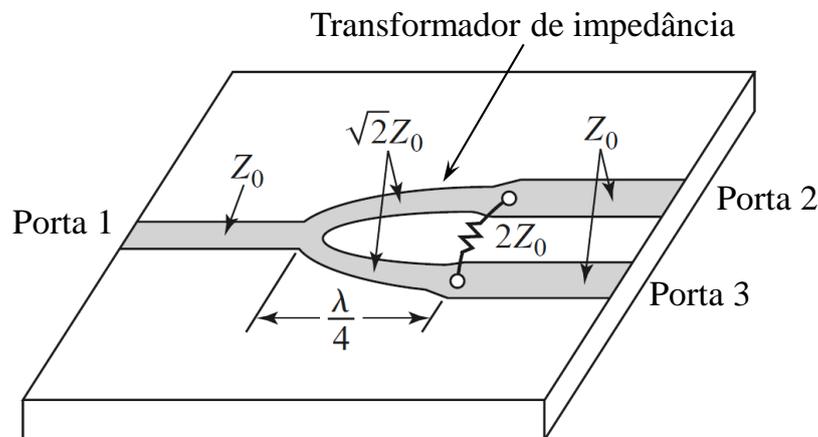
O divisor de Wilkinson é um dispositivo em geral de duas portas que pode dividir a potência igualmente (3 dB) ou em outra divisão arbitrária. Esse divisor apresenta as vantagens de ser um dispositivo sem perdas, quando as portas de saída se encontram casadas, e de apresentar isolação entre as portas de saídas. Devido a essa isolação e ao fato de esse divisor ser uma rede recíproca, ele também pode ser chamado de combinador. Desse modo, os sinais inseridos nas portas de saídas, aparecem como uma combinação linear na porta de entrada. Essa é uma importante característica no projeto de interferômetros.

A Figura 7 mostra um divisor de Wilkinson de duas portas em uma estrutura de microfita. A parte em cinza são as trilhas metálicas. Para que esse divisor separe igualmente a potência entre as duas portas de saída, as trilhas das portas de entrada e saída devem ter a mesma

impedância característica Z_0 , o transformador de impedância deve ter a impedância característica de $\sqrt{2}Z_0$ e o resistor tem o valor de $2Z_0$. O desenvolvimento matemático para se obter esses valores está em [14].

Como os divisores de potência de Wilkinson utilizam um transformador de impedâncias de um quarto de onda, eles apresentam um largura de banda limitada. Para aplicações em banda larga, um divisor com múltiplas seções deve ser utilizado.

Figura 7 - Divisor de Wilkinson em linha de transmissão de microfita. Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e λ é o comprimento de onda guiada



Fonte: Modificado de [14].

2.6 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 o sinal RF que se propaga através de uma rede multiportas. A matriz S para uma rede de N portas, que contém N^2 coeficientes, é mostrada nas equações (44) e (45).

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (45)$$

Mais especificamente, cada elemento da matriz é dado por:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (46)$$

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 da magnitude e fase:

$$S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\phi_{ij}}. \quad (47)$$

Pode-se ainda expressar a magnitude de S_{ij} em decibéis (dB) pela Equação (48), que por definição, para $i = j$, é chamada de perda de retorno, e para $i \neq j$, de perda por inserção. O coeficiente de reflexão é igual a perda de retorno quando o circuito é conectado a uma carga casada.

$$|S_{ij}|_{dB} = -20 \log |S_{ij}|. \quad (48)$$

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. [14]

2.7 GEOMETRIA FRACTAL DE HILBERT

Uma geometria é dita fractal quando as partes que a compõe se assemelham ao todo, ou seja, à medida que se aumenta ou se diminui a escala de visualização, a sua forma não é alterada, se mantendo idêntica ou muito similar à original. Isso não ocorre, por exemplo, com uma circunferência, que se torna uma reta à medida que é ampliada.

As principais propriedades que caracterizam os fractais são a *autossemelhança* e a *complexidade geométrica*. Um objeto autossemelhante é aquele em que uma réplica da estrutura completa pode ser encontrada dentro da própria estrutura em escalas reduzidas. Isso é obtido

porque normalmente os fractais são construídos aplicando processos interativos na geometria. Essas iterações tendem ao infinito acrescentando cada vez mais detalhes à estrutura. Daí vem o conceito de complexidade geométrica, pois nunca se consegue representar o objeto completamente, obtendo-se uma figura infinitamente complexa.

Existem um grupo de curvas fractais que apresenta uma característica interessante para o projeto de linhas de atraso: a característica de autopreenchimento. Esse tipo de curva preenchem todo o espaço continuamente em uma área limitada sem se interceptar.

A curva de Hilbert apresentada em 1981 pelo matemático alemão David Hilbert é um exemplo de curva com essa propriedade [19]. O algoritmo de formação dessa geometria consiste nas seguintes etapas:

Etapa 1: Considere um quadrado imaginário de lado l dividido em quatro quadrados iguais. Agora conecte os centros deles por um seguimento de reta conforme mostra a Figura 8 (a).

Etapa 2: Considere agora que cada quadrado imaginário gerado na etapa anterior dividido é formado por quatro quadrados. Os centros desses novos quadrados são conectados como é feito na etapa anterior (Figura 8 (b)). Note que os centros dos quadrados são interligados de tal forma que não haja intersecção da curva.

Esse processo é repetido indefinidamente para a obtenção do Fractal de Hilbert. As etapas não são dependentes, elas dependem apenas dos quadrados gerados nas iterações (4^k subquadrados são gerados na interação k). O comprimento total (l_t) da curva para cada interação é dado pela equação (49) e a

Tabela 1 apresenta os comprimentos das curvas para as primeiras oito iterações e a relação entre os comprimentos das curvas subsequentes geradas pelas iterações. Nota-se que a curva dobra de tamanho a cada nova interação e $l \rightarrow \infty$ quando $k \rightarrow \infty$, [20].

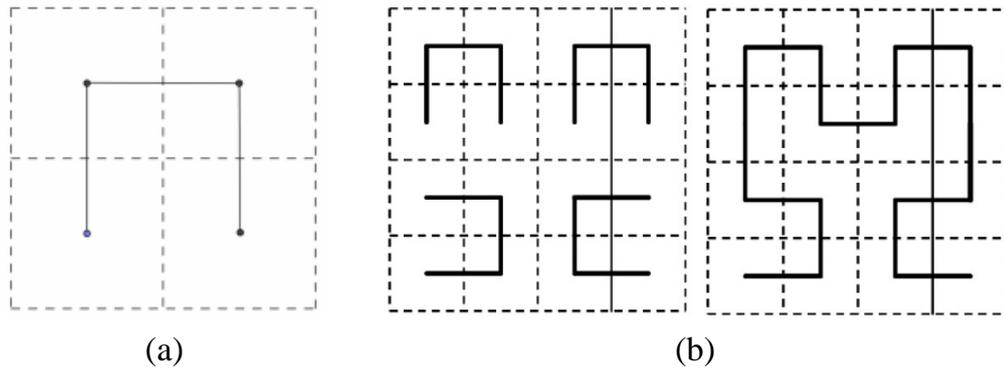
$$l_t = \frac{(4^k - 1)l}{2^k} \quad (49)$$

Tabela 1 - Comprimento das curvas do fractal de Hilbert para as oito primeiras iterações.

<i>Iteração (i)</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
$l_{t_i} (l=1)$	1,5	3,8	7,9	15,9	32,0	64,0	128,0	256,0
<i>Relação</i> ($l_{t_{i+1}}/l_{t_i}$)	-	2,5	2,1	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0

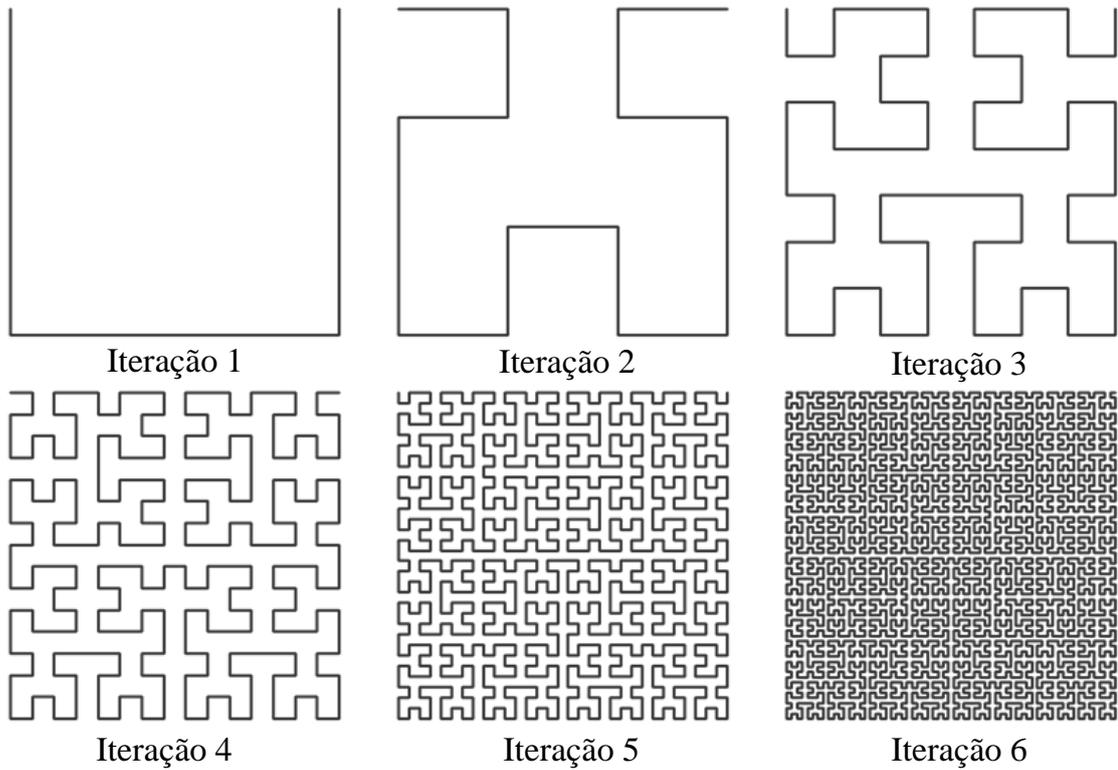
Fonte: A autora, 2020.

Figura 8 - (a) Etapa 1 e (b) Etapa 2 da construção do Fractal de Hilbert.



Fonte: [20].

Figura 9 - As seis primeiras iterações do Fractal de Hilbert.



Fonte: Modificado do Google imagens.

3 INTERFERÔMETRO FRACTAL RECONFIGURÁVEL

Esta seção se dedica aos conceitos básicos de um sistema convencional de medição de frequência (SIF) e ao projeto do interferômetro fractal para se obter um discriminador reconfigurável para um SIF de no mínimo 3 bits. A linha de atraso do interferômetro proposto é baseada na segunda iteração da curva fractal de Hilbert e diodos PINs são usados para chavear entre os estados ou linhas de atrasos. A reconfiguração da curva fractal de Hilbert, que tem a propriedade de autopreenchimento do espaço, possibilita o projeto de interferômetros mais compactos.

3.1 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Sistemas de medição instantânea de frequências (do inglês, *Instantaneous Frequency Measurement* - IFM) são amplamente utilizados em sistemas eletrônicos para fins militares (*Electronic Warfare* – EW), em sistemas de comunicações por radar e em sistemas eletrônicos de inteligência para determinar instantaneamente a frequência de um sinal desconhecido sem a necessidade de uma varredura na frequência [21]. Ele também é utilizado em sistemas de comunicação onde é necessária a identificação da fonte emissora, sintonia da portadora, multiplexação e separação de sinais [17]. Esses sistemas oferecem alta probabilidade de interceptar instantaneamente sinais em uma larga faixa do espectro com boa sensibilidade.

Nos últimos 50 anos, esses sistemas têm se aprimorado, e atualmente são capazes de medir amplitude, largura do pulso, tempo de chegada, direção e distância da fonte emissora para sinais RF (Rádio Frequência) pulsados e CW (*Continuous Wave*). As referências [21] e [22] apresentam todo o desenvolvimento desses sistemas de identificação desde quando eles eram compostos apenas por circuitos analógicos e eletromecânicos no início do século XX, até a data atual em que circuitos digitais são utilizados para identificação de frequência. Por causa da limitação na frequência de amostragem dos circuitos digitais, para frequências muito altas, pode ainda se usar um sistema híbrido que utilize em conjunto circuitos analógicos e digitais.

Técnicas utilizando dispositivos ópticos-eletrônicos para processar sinais em micro-ondas (técnica conhecida em inglês como *Microwave Photonics Techniques*) também têm sido utilizadas para a detecção instantânea de frequência. Discriminadores de frequência que utilizam essas técnicas apresentam resolução menor que os sistemas comerciais e têm alto

consumo de energia, como vantagem eles apresentam maior largura de banda e imunidade às interferências eletromagnéticas [23], [24], [25], [26], [27], [28].

Receptores convencionais de IFM contêm um amplificador limitador, um divisor de potência, discriminadores, detectores e um conversor analógico-digital (AD). A resolução do sistema de IFM depende da quantidade de discriminadores. Os discriminadores subdividem a banda a qual o IFM funciona em sub-bandas menores em quais é mais provável que o sinal esteja presente. Quanto maior o número de discriminadores, maior é a resolução do sistema, pois mais sub-bandas são acrescentadas. Dois dispositivos altamente difundidos para o projeto de discriminadores são os filtros e os interferômetros.

Para se obter uma conversão digital das frequências analógicas, vários discriminadores são utilizados em paralelo e um nível de tensão na conversão A/D é escolhido de forma que cada discriminador forneça um bit para o sistema. Se as bandas de transição dos discriminadores são escolhidas corretamente, o IFM fornece uma palavra binária indicando qual é a sub-banda onde o sinal se encontra. A Figura 10 mostra a resposta em frequência de três discriminadores para um SIF de 3 bits quando eles são projetados com interferômetros e filtros, assim como a saída binária para quando um nível de *threshold* (N_L) é escolhido e as palavras binárias que identificam as oito sub-bandas sem ambiguidades. As palavras binárias seguem o código binário de Gray [29].

Os interferômetros foram os primeiros dispositivos amplamente difundidos para o uso em discriminadores planares de micro-ondas [30], [31], [32]. Ele é composto de divisores/combinadores e linhas de atrasos. A resposta em frequência causada pela interferência dos sinais tem máximos e zeros periódicos e depende do tamanho das linhas de atrasos. Ou seja, nos interferômetros, as bandas de frequências que eles operam já são predefinidas pelo comprimento de suas linhas de atraso. Os discriminadores com interferômetros são projetados de maneira que a distância entre dois máximos da resposta em frequência dos interferômetros subsequentes seja a metade do interferômetro anterior. Esse tipo de resposta em frequência atende bem quando o código Gray é utilizado.

Os filtros também podem ser projetados para se obter essa mesma resposta em frequência com a vantagem de se poder configurar com liberdade onde os zeros serão colocados e por apresentarem uma transição mais abrupta entre as sub-bandas. Para esse propósito, filtros com ressoadores acoplados vem sendo empregados [17], [33], [34], [29], [35], [36] e [37].

Em [33] e [34], por exemplo, os filtros são compostos de múltiplos ressoadores onde cada ressoador tem uma frequência de ressonância especificada pelo seu comprimento e operam em

uma largura de banda estreita. Para se obter a resposta em frequência desejada, vários ressoadores são necessários. Em [29], os filtros são projetados com 60% menos ressoadores levando em consideração o código de Gray balanceado em vez do código de Gray tradicional o que levou uma redução de 20% nos circuitos.

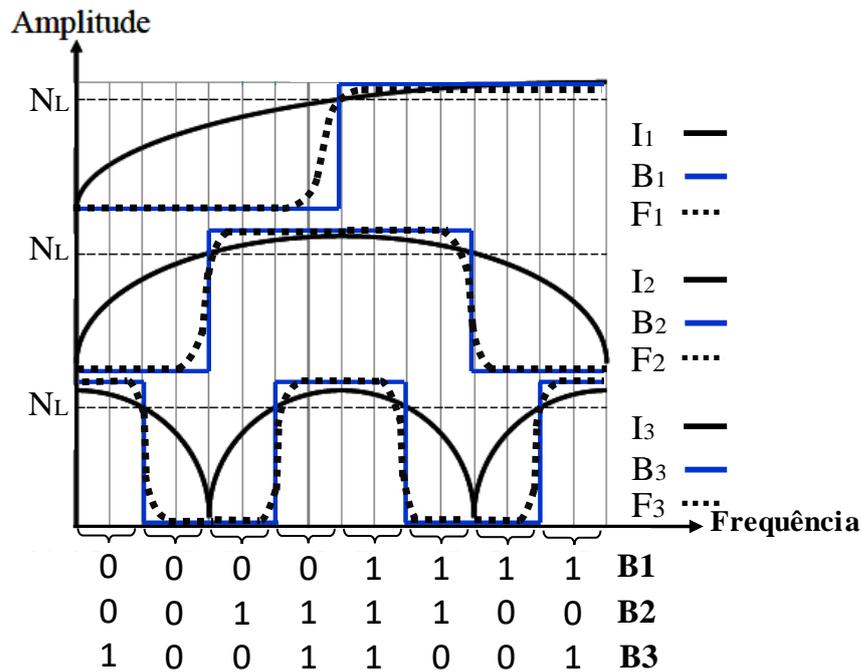
Em [35], [36] e [37], os autores utilizam a propriedade que os ressoadores têm de apresentarem ressonâncias em intervalos periódicos de frequência. Os ressoadores são espiralados e apresentam grande comprimento, desse modo menos ressoadores são necessários, miniaturizando os discriminadores.

As referências [30] e [31] apresentam discriminadores de frequência baseados em linhas de atraso. No projeto desse dispositivo deve-se levar em conta que cada bit do sistema deve fornecer uma linha de atraso que é o dobro da linha do discriminador que fornece o bit menos significativo que esse. Assim, para se obter sistemas com uma maior resolução, é necessário aumentar o seu tamanho físico. Em [31], propõe-se uma alternativa para mitigar esse problema, utilizando a curva fractal de Hilbert. Essa curva tem a característica de autopreenchimento, e, idealmente, é possível aumentar infinitamente o seu comprimento com os traços confinados em uma área finita.

Já em [38] e [32], discriminadores reconfiguráveis com base em linhas de atraso planares também foram projetados, mas nesse caso, diodos PINs foram utilizados para selecionar as linhas de atraso. Nos discriminadores com filtros e interferômetros apresentados anteriormente, se o sistema fosse projetado para ter 5 bits, então cinco diferentes discriminadores seriam necessários. No circuito reconfigurável apenas um discriminador é necessário, o que leva a um sistema que necessita de poucos componentes e conseqüentemente é mais barato e tem menor consumo de energia. Esse sistema tem a desvantagem de não identificar instantaneamente o sinal, pois é preciso esperar o tempo de chaveamento dos diodos entre todos os estados mais o tempo de propagação do sinal no dispositivo.

O dispositivo aqui proposto será baseado em linhas de atraso e alia a reconfigurabilidade com a curva fractal para projetar um discriminador de frequências ainda mais compacto. Um único discriminador reconfigurável substitui três discriminadores tradicionais.

Figura 10 - Curvas de saída característica dos interferômetros (I), dos filtros (F) e da saída digital (B).



Fonte: A autora, 2020.

3.2 ARQUITETURA DE UM DISCRIMINADOR DIGITAL DE FREQUÊNCIAS SIMPLES

Como já mencionado, um discriminador digital de frequências simples é composto basicamente de um amplificador limitador, um divisor de potências, discriminadores, detectores e conversores AD. Um diagrama de blocos de um discriminador digital de 3 bits é mostrado na Figura 11.

O amplificador limitador é um filtro passa-faixa ativo sintonizado na banda de operação. Ele proporciona um alto ganho ao sinal, o que contribui para o aumento da sensibilidade do receptor, além de minimizar o efeito da entrada simultânea de sinais com frequências diferentes daquelas para qual o dispositivo foi projetado.

O divisor divide o sinal vindo do amplificador em três partes iguais e os transmite para o estágio seguinte. O próximo estágio é composto de três discriminadores. O interferômetro é utilizado como discriminador nessa Tese. Ele é formado por dois divisores e duas linhas de atrasos com diferentes comprimentos, o que gera diferentes tempos de atraso do sinal. Isso causa interferências destrutivas-construtivas fornecendo um sinal periódico com a frequência

que apresenta uma alternância entre as bandas atenuadas e não atenuadas dentro da faixa de operação (Ver Figura 10).

Os detectores são responsáveis pela detecção quadrática desses sinais. Esse estágio do sistema fornece uma tensão DC, na faixa dos mV, que está relacionada com a potência do sinal periódico vindo dos interferômetros.

Se os discriminadores são corretamente projetados, existe uma tensão V_{ref} (associada ao N_L , Figura 10) na saída dos detectores a qual indica a frequência de transição entre sub-bandas. Como cada conversor A/D fornece um bit para o sistema, um amplificador operacional configurado como comparador pode ser utilizado como conversor. Para os níveis de tensão de entrada maiores que V_{ref} , o comparador fornece o nível lógico “1” e pode ser representado por uma tensão de saída de 5 V, e para níveis de tensão de entrada menores que V_{ref} , ele fornece o nível lógico “0” que pode ser representado por 0 V na saída. Essas tensões DC são compatíveis com as tensões da família TTL (*Transistor-Transistor Logic*). Na prática, as tensões de referência não precisam ser iguais.

Outra solução para conversão A/D de baixo custo e que também pode integrar o controle dos diodos PINs que selecionam as linhas de atraso é utilizar microcontroladores. O Arduino™ é uma plataforma completa que além de possuir um microcontrolador, fornece circuitos de entrada e saída, e um ambiente de desenvolvimento integrado que utiliza uma linguagem baseada em C/C++. Ele foi usado em [39], por exemplo, para a conversão AC/DC de um, sistema IFM com composto por quatro filtros.

Para se obter uma conversão digital, vários interferômetros/filtros são colocados em paralelo e um nível limite (N_L) de potência é escolhido para a conversão digital. Cada interferômetro é responsável por um bit da palavra binária. Um sistema com N bits, ou seja, com N interferômetros/filtros, é capaz de identificar 2^N sub-bandas, dentro da banda de projeto. A frequência de resolução (f_R) é dada por [32]:

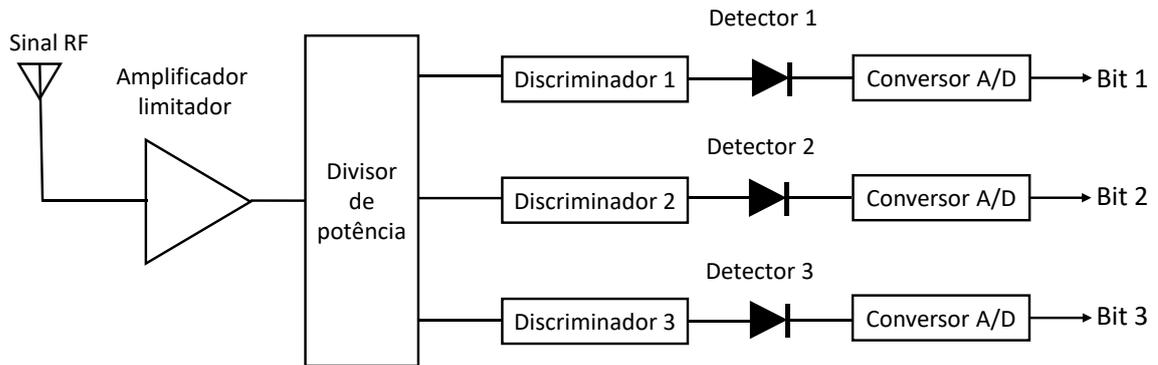
$$f_R = \frac{BW}{2^N}, \quad (50)$$

em que BW ($= f_{máx} - f_{mín}$) é largura de banda do sistema.

A Figura 10 mostrou as curvas de respostas características da saída dos interferômetros, dos conversores AD e as palavras binárias geradas por um IFM de 3 bits. Os interferômetros I_i dividem a banda em sub-bandas, as quais são atribuídas os bits 0 ou 1 dependendo do nível limite

escolhido. B1 é o bit menos significativo da palavra binária, e B3 o mais significativo. Quando um sistema fornece uma palavra binária igual a “001”, por exemplo, significa que a frequência do sinal de entrada está na primeira sub-banda do sistema e assim por diante.

Figura 11 - Diagrama de blocos de um discriminador digital de frequência com 3 bits.

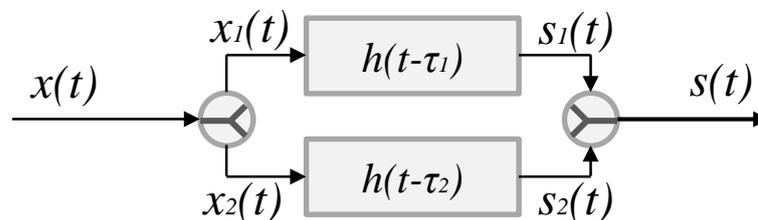


Fonte: A autora, 2020.

3.3 IMPLEMENTAÇÃO DE DISCRIMINADORES COM INTERFERÔMETROS

Os interferômetros fornecem dois atrasos diferentes para o mesmo sinal, o que gera uma diferença de fase entre eles. Quando esse sinal é recombinado, interferências destrutivas e construtivas acontecem criando um padrão periódico semelhante aquele mostrado na Figura 10. Aqui nesta seção, essa interferência será mais bem entendida. A Figura 12 mostra o diagrama de blocos de um interferômetro típico usado em um sistema IFM.

Figura 12 - Diagrama de blocos de um interferômetro usado em um sistema IFM.



Fonte: A autora, 2020.

Um sinal $x(t)$ é dividido em dois sinais, $x_1(t)$ e $x_2(t)$. Esses sinais sofrem atrasos de tempo τ_1 e τ_2 , gerando os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$, que por sua vez são combinados resultando em $s(t)$. Supondo que $x(t)$ seja uma senoide com uma amplitude arbitrária (A) tem-se que:

$$x_1(t) = x_2(t) = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega t) \quad (51)$$

Onde $\omega = 2\pi f$. Os sinais depois de atrasado de certa quantidade de tempo se tornam:

$$s_1(t) = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) \quad (52)$$

$$s_2(t) = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2) \quad (53)$$

Os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ passam por um combinador e o sinal resultante é dado por:

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) + \frac{A}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2) \quad (54)$$

Usando uma identidade trigonométrica, a Equação (54) se torna:

$$s(t) = \frac{A}{2} \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) \quad (55)$$

A parte em *coseno* da Equação (55) contribuí apenas para amplitude do sinal, enquanto a parte em *seno* corresponde à parte harmônica. Analisando o argumento da função *coseno* pode se determinar as frequências onde ocorrem os máximos e mínimos de $s(t)$:

$$f_{\text{máx},n} = \left| \frac{n}{\Delta\tau_{2,1}} \right|, \quad (56)$$

$$f_{\text{mín},n} = \left| \frac{n - 1/2}{\Delta\tau_{2,1}} \right|, \quad (57)$$

onde n é um número inteiro positivo diferente de zero, e $\Delta\tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$. Nessas duas últimas equações, observa-se que a distância entre dois máximos ou mínimos consecutivos é

$$\Delta f_{m\acute{a}x} = \Delta f_{m\grave{i}n} = \left| \frac{1}{\Delta\tau_{2,1}} \right|. \quad (58)$$

Para se obter um padrão de interferência para a detecção de frequências como mostrado na Figura 10, as distâncias entre as frequências dos máximos e mínimos do interferômetro I_2 , por exemplo, tem que ser a metade do interferômetro I_3 . Desse modo, pode-se generalizar que o atraso requerido para o interferômetro $n+1$ é duas vezes maior que o atraso do interferômetro n :

$$\Delta\tau_{2,1}^{n+1} = 2\Delta\tau_{2,1}^n, \quad (59)$$

e, para que não haja ambiguidade, a largura de banda (LB) de um sistema IFM simples é definida como sendo a metade do maior Δf do sistema, portanto,

$$LB = \frac{\Delta f^1}{2} = \left| \frac{1}{2\Delta\tau_{2,1}^1} \right| \quad (60)$$

em que Δf^1 é a diferença entre dois máximos ou mínimos do primeiro interferômetro escolhido para o projeto, e $\Delta\tau_{2,1}^1$ é a menor diferença de atraso, referente a esse primeiro interferômetro.

Pelas Equações (31), (50) e (59), percebe-se que para sistemas com alta resolução, vários interferômetros são requeridos, com tempos de atrasos cada vez maiores, o que leva, por sua vez, à linhas de atrasos também cada vez maiores, aumentando o tamanho do sistema.

Em [31], os autores propõem as quatro primeiras iterações da geometria fractal de Hilbert para projetar interferômetros compactos. Essa geometria foi escolhida pois em tese é possível aumentar indefinidamente o comprimento da curva fractal confinando-a em uma área finita. A primeira parte do doutorado propõe um circuito ainda mais compacto utilizando a propriedade de autopreenchimento da curva de Hilbert e a reconfigurabilidade. Para obter um circuito reconfigurável, diodos PINs são utilizados para chavear e selecionar as linhas de atrasos pelas quais o sinal irá passar. Assim, apenas um interferômetro é necessário, diminuindo a quantidade de componentes usados no sistema. Aqui, como prova de conceito, a reconfiguração será feita na segunda iteração da curva fractal de Hilbert, porém uma resolução maior pode ser obtida

com iterações de ordem maior. O projeto do interferômetro proposto está descrito nas próximas seções.

3.4 PROJETO DO INTERFERÔMETRO

O primeiro dispositivo aqui proposto é o interferômetro planar reconfigurável utilizando uma geometria baseada na segunda interação da curva fractal de Hilbert para constituir um sistema de identificação de frequência de 3 bits, e portanto, com identificação de 8 sub-bandas. O sistema foi projetado para operar na faixa entre 2,7 a 4,5 GHz, ou seja, com uma largura de banda de 1,8 GHz.

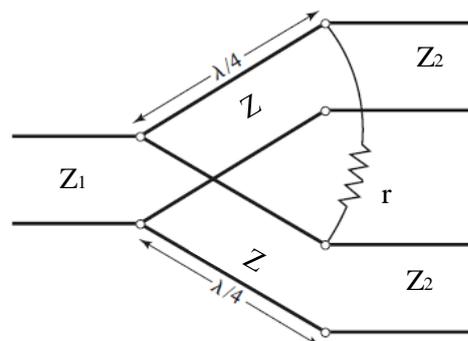
O dispositivo foi projetado e simulado considerando o uso de uma linha de transmissão em microfita fabricada em FR-4 com constante dielétrica relativa de 4,3 e espessura de 1,27 mm.

Nesta subseção, o projeto do divisor e dos interferômetros serão apresentados.

3.4.1 Projeto do divisor de Wilkinson modificado

O divisor tradicional de Wilkinson, como mostrado na subseção 2.5, tem as impedâncias das portas de entrada e saída com o mesmo valor. No projeto do interferômetro proposto, as portas de saída têm uma impedância diferente que a da porta de entrada como mostra a Figura 13. Assim, o próprio casador do divisor foi utilizado para casar essas seções. Utilizando os mesmos passos para o cálculo dos parâmetros do divisor de Wilkinson tradicional encontrados em [14], tem-se que a impedância do casador do divisor de Wilkinson modificado é agora $Z = \sqrt{2Z_1Z_2}$ e o resistor é $r = 2Z_2$.

Figura 13 - Divisor de Wilkinson modificado.

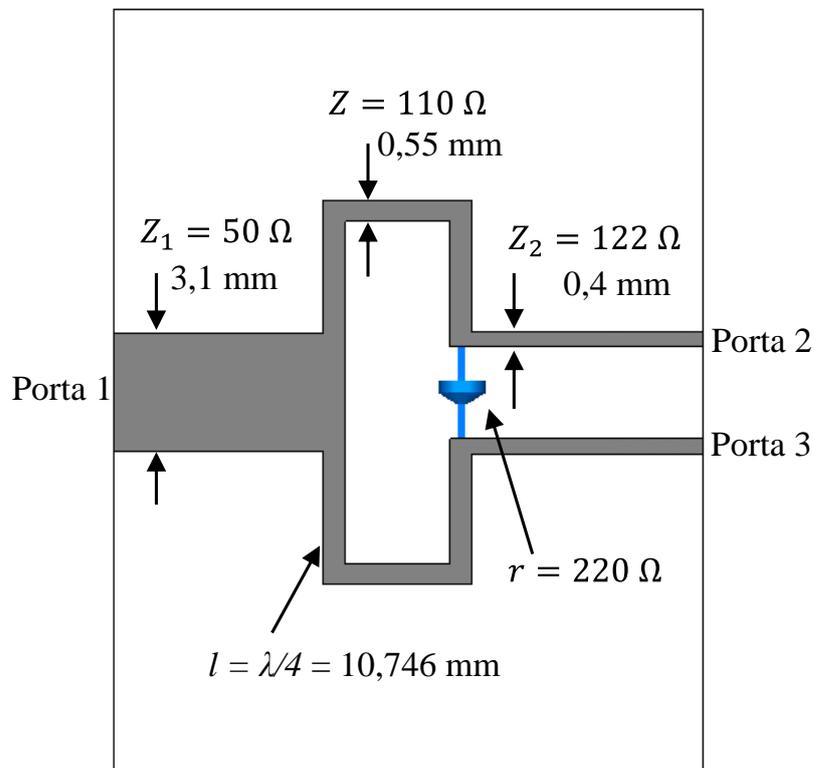


Fonte: A autora, 2020.

A largura de trilha escolhida para se projetar as linhas de atraso do interferômetro foi de 0,4 mm, o que corresponde a uma linha de microfita com impedância de 120 Ω . Assim, a impedância do casador que conecta essa linha a de 50 Ω ($\approx 3,1$ mm) é de 110 Ω correspondendo a uma linha de largura 0,55 mm. A frequência central de operação do divisor é 4,08 GHz o que corresponde a um casador de comprimento ($\lambda_g/4$, λ_g é o comprimento de onda guiada na microfita) 10,746 mm.

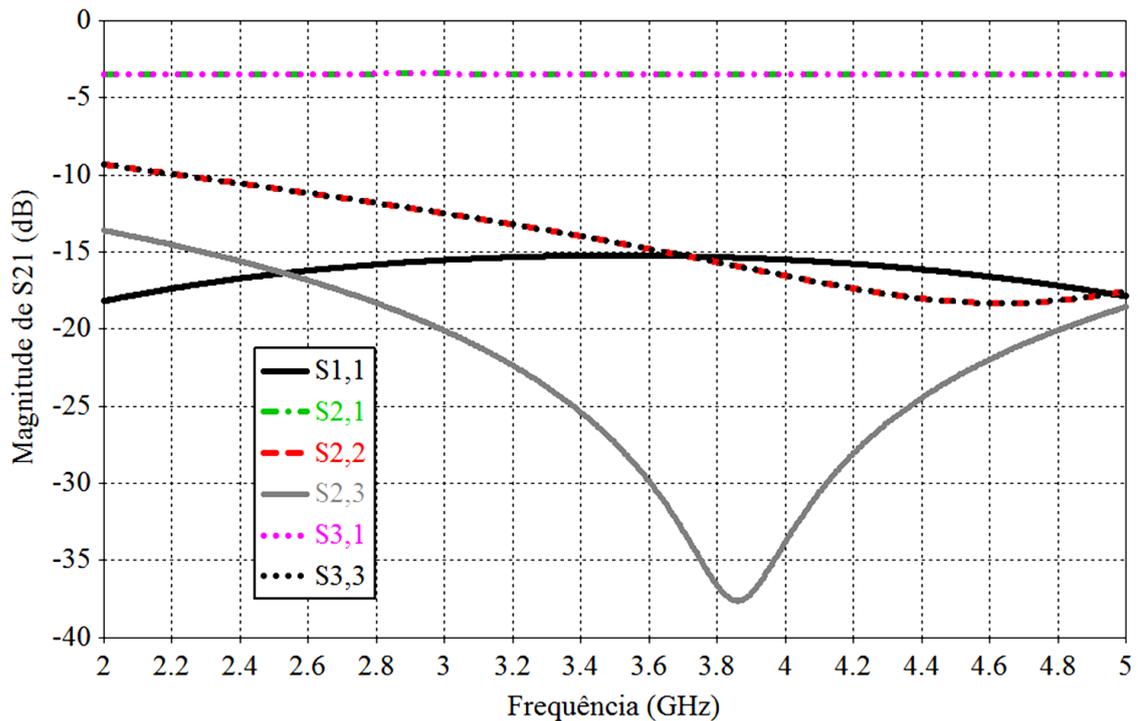
A distância entre os braços do divisor é de 3,2 mm e foi escolhida de modo que fosse possível conectar um resistor SMD com encapsulamento 1206 (3,2 x 1,6 mm). O resistor calculado tem o valor de 240 Ω , mas decidiu-se realizar as simulações com o resistor de 220 Ω (valor comercial). A Figura 14 mostra o desenho do divisor projetado no *software CST Microwave Studio* e a Figura 15 mostra os parâmetros de espalhamentos para esse divisor. A frequência central de operação simulada (3,87 GHz) apresentou um pequeno deslocamento em relação a calculada, porém, nota-se que $S_{2,1}$ e $S_{3,1}$ são aproximadamente -3 dB (-3,46 dB), todas as portas ($S_{1,1}$, $S_{2,2}$ e $S_{3,3}$) apresentam perda de retorno abaixo de -15 dB e o divisor apresenta boa isolamento entre as portas de saída ($S_{2,3} < -15$ dB) em toda a faixa de frequência em que o divisor será utilizado.

Figura 14 - Esquema do divisor projetado em microfita.



Fonte: A autora, 2020.

Figura 15 - Resultados de simulação do divisor de Wilkinson modificado.



Fonte: A autora, 2020.

3.4.2 Projeto dos interferômetros com as linhas de atraso baseadas na curva de Hilbert

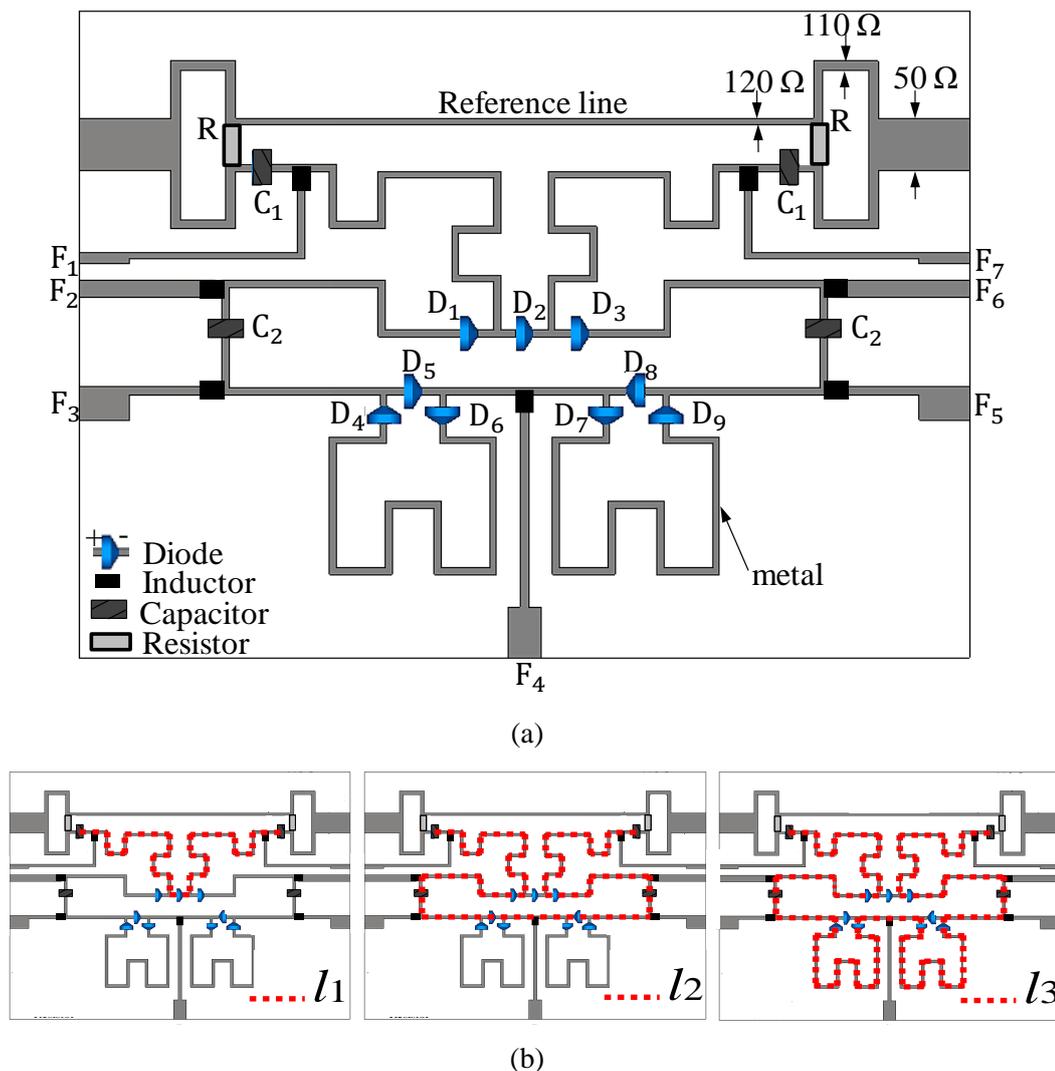
O interferômetro reconfigurável aqui proposto consiste em dois divisores de Wilkinson modificados que atuam como divisor e combinador. Esse divisor já foi calculado na subseção anterior. Uma das saídas do divisor é conectada a uma linha de referência de 30,4 mm de comprimento, escolhida arbitrariamente, enquanto a outra saída é conectada a uma geometria baseada na segunda interação do Fractal de Hilbert. A Figura 16 (a) mostra o RFM proposto.

A impedância característica das portas de saídas dos divisores e do casador de impedância são 122Ω e 110Ω , respectivamente. O casador de impedância é conectado a uma porta de 50Ω . A largura das linhas de atraso é 0,4 mm. Os diodos D_1 a D_9 selecionam o caminho que o sinal vai percorrer na linha de atraso fractal tal que três estados com três diferentes comprimentos possam ser obtidos (l_1 , l_2 e l_3) como mostrado na Figura 16 (b). Esses comprimentos são otimizados para se obter as curvas de interferências desejadas. As otimizações foram realizadas utilizando o *software CST Microwave Studio* utilizando o algoritmo *Trust Region Framework*. O dispositivo mostrado na Figura 16 foi otimizado por partes. O comprimento de linha (l_1) para o primeiro estado foi otimizado primeiro. Depois de achado o l_1 ótimo, na segunda etapa, apenas o comprimento l_2 foi otimizado. Com l_1 e l_2 ótimos,

apenas o comprimento l_3 foi otimizado. Os objetivos das otimizações tiveram como parâmetro os comprimentos das linhas de atraso e avaliavam se os parâmetros S estavam próximos das curvas ideais apresentadas na Figura 10 dado um certo valor de referência.

As trilhas de alimentação (F_1 a F_7) são conectadas à linha de atraso fractal através de indutores *choke* que tem a função de isolar o sinal RF, evitando que as linhas de alimentação funcionem como um estube para o circuito de alta frequência. A Tabela 2 mostra as polarizações requeridas para cada diodo selecionar os diferentes atrasos e a tensão aplicada para se conseguir essa polarização. Os capacitores C_1 s isolam o *Vector network analyzer* (VNA) da fonte DC e os capacitores C_2 s isolam as alimentações de D_1 , D_2 e D_3 a fim de se obter a polarização descrita na Tabela 2.

Figura 16 - (a) RFM proposto. F_n : linhas de alimentação; D_n : diodos; C_n : capacitores; R : resistores. (b) As linhas de atraso para os três diferentes estados do RFM.



Fonte: A autora, 2020.

Tabela 2 - Polarização dos diodos e fontes de tensão aplicada às linhas de alimentação para se obter essas polarizações.

<i>Polarização dos diodos</i>									
<i>Estado</i>	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8	D_9
l_1	PR	PD	PR	-	-	-	-	-	-
l_2	PD	PR	PD	PR	PD	PR	PR	PD	PR
l_3	PD	PR	PD	PD	PR	PD	PD	PR	PD
	PD:	Polarização direta			PR:	Polarização reversa			
<i>Fonte de tensão</i>									
<i>Estado</i>	F_1	F_2	F_3	F_4	F_5	F_6	F_7		
l_1	Vcc	0 V	-	-	-	Vcc	0 V		
l_2	0 V	Vcc	Vcc	0 V	Vcc	0 V	Vcc		
l_3	0 V	Vcc	0 V	2 Vcc	0 V	0 V	Vcc		

Fonte: A autora, 2020.

3.4.3 Resultados e discussões

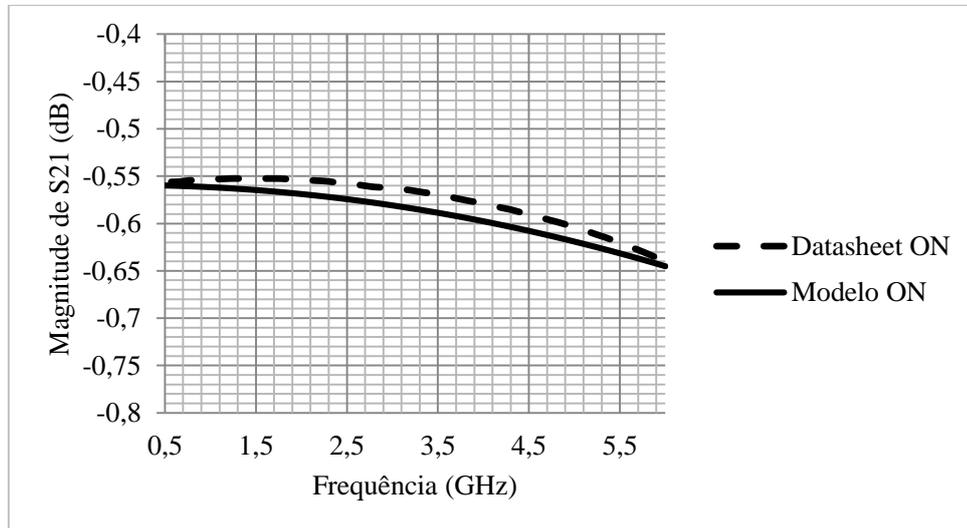
Esta seção apresenta os resultados medidos e simulados para os três estados do RFM. Um simulador de onda completa foi utilizado para realizar as simulações. Os circuitos equivalentes do diodo PIN usados nas simulações são definidos como RL série para o diodo polarizado diretamente com $R = 6,65 \Omega$ e $L = 399,58 \text{ pH}$, e RC em série para o diodo reversamente polarizado com $R = 187,33 \Omega$ e $C = 956 \text{ pF}$. Para obter esses circuitos equivalentes, as curvas da magnitude de S_{21} de um circuito discreto RLC foram ajustadas até ficarem similares às curvas disponíveis no *datasheet*. A Figura 17 mostra essas curvas para o diodo diretamente e reversamente polarizado.

Os modelos comerciais do diodo PIN e do indutor são BAR 50-02V da Infineon Technologies e MLG1005S12NJT000 da TDK, respectivamente. A frequência de autorressonância do indutor é de 3 GHz.

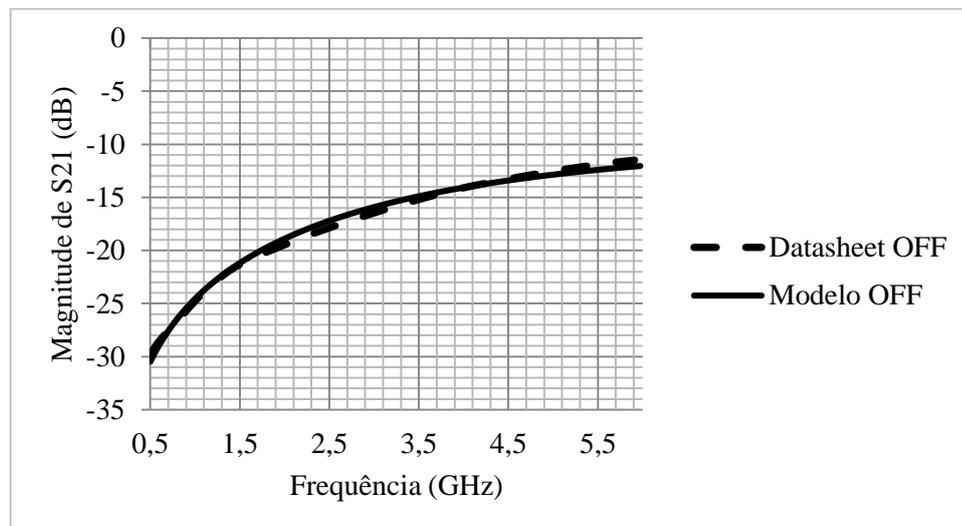
Como mencionado na subseção anterior, um otimizador foi utilizado para encontrar os melhores valores para as linhas de atraso. Esses valores assim como os tempos de atraso estão mostrados na Tabela 3, sendo $l_1 = 78.9 \text{ mm}$, $l_2 = l_1 + 88.62 = 167.7 \text{ mm}$ e $l_3 = l_2 + 97.54 = 265.2 \text{ mm}$. As dimensões totais do RFM são $53 \text{ mm} \times 39 \text{ mm}$. A diferença de tempo de atraso entre a linha de referência e l_1 é de $0,26 \text{ ns}$ (calculado pela equação (31)), portanto, a banda de operação

do RFM é 1,8 GHz (calculado pela equação (60)). Os valores de transição (N_L) escolhidos na simulação para os bits 1, 2 e 3 são -4,5 dB, -7 dB e -6 dB, respectivamente.

Figura 17 - Curvas características do diodo (a) diretamente e (b) reversamente polarizado de acordo com os dados do *datasheet* e com os dados obtidos do modelo RLC.



(a)



(b)

Fonte: A autora, 2020.

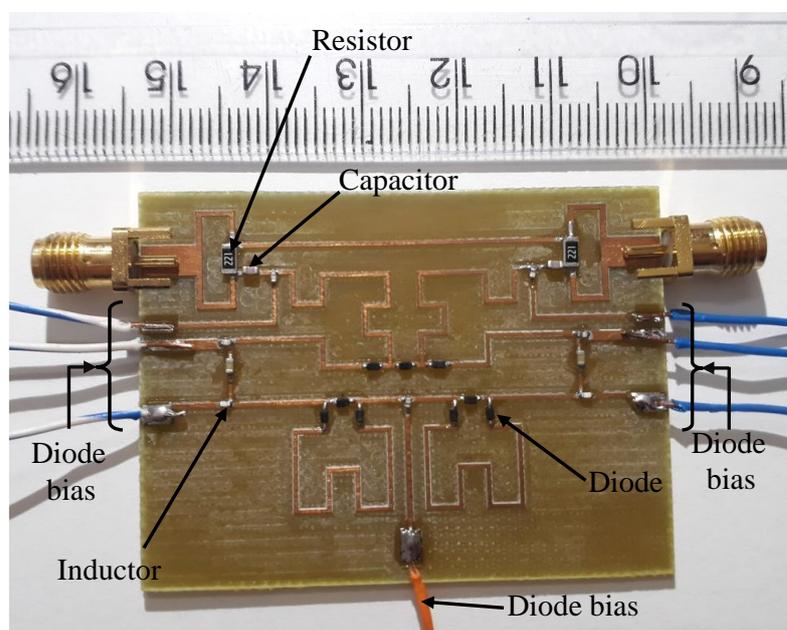
A Figura 18 mostra o RFM fabricado. Uma fonte DC externa de 4 V (V_{cc}) é conectada a resistores com o valor de 1 K Ω a fim de fornecer uma corrente de 3 mA aos diodos. O RFM é medido usando o analisador de redes Agilent E5071B, que foi devidamente calibrado utilizando o método SOLT entre as frequências 2,4 a 5 GHz, contudo, a frequência de operação do RFM é de 2,7 a 4,5 GHz.

Tabela 3 - Características das linhas de atraso do RFM.

<i>Linhas de atrasos</i>	<i>Comprimento total (mm)</i>	<i>Tempo de atraso (ns)</i>	$\Delta\tau_{i,0}$ (ns)
Linha de referência	34,00	0,19	-
l_1	78,90	0,45	0,26
l_2	167,70	0,96	0,76

Fonte: A autora, 2020.

Figura 18 - O RFM proposto fabricado e montando.



Fonte: A autora, 2020.

A Figura 19 mostra o resultado simulado e medido para os três estados do RFM. Cada estado fornece um bit para a identificação do sinal. Se a magnitude de S_{21} é abaixo do nível de transição, o estado fornece o bit 0, caso contrário, o estado fornece o bit 1. Após o chaveamento dos três estados, o RFM apresenta uma palavra binária de 3 bits que identifica a sub-banda na qual o sinal recebido se encontra.

A Tabela 4 apresenta as palavras binárias geradas pelos resultados medidos e simulados do RFM. As palavras binárias geradas pelos resultados simulados foram obtidas levando em consideração o nível de transição mencionado acima. Analisando os resultados teóricos, é esperado que o RFM possa identificar oito sub-bandas distintas com larguras de bandas de 225 MHz cada. Os resultados simulados apresentaram um deslocamento comparados com o teórico e as sub-bandas não tem a mesma largura. O otimizador entrega os parâmetros que mais se aproximam dos objetivos definidos, assim, o melhor resultado fornecido, não é o ideal e

apresenta deslocamentos na frequência. Contudo, o RFM ainda consegue identificar oito sub-bandas diferentes.

Os resultados medidos também apresentaram deslocamentos quando comparados com os resultados de simulação. Os deslocamentos foram de 0,5 GHz, 0,12 GHz e 0,2 GHz, para os estados 1, 2 e 3, respectivamente. Para evitar esses deslocamentos, uma caracterização prática do diodo usando a calibração TRL pode ser feita para se obter um modelo mais preciso. A caracterização levaria em conta como o diodo se comporta no circuito com impedância característica diferente de 50 Ω . Outra possível causa para esses deslocamentos é o tamanho físico dos componentes SMDs. No simulador, os componentes discretos são modelados como se fossem uma linha infinitesimal, ou seja, as dimensões físicas reais dos componentes não são levadas em conta. Assim, esses dispositivos, na prática, junto com a solda, poderiam introduzir capacitâncias e indutâncias à linha de microfita [29] [17].

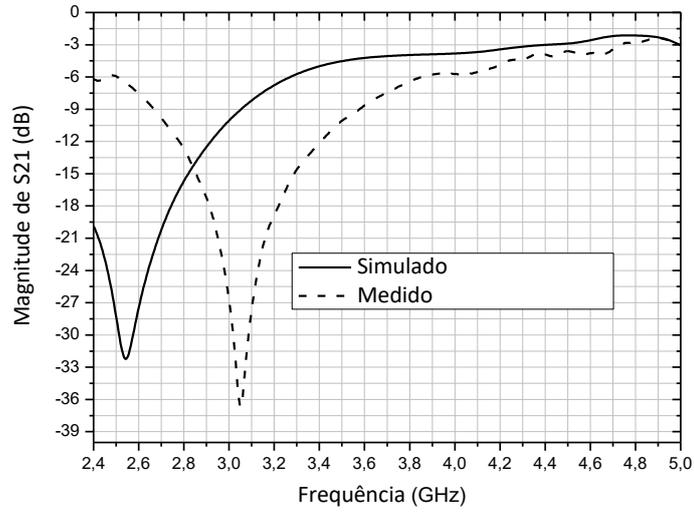
Apesar desses deslocamento de frequências, é possível ajustar o nível de transição de cada estado de maneira que oito sub-bandas distintas possam ser identificadas como mostrado na Tabela 4. Os novos níveis de transição para os estados 1, 2 e 3 são -7 dB, -7 dB e -7,2 dB, respectivamente. Portanto, mesmo apresentando sub-bandas com larguras de bandas diferentes, o RFM proposto é capaz de identificar oito bandas sub-bandas distintas sem ambiguidade dentro de sua faixa de operação (2,7 a 4,5 GHz).

Tabela 4 - Palavras binárias fornecidas pelos resultados medidos e simulados do RFM.

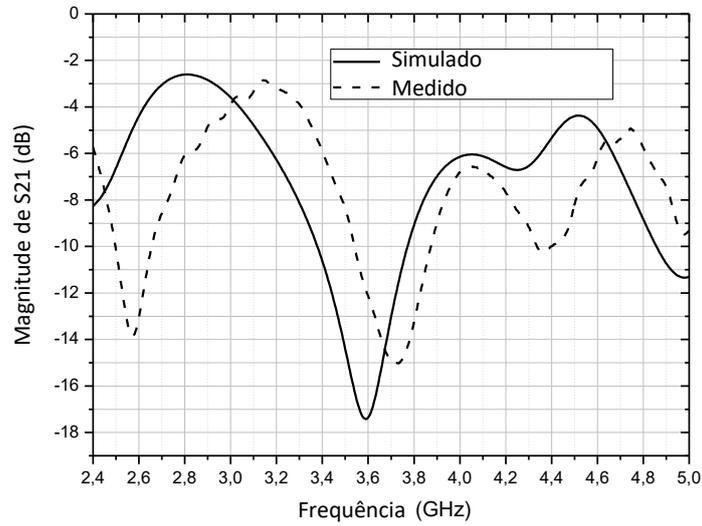
<i>Resultados simulados</i>			<i>Resultados medidos</i>		
Palavra Binária	Banda de frequência (GHz)	Banda (GHz)	Palavra Binária	Banda de frequência (GHz)	Banda (GHz)
011	2,70 – 2,90	0,20	011	2,70 – 3,10	0,40
010	2,90 – 3,25	0,35	010	3,10 – 3,44	0,34
000	3,25 – 3,40	0,15	000	3,44 – 3,58	0,14
001	3,40 – 3,70	0,30	001	3,58 – 3,60	0,02
101	3,70 – 3,80	0,10	101	3,60 – 4,00	0,40
100	3,80 – 3,90	0,10	111	4,00 – 4,08	0,08
110	3,90 – 4,37	0,47	110	4,08 – 4,13	0,05
111	4,37 – 4,50	0,13	100	4,13 – 4,50	0,37

Fonte: A autora, 2020.

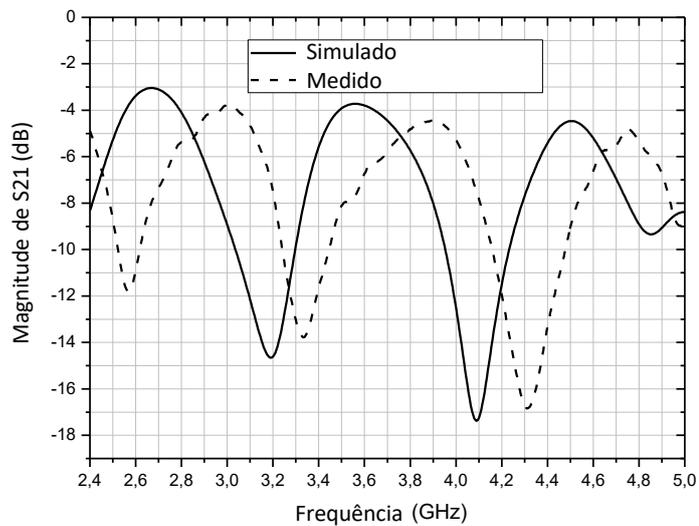
Figura 19 - Resultados simulados (linha sólida) e medidos (linha tracejada) da magnitude de S21 para cada estado do RFM: a) Estado 1 (l_1 selecionada), b) Estado 2 (l_2 selecionada), c) Estado 3 (l_3 selecionada).



(a)



(b)



(c)

Fonte: A autora, 2020.

4 SENSOR MULTIBANDA UTILIZANDO A CURVA FRACTAL

Esta seção se dedica ao segundo dispositivo desta Tese. Aqui os princípios básicos dos sensores planares de micro-ondas serão apresentados, assim como o projeto e resultados simulados e medidos do sensor proposto. O sensor proposto é composto de um ressonador com a forma da quarta interação do fractal de Hilbert. Essa geometria confina um ressonador com grande comprimento em uma área limitada e com isso várias ressonâncias são apresentadas. O sensor tem o objetivo de caracterizar materiais dispersivos em múltiplas frequências utilizando uma pequena quantidade de amostra.

4.1 SENSORES DE MICRO-ONDAS

A permissividade elétrica ($\epsilon(f)$), a permeabilidade magnética ($\mu(f)$) e a condutividade elétrica ($\sigma(f)$) são propriedades intrínsecas dos materiais que, junto às equações de Maxwell e às condições de contorno, governam o comportamento das ondas eletromagnéticas dentro desse material. Em geral, essas quantidades são complexas e variam com a frequência. Para meios isotrópicos essas quantidades não variam com a direção do campo eletromagnético. Mas em geral, essas propriedades podem variar com a direção e são representadas por um tensor. Meios que tem essa característica são chamados de anisotrópicos.

O principal parâmetro de interesse a ser caracterizado utilizando sensores de micro-ondas é a permissividade complexa relativa dada por [14]

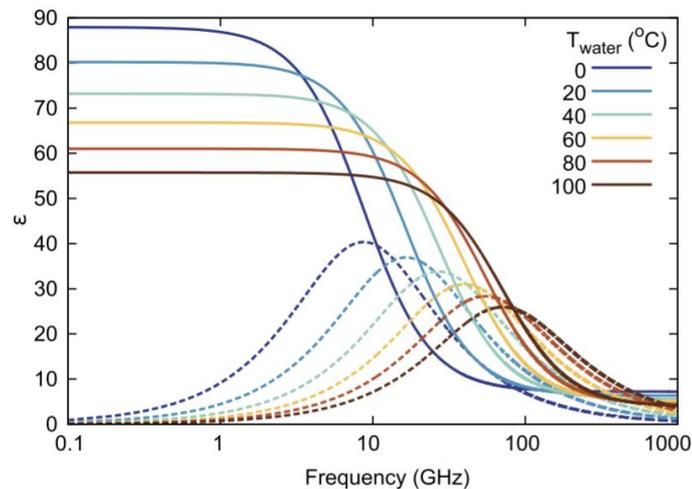
$$\epsilon_r(f) = \epsilon_1(f) - j\epsilon_2(f) = \epsilon_1(f)[1 - \tan(\delta(f))], \quad (61)$$

onde ϵ_1 é a parte real da permissividade, geralmente conhecida como constante dielétrica, e ϵ_2 é a parte imaginária, conhecida como fator de perdas. O parâmetro ϵ_1 é a medida da energia elétrica armazenada no dielétrico devido à aplicação de um campo elétrico; enquanto ϵ_2 quantifica a perda ou a potência dissipada em calor devido às vibrações dos momentos de dipolos ocasionados pelas oscilações desse campo em altas frequências. A quantidade $\tan(\delta) = \epsilon_2/\epsilon_1$ é chamada de tangente de perdas.

A permissividade também varia com a temperatura [40], o que é natural já que tanto a temperatura quanto a frequência interferem nas configurações de dipolos formados em um

material na presença de um campo elétrico. A Figura 20 mostra como exemplo a permissividade complexa da água para várias temperaturas. Linhas sólidas representa a parte real da permissividades e as tracejadas, a parte imaginária.

Figura 20 - Permissividade complexa da água pura em função da frequência e temperatura. Linhas sólidas representa a parte real da permissividades e as tracejadas, a parte imaginária.



Fonte: [41]

As mais importantes técnicas para caracterização dielétrica podem ser agrupadas em quatro grandes categoriais: Técnica de transmissão e reflexão, métodos em espaço livre, técnicas com ponta de prova coaxial em aberto e método ressonante [42] [43]. Contudo, existem algumas técnicas que são híbridas [44].

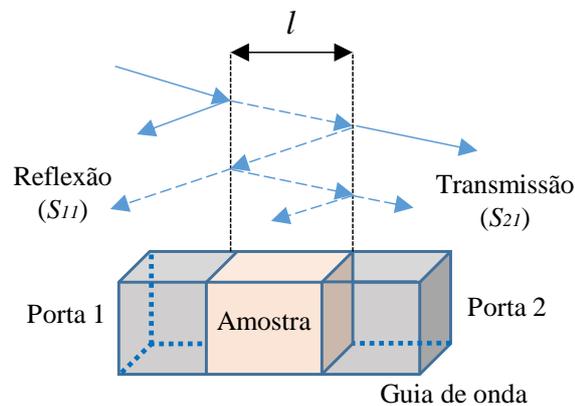
A escolha de cada técnica vai depender dos seguintes fatores:

- Frequência de interesse;
- Valor esperado de ϵ_{r2} ;
- Precisão requerida;
- Propriedades dos materiais (homogêneo, isotrópico...);
- Forma do material (líquido, sólido, pó, gás, lâminas...);
- Restrição do tamanho da amostra;
- Medição destrutiva ou não-destrutiva;
- Medição com contato ou sem contato;
- Temperatura.

As técnicas de **transmissão e reflexão** são amplamente utilizadas quando se quer caracterizar as amostras em uma larga faixa de frequência. As amostras a serem caracterizadas devem ser colocadas dentro da linha de transmissão onde as ondas eletromagnéticas são

propagadas pelo meio que é a própria amostra como mostra a Figura 21. O VNA captura os parâmetros de espalhamento em sua forma complexa em ambas as portas (S_{11} e S_{21}). Os parâmetros de espalhamento são diretamente dependentes da permissividade complexa que pode ser extraída por meio de equações analíticas. A amostra precisa ter um comprimento elétrico de 20 graus [43]. Nesse método, é necessário fazer uma calibração do dispositivo antes de medir as amostras. As vantagens consistem em medir a permissividade e permeabilidade ao mesmo tempo e a possibilidade de medir materiais anisotrópicos em guias de onda, tendo como desvantagem a limitação na precisão pela presença de lacunas de ar e pelas perdas em frequências superiores a 10 GHz. [43]

Figura 21- Método de medição de permissividade utilizando parâmetros de transmissão e reflexão com uma amostra inserida em um guia de onda.

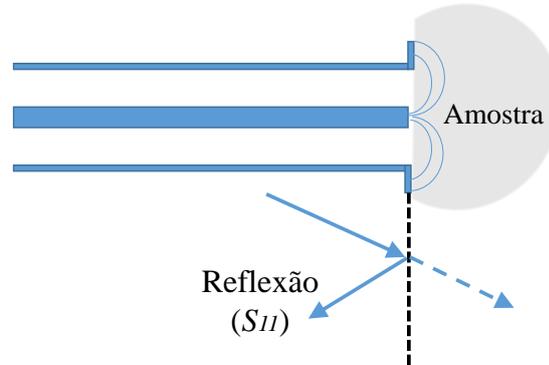


Fonte: A autora, 2020.

Na técnica com a **ponta de prova coaxial em aberto**, a ponta de prova é colocada diretamente sobre a amostra que se deseja medir como mostra a Figura 22. A amostra tem que ter uma grande espessura, a área de contato entre a ponta de prova tem que ser plana e as lacunas de ar devem ser evitadas. Essa técnica é não destrutiva e permite medir amostras em uma ampla faixa de frequência e temperaturas. Ela é aplicável a uma variedade de amostras sólidas e líquidas, incluindo amostras biológicas *in-vivo*. Os campos eletromagnéticos no final do cabo coaxial penetram o material e os parâmetros de reflexão são medidos. Esse método requer calibração com cargas em aberto, em curto e casada antes da medição de fato da amostra. A permissividade é determinada por meio de cálculos iterativos da admitância do cabo coaxial na presença do material que se deseja medir. Depois de realizada a calibração, a preparação

das amostras e as medidas em si podem ser feitas em um tempo relativamente curto. O método apenas mede a permissividade de amostras homogêneas e isotrópicas [43].

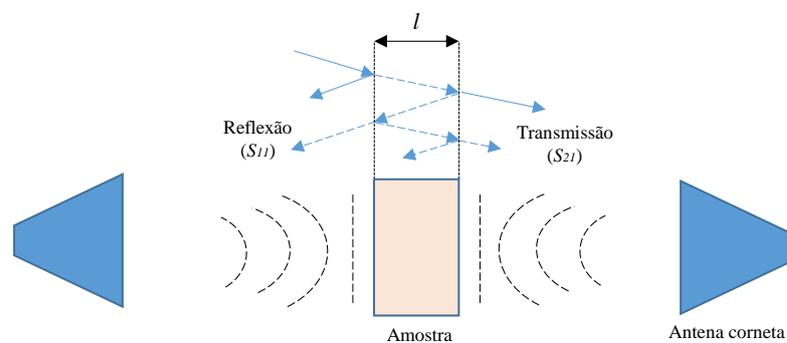
Figura 22 - Método de medição de permissividade utilizando uma probe coaxial em aberto.



Fonte: A autora, 2020.

O método no **espaço livre** é adequado para amplas faixas de frequência chegando até 500 GHz. É uma técnica não destrutiva que pode ser usada para fazer medição de amostras em um ambiente hostil como aqueles sob altas temperaturas. Uma ou duas antenas cornetas (Figura 23) são apontadas para o sensor e os parâmetros de espalhamento são capturados pelo VNA. O método requer que a amostra seja grande o suficiente para envolver o arco de 3dB do diagrama de radiação das antenas cornetas. Esse método também necessita de calibração do sensor. As vantagens incluem o fato de que as antenas não precisam estar próximas do sensor e ambas a permissividade e a permeabilidade podem ser medidas. As múltiplas reflexões entre a amostra e as antenas e efeitos de difração afetam a precisão do método. [43]

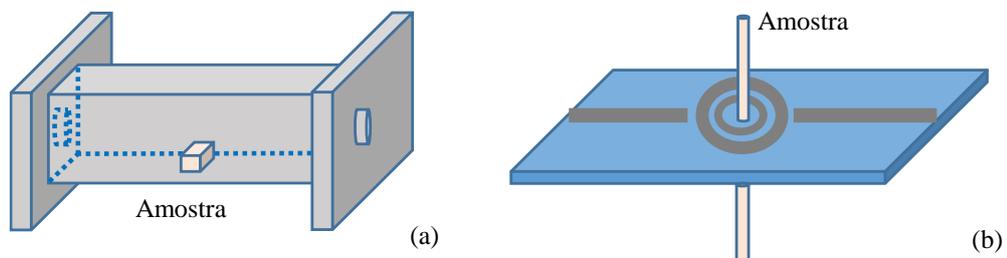
Figura 23 - Método de medição de permissividade no espaço livre.



Fonte: A autora, 2020.

Os **métodos ressonantes** são os mais precisos para se determinar as propriedades dielétricas comparadas com os métodos que determinam a permissividade em uma ampla faixa de frequência [44]. Esse método é adequado para pequenas quantidades de amostra com baixas perdas. A medição é feita em apenas uma frequência ou em um conjunto de frequências. Não é necessária uma calibração como nos métodos anteriores. O cálculo da permissividade é feito de forma simples utilizando o método da perturbação, onde a frequência de ressonância e seu fator de qualidade são computados para o sensor vazio e com amostra. A geometria da amostra é algo que deve ser levada em consideração nos cálculos e as lacunas de ar entre a amostra e parte metálica do sensor podem trazer imprecisões aos resultados. A Figura 24 mostra uma cavidade e um sensor planar de microfita com um elemento ressonador sendo utilizados como sensor. [43]

Figura 24 - Método ressonante utilizando (a) uma cavidade e (b) um ressonador planar como sensor.



Fonte: A autora, 2020.

Os métodos abordados anteriormente já são amplamente conhecidos e utilizados para medir a permissividade de uma grande variedade de amostras com uma boa precisão.

Contudo, atualmente a academia tem mostrado bastante interesse pelos sensores planares de micro-ondas que dentro do conceito de Internet das coisas (no inglês, *Internet of Things - IoT*) podem desempenhar um papel muito importante [45]. Na *IoT*, os objetos estariam diretamente conectados à internet e etiquetas com sensores podem ser utilizadas para monitorar ambientes ou materiais. As vantagens inerentes aos circuitos planares como baixo custo, facilidade de integração com circuitos embarcados e robustez juntamente com a possibilidade de um sensoriamento não-invasivo em tempo real fazem dos sensores planares bons candidatos para aplicações *IoT*.

Nesse sentido, muitos sensores planares com elementos ressonantes vêm sendo estudados para as mais diversas aplicações incluindo caracterização dielétrica de material [46], [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53], [54], [55], [56] caracterização de materiais biológicos [57], [58], [59], detecção de defeito [60], [61], controle de movimento [62], [63], análises

químicas [64], caracterização de produtos para agricultura [65], caracterização de líquidos [66], [67], [68], [69], entre outros. A maior parte dos sensores planares ressonantes caracterizam a amostra em apenas uma frequência de ressonância.

O sistema para a caracterização de um material necessita de um analisador de redes que captura os parâmetros S do sensor, que depois de um pós-processamento fornece a permissividade do material sobre teste. O sensor, por sua vez, é um dispositivo de micro-ondas que ao entrar em contato com a amostra tem suas características de propagação alteradas.

Em [52], três frequências de ressonâncias são utilizadas para medir simultaneamente a espessura e a permissividade elétrica de laminados dielétricos geralmente empregando substratos dielétricos conhecidos para a sua verificação experimental. Em [53], [54] e [55] apenas duas frequências de ressonâncias são usadas com o mesmo propósito. Esses sensores são projetados com ressoadores em anel - simples (metal sobre o substrato) ou complementares (lacunas no metal). As frequências não identificam a permissividade em regiões diferentes do espectro, elas auxiliam na identificação simultânea de duas propriedades das amostras. Em [69], um ressoador em anel é utilizado para detecção de líquidos nas frequências de 2,45 e 5,8 GHz. Em [56], o autor propõe um sensor multibanda que detecta a permissividade dielétrica de laminados em quatro frequências diferentes: 1,5 GHz, 2,45 GHz, 3,8 GHz e 5,8 GHz. Para ressoar em múltiplas frequências, vários ressoadores complementares em anel são utilizados, um para cada frequência. Conseqüentemente, o tamanho do sensor e da amostra são grandes, pois os ressoadores precisam estar a uma distância onde os seus acoplamentos não causem deslocamentos nas frequências projetadas, e para simultaneamente medir a amostra em todas as frequências, ela precisa estar em contato com todos os quatro ressoadores. Desse modo, o segundo dispositivo proposto dessa Tese tem como objetivo propor um sensor multibanda miniaturizado e que também necessite de menor quantidade de amostra.

4.2 MÉTODO DA PERTURBAÇÃO

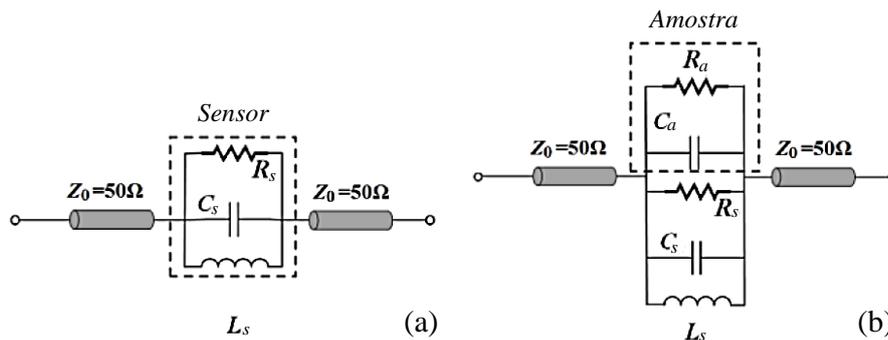
O método da perturbação é frequentemente utilizado para a caracterização de pequenas amostras (amostras com volume muito menor que o do ressoador) que causam um pequeno efeito no fator de qualidade Q e na frequência de ressonância f_0 e era tradicionalmente tratado pela primeira ordem da Teoria da perturbação. No entanto, a técnica de perturbação está sendo amplamente utilizada em muitas aplicações práticas atuais, quando os ressoadores são modificados pela introdução de pequenas amostras dielétricas. O princípio do método consiste

no fato de que um deslocamento na frequência é proporcional à permissividade real ($\Delta f_0 \propto \varepsilon_1$) e uma variação no fator de qualidade é proporcional à permissividade imaginária ($1/\Delta Q \propto \varepsilon_2$) causada pela inserção de uma amostra. A frequência e fator de qualidade são deslocados para valores menores que os do ressonador sem amostra. É importante lembrar que para o método possa ser aplicado, a variação dos dois parâmetros tem que ser pequena. Analisadores vetoriais de redes são utilizados para medir Q e f .

Como visto na subseção 2.4, o ressonador pode ser modelado por circuito RLC paralelo. Em um ressonador onde linhas de transmissão alimentam o ressonador, o sensor pode ser modelado pelo circuito da Figura 25 (a). A frequência de ressonância é determinada por $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_s})$ e o fator de qualidade (pela equação 36 e 38) é dado por $Q_0 = R_s\sqrt{C_s/L_s}$. O subscrito s indica que esses componentes modelam o sensor sem amostra.

Um modelamento para esse método pode ser feito incluindo uma capacitância equivalente para a amostra (C_a , menor que C_s) que modela a variação de sua permissividade e uma resistência (R_a , menor que R_s) que modela suas perdas como mostrado na Figura 25 (b) [48]. O parâmetro C_a é diretamente proporcional a ε_1 e o R_s , a ε_2 . Dessa maneira, a frequência de ressonâncias e fator de qualidade na presença da amostra são dadas por $f_a = 1/(2\pi\sqrt{L_s(C_s + C_a)})$ e $Q_0 = (R_s//R_a)\sqrt{(C_s + C_a)/L_s}$, respectivamente.

Figura 25 - (a) Modelo simplificado de um sensor com ressonador em micro-ondas, (b) Modelo equivalente do sensor com a amostra.



Fonte: Modificado de [48].

4.3 PROJETO DO SENSOR MULTIBANDA

A geometria fractal de Hilbert foi utilizada no projeto do ressonador do sensor proposto devido às suas características intrínsecas como a autossemelhança e autopreenchimento que faz

dela uma boa candidata para a miniaturização do sensor. O sensor aqui projetado apresenta cinco frequências de ressonâncias bem definidas entre 0,1 a 5 GHz. Esse intervalo de frequência foi escolhido arbitrariamente para frequências mais baixas para se observar o tamanho total do sensor nessa faixa. É possível projetar o sensor em outros intervalos de frequência utilizando os procedimentos que serão apresentados nessa seção.

4.3.1 Projeto do sensor fractal

A Figura 26 mostra o sensor de microfita utilizando a quarta iteração da curva fractal de Hilbert como ressoador. A área em cinza representa a parte metálica da estrutura. O sensor foi projetado usando o substrato AD1000™ com constante dielétrica de 10,2, tangente de perdas de 0,0004 e espessura de 1,27 mm. As portas foram projetadas para terem uma impedância característica próximo de 50 Ohms e têm uma largura de 1,1 mm. A quarta iteração da curva fractal de Hilbert tem um comprimento total (l_{ef}) igual a 243 mm e ocupa uma área de 20 x 20 mm². A quarta iteração foi escolhida porque apresenta um bom custo-benefício fornecendo um ressoador com grande comprimento, obtendo um apropriado acoplamento entre as linhas, que estão confinadas em uma pequena área, o que propicia um comportamento multibanda.

A frequência fundamental (f_1) do sensor pode ser calculada utilizando a equação (62) [70]

$$f_1(GHz) = \frac{0,3}{l_{ef}\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (62)$$

com ϵ_{reff} (AD1000™, $w = 0,3$ mm) = 6,35, e $l_{ef} \approx \lambda_{gl}$ onde λ_{gl} é o comprimento de onda guiado referente à f_1 . O ressoador também ressoa em frequências mais altas do que a fundamental seguindo a equação (63)

$$f_n \approx (2n - 1)f_1, \quad (63)$$

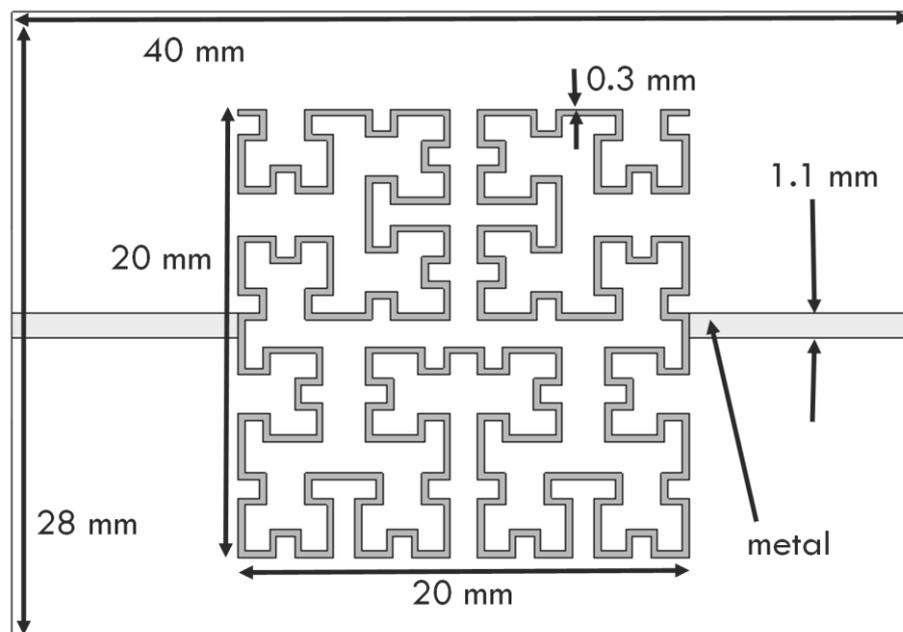
onde n é maior ou igual a 2. Portanto, a distância entre duas frequências subsequentes é aproximadamente $2f_1 = f_n - f_{n-1}$. O princípio de operação do sensor consiste no fato de que apesar de o campo elétrico estar mais concentrado entre as linhas de microfita e plano terra, ainda há um campo elétrico fraco acima do substrato. Como a permissividade relativa efetiva leva em consideração os três meios: o substrato, a amostra e o ar; a permissividade efetiva muda

e conseqüentemente as frequências de ressonâncias e o fator de qualidade, para valores menores do que aquele do sensor sem a amostra.

As linhas de campo elétrico são praticamente perpendiculares às trilhas de cobre da microfita e apontam para cima (ver Figura 4), então é apenas possível medir a permissividade do material nessa direção, ou seja, em geral, amostras anisotrópicas não podem ser medidas [71].

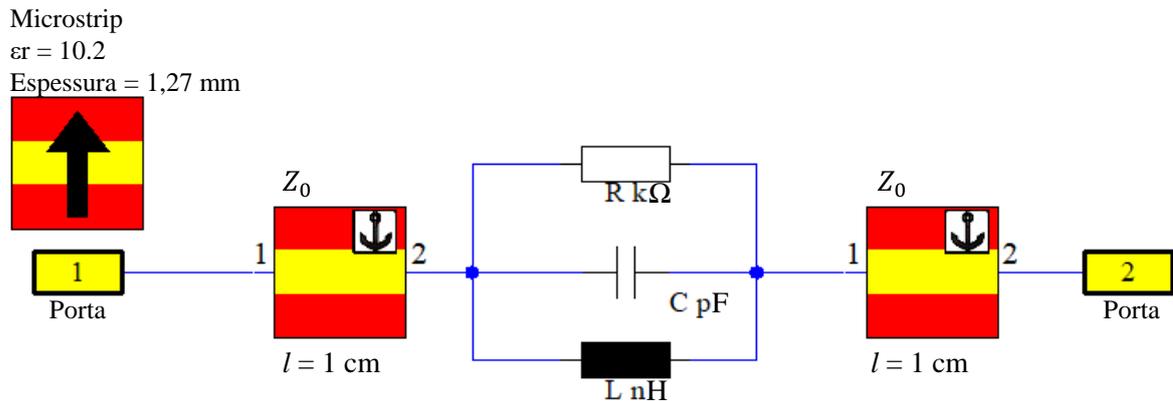
A Figura 27 mostra o modelo discreto simplificado para a primeira frequência de ressonância do sensor fractal de Hilbert proposto [72], onde C é a soma de todas as capacitâncias criadas pelos curvas do fractal e os espaçamentos entre as suas linhas, L caracteriza a soma das indutâncias das linhas e R , as perdas ôhmicas no dielétrico e por radiação no trecho do ressoador. O modelo foi realizado por meio de um ajuste da curva simulada no *CST Microwave Studio* do sensor 3D em microfita com a resposta do circuito do modelo discreto (Figura 27) no *software CST Studio Suite*, onde o circuito RLC em paralelo é conectado a dois pedaços de linha de transmissão com as mesmas características das linhas de alimentação. Os modelos para as ressonâncias maiores que a fundamental pode ser simulados levando em conta que $(LC)_n \approx LC/(2n-1)^2$, onde o n indica a ordem da frequência. Lembrando que a localização das frequências de ressonâncias é prevista com uma boa aproximação pelas equações (62) e (63) quando se obtém o comprimento total do ressoador.

Figura 26 - Sensor proposto com a quarta iteração da curva fractal de Hilbert.



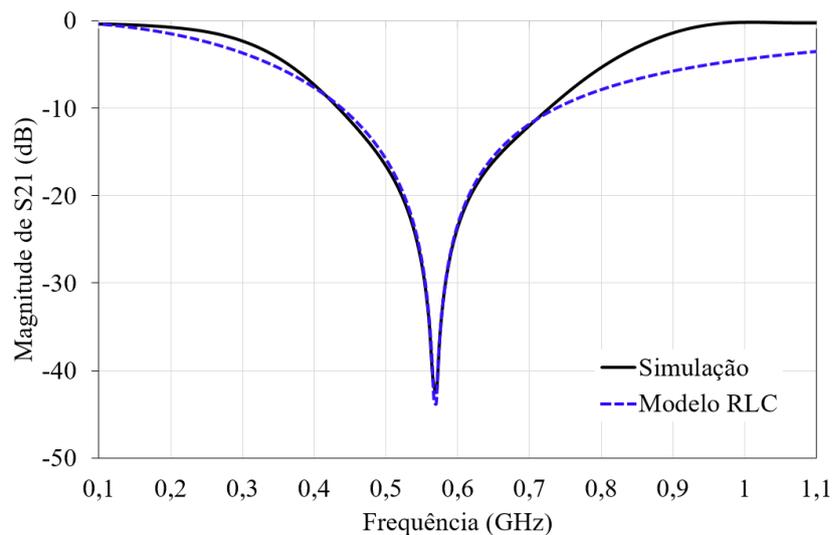
Fonte: A autora, 2020.

Figura 27 - Modelo discreto do sensor fractal para a primeira frequência de ressonância usando o *CST Studio Suite*. $R = 18 \text{ k}\Omega$, $C = 1,74538 \text{ pF}$ e $L = 44,885 \text{ nH}$.



Fonte: A autora, 2020.

Figura 28 - Resultados de simulação do modelo discreto simplificado para a primeira frequência de ressonância.



Fonte: A autora, 2020.

Como descrito na Equação (63), as frequências de ressonância do sensor são múltiplas da fundamental por um fator de aproximadamente $(2n-1)$, n sendo inteiro. Então considerando o caso mais simples onde a permissividade dielétrica real da amostra é igual a ϵ_{ra} e é constante na frequência, um deslocamento na frequência f_l , Δf_l , causa um deslocamento na frequência múltipla f_n de $\Delta f_{n\epsilon_{ra}} \approx (2n - 1)\Delta f_{1\epsilon_{ra}}$. A sensibilidade (S) do sensor para a frequência de ressonância fundamental é definida pela seguinte equação

$$S_{f_1} = \frac{\Delta f_{1\Delta\epsilon_{ra_{i,k}}}}{\Delta\epsilon_{ra_{i,k}}}, \quad (64)$$

onde $\Delta\epsilon_{ra_{i,k}}$ é a diferença entre maior e a menor constante dielétrica das amostras que o sensor pode medir e $\Delta f_{1\Delta\epsilon_{ra_{i,k}}}$ é o deslocamento na primeira frequência de ressonância ocasionado por elas. As sensibilidades das frequências de ressonância também são múltiplas da sensibilidade da primeira pelo fator de $(2n-1)$:

$$S_{f_n} \approx (2n - 1)S_{f_1}. \quad (65)$$

Portanto, conhecendo a sensibilidade para a primeira frequência de ressonância, as sensibilidades das ressonâncias subsequentes são bem conhecidas e sempre maiores que a da primeira.

4.3.2 Resultados de simulação do sensor fractal de Hilbert

O sensor fractal foi projetado e simulado utilizando-se um *software* de simulação eletromagnética de onda completa. Todas as simulações da magnitude do parâmetro de espalhamento S_{21} entre 0,1 e 5 GHz para o sensor sem e com amostra são aqui apresentadas e discutidas.

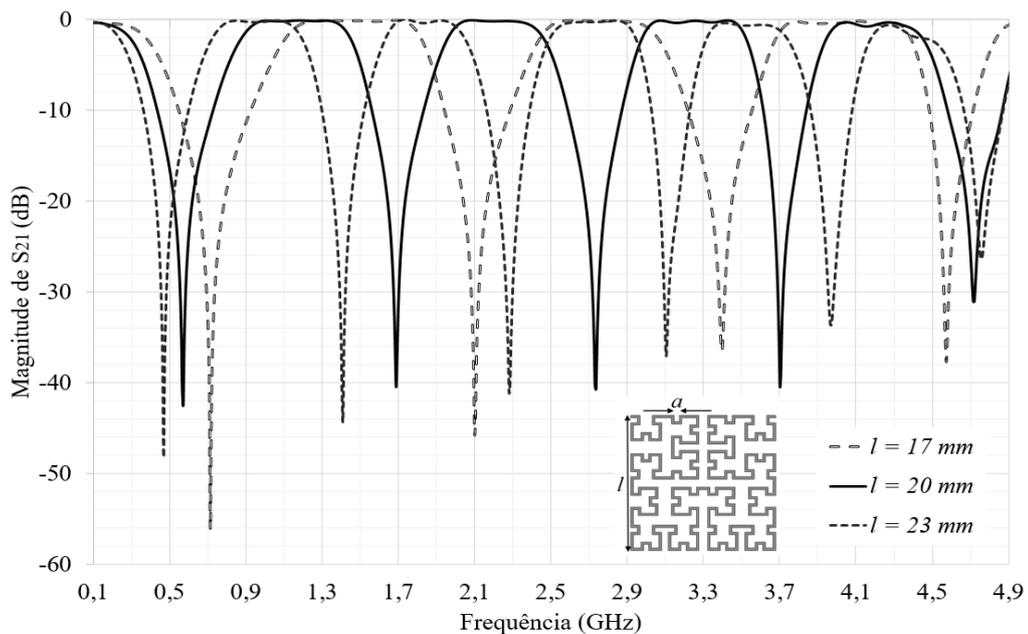
Primeiro, para verificar que é possível aproximadamente calcular as frequências de ressonâncias pelas equações (62) e (63), o dispositivo foi simulado com os lados do ressonador (l) valendo 17, 20 e 23 mm, uma variação entre 15% para mais e para menos do valor do lado escolhido. A geometria fractal foi totalmente parametrizada no *software* de simulação, assim é possível ajustar todos os parâmetros como o lado l e a largura das trilhas. Desse modo, o tamanho do lado do fractal foi alterado, contudo as proporções continuaram as mesmas assim como a largura de trilha que permaneceu 0,3 mm.

A Figura 29 mostra os resultados de simulação da magnitude de S_{21} para essas variações e a Tabela 5 compara as quatro primeiras ressonâncias calculadas e simuladas no *software* de simulação. Para menores valores de l , as linhas dos fractais ficam mais próximas umas das outras, o que interfere nos valores de capacitância e indutâncias totais do ressonador fractal, e por isso o valor calculado para $l = 17$ mm tem um erro de 23,18% para a primeira frequência de ressonância, enquanto para $l = 23$, o erro é de 10,32%. Esses resultados de simulação indicam

um aspecto muito interessante da curva fractal para a miniaturização: além de a curva confinar um maior comprimento em uma área limitada, a proximidade da curvas altera as indutâncias e capacitâncias totais do ressonador, levando com que o ressonador ressoe em frequências de ressonâncias maiores, ou seja, o ressonador apresenta um comprimento equivalente maior que o comprimento físico. Trabalhos futuros devem incluir a influência das capacitâncias e indutâncias da linha para se prever com maior exatidão as frequências de ressonâncias.

O valor de l escolhido foi o de 20 mm, pois, dos valores apresentados na Tabela 5, ele apresentou uma boa concordância com os cálculos e também um menor tamanho. A Tabela 6 mostra as características das frequências de ressonâncias para $l = 20$ mm. Nota-se que o ressonador apresenta uma alta perda de inserção e alto fator de qualidade (calculado pela equação (41)), o que são boas características para a utilização deste dispositivo como sensor e facilita as medidas da permissividade, pois aumenta a seletividade na frequência.

Figura 29 - Resultados de simulação do sensor fractal variando o lado do ressonador (l).



Fonte: A autora, 2020.

Tabela 5 - Comparação entre as frequências de ressonâncias simuladas e calculadas.

l mm	l_{ef} mm	f_1			f_2			f_3			f_4		
		cal. GHz	sim. GHz	erro %									
17	206,55	0,58	0,71	23,18	1,73	2,10	21,45	2,88	3,40	17,98	4,03	4,57	13,27
20	243,00	0,49	0,57	16,34	1,47	1,69	14,98	2,45	2,74	11,85	3,43	3,72	8,47
23	279,45	0,43	0,47	10,32	1,28	1,40	9,54	2,13	2,28	7,04	2,98	3,10	3,95

Fonte: A autora, 2020.

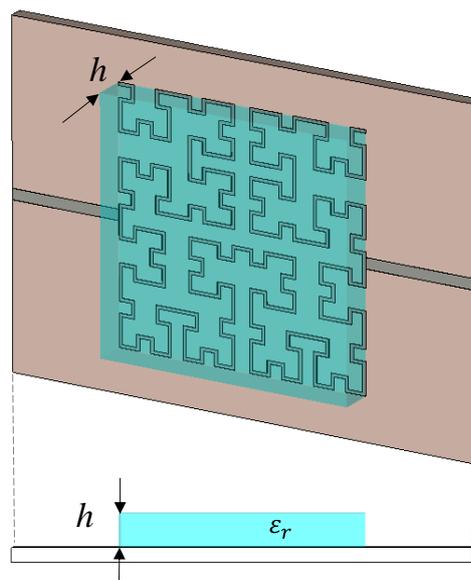
Tabela 6 - Características das frequências de ressonâncias do sensor proposto obtidas por meio de simulação para $l = 20$ mm.

f_n	Frequência de ressonância	Fator de qualidade	$ S_{21} $ dB
f_1	0,57 GHz	63,33	-42,45
f_2	1,69 GHz	211,25	-40,50
f_3	2,72 GHz	251,85	-40,72
f_4	3,69 GHz	308,33	-40,41
f_5	4,72 GHz	214,54	-31,08

Fonte: A autora, 2020.

Para simular as amostras dielétricas, um paralelepípedo com base quadrada de 20×20 mm², com altura h e permissividade relativa real ϵ_a foi colocado exatamente em cima do ressoador como mostra Figura 30.

Figura 30 - Configuração para a simulação do sensor com uma amostra de altura h e permissividade real ϵ_r .



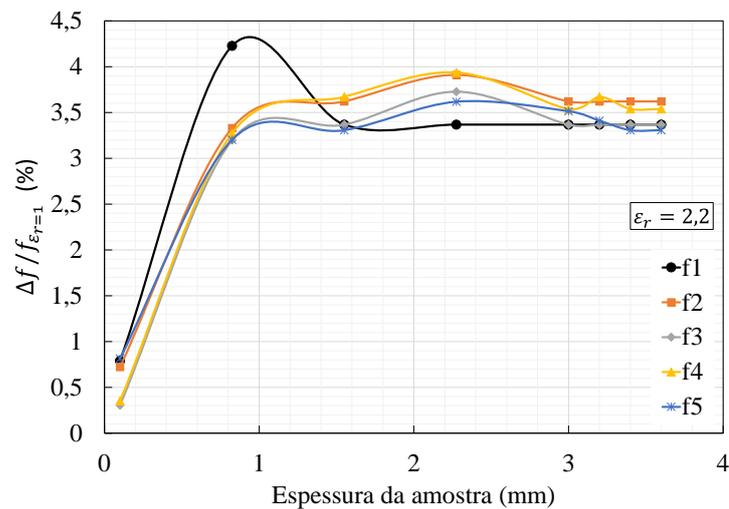
Fonte: A autora, 2020.

Primeiramente, a influência da altura da amostra na resposta em frequência do sensor foi analisada para alturas entre 0,1 mm e 3,2 mm para as permissividades relativas 2,2, 6 e 10,2. Como já visto anteriormente, a amostra perturba a distribuição do campo elétrico no sensor, o que causa variação em sua frequência de ressonância. Então, a espessura da amostra é um importante parâmetro para ser levado em consideração, pois ele muda a permissividade efetiva do sensor. Se a amostra é fina, parte significativa das linhas de campo elétrico também interage

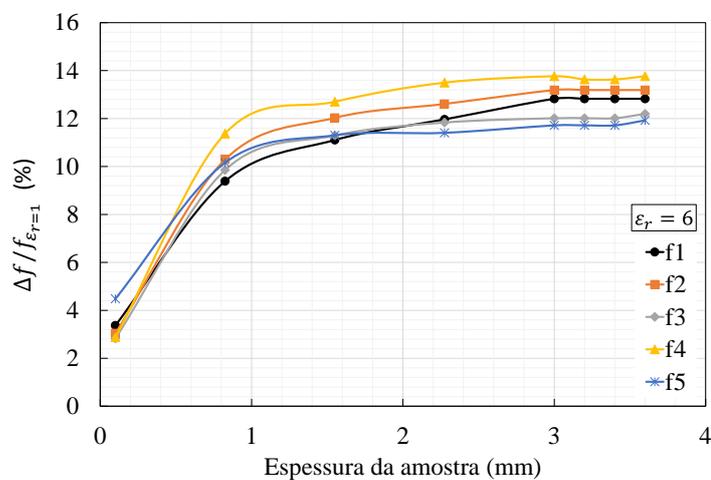
com o ar e assim a permissividade dielétrica seria menor do que na situação em que a amostra tem uma espessura suficiente para envolver a maior parte das linhas de campo elétrico. Portanto, a frequência de ressonância se deslocaria menos para uma amostra mais fina. Como a estimativa da permissividade se baseia nos deslocamentos em frequência, é recomendado que a espessura da amostra seja grande o suficiente para envolver a maior parte de linhas de campo elétrico, ou que todas as amostras sob teste tenham a mesma altura [72]. Essa altura pode ser encontrada via simulação como foi feito aqui nessa Tese.

A Figura 31 mostra a variação em percentual das frequências de ressonâncias em relação às frequências de ressonância do sensor sem amostra. Observa-se que para alturas maiores que 3 mm, o deslocamento na frequência torna-se insignificante.

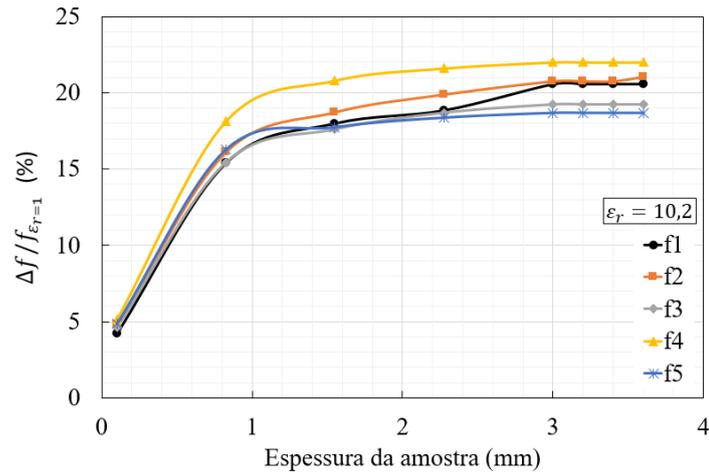
Figura 31 - Resultados das simulações para as variações das espessura do substrato com (a) $\epsilon_r = 2,2$, (b) $\epsilon_r = 6$ e (c) $\epsilon_r = 10,2$.



(a)



(b)

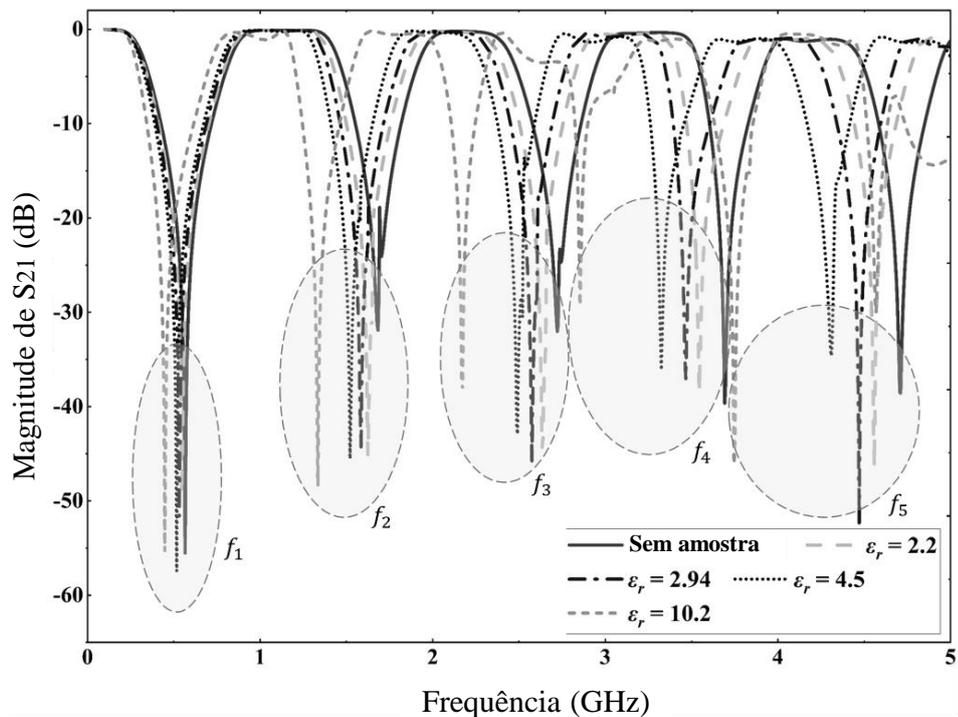


(c)

Fonte: A autora, 2020.

Posteriormente, a influência da permissividade elétrica real da amostra foi analisada para valores de permissividade entre 1, sensor sem amostra, e 10,2. Os resultados dessas simulações são apresentados na Figura 32. Como esperado, as frequências de ressonância diminuem com a inserção da amostra para uma permissividade relativa maior que 1. As amostras foram simuladas com as tangentes de perdas igual a zero.

Figura 32 - Resultados de simulação do sensor para amostra com permissividades relativas entre 2,2 e 10,2.

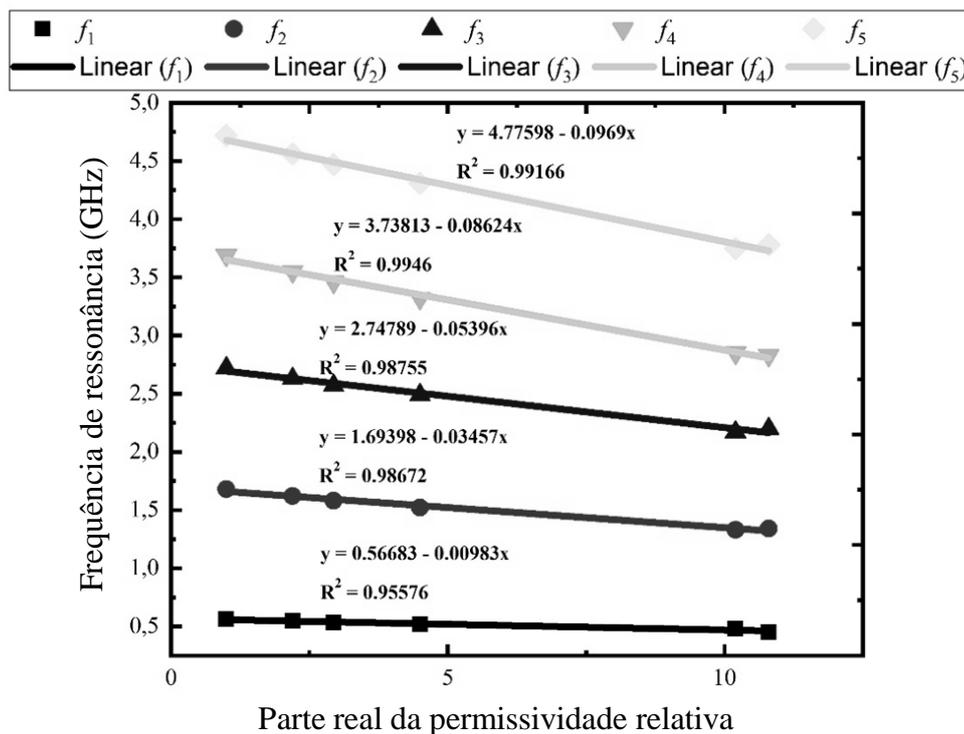


Fonte: A autora, 2020.

A Figura 33 analisa a variação da permissividade dielétrica real em função da frequência de ressonância para as cinco frequências apresentadas pelo sensor no intervalo de 0,1 a 5 GHz. As curvas obtidas através de um ajuste numérico apresentam um alto grau de linearidade. Por meio de um ajuste linear dos dados obtidos por meio de simulações, as equações apresentadas na Figura 33 mostram que o sensor apresenta uma sensibilidade (ver equação (64)) de 10, 35, 54, 86 e 97 MHz, para as cinco primeiras frequências de ressonância do sensor, respectivamente.

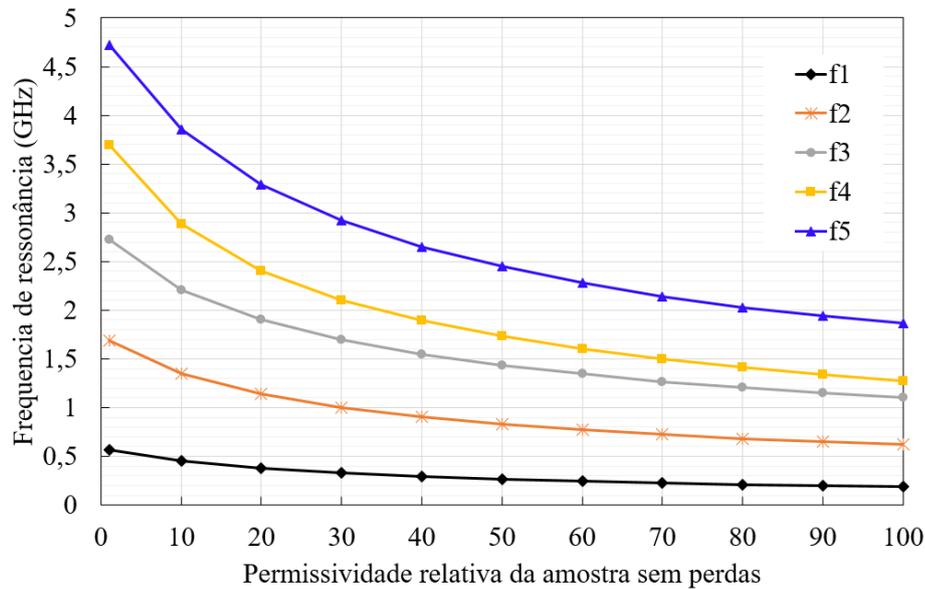
A Figura 34 mostra os resultados de simulação das cinco frequências de ressonância do sensor para amostras sem perdas com permissividade entre 10 a 100. Os resultados indicam que o sensor pode medir amostras com alta permissividade, porém à medida que a permissividade vai aumentando a sensibilidade do sensor diminui. A curva considerando todos esses valores de permissividade não é mais linear, mas pode-se subdividi-la em intervalos menores e a linearizá-la com uma boa aproximação.

Figura 33 - Relação entre as permissividades relativas das amostras para as cinco frequências de ressonância do sensor obtidos por meio de simulação.



Fonte: A autora, 2020.

Figura 34 - Resultados de simulação das cinco frequências de ressonâncias do sensor para amostras com permissividades relativa entre 1 e 100.



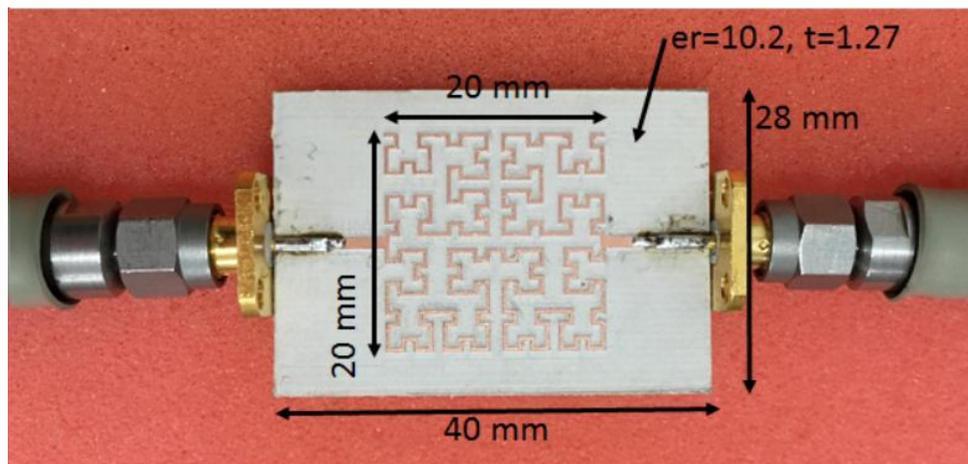
Fonte: A autora, 2020.

4.3.3 Resultados de medição e discussões

O protótipo do sensor, fabricado na máquina de prototipagem Everprecision® EP2006H, é apresentado na Figura 35. Os parâmetros de espalhamento foram medidos utilizando o analisador de redes vetorial Keysight® N9952A como mostrado na Figura 36.

Figura 37 mostra a comparação entre os resultados medidos e simulados do sensor fractal proposto sem amostra. A Tabela 7 apresenta as características das frequências de ressonâncias e os erros em relação ao resultado esperado pela simulação. Nota-se que os resultados de simulação e medição estão em boa concordância, apresentando erros menores que 5,2%. Os deslocamentos nas frequências de ressonâncias f_2 , f_3 , f_4 e f_5 parecem ser maiores que o da primeira, mas eles estão coerentes com o fator de multiplicação $(2n-1)$. Como a diferença entre o resultado medido e simulado para f_1 é de 0,02 GHz, espera-se que as próximas frequências tenham um deslocamento de 0,06, 0,1, 0,14 e 0,18 GHz. As tolerâncias da permissividade relativa do substrato e a precisão da máquina de prototipagem são possíveis causas para esse erro.

Figura 35 - Fotografia do sensor fractal fabricado e conectado aos cabos do analisador de redes.



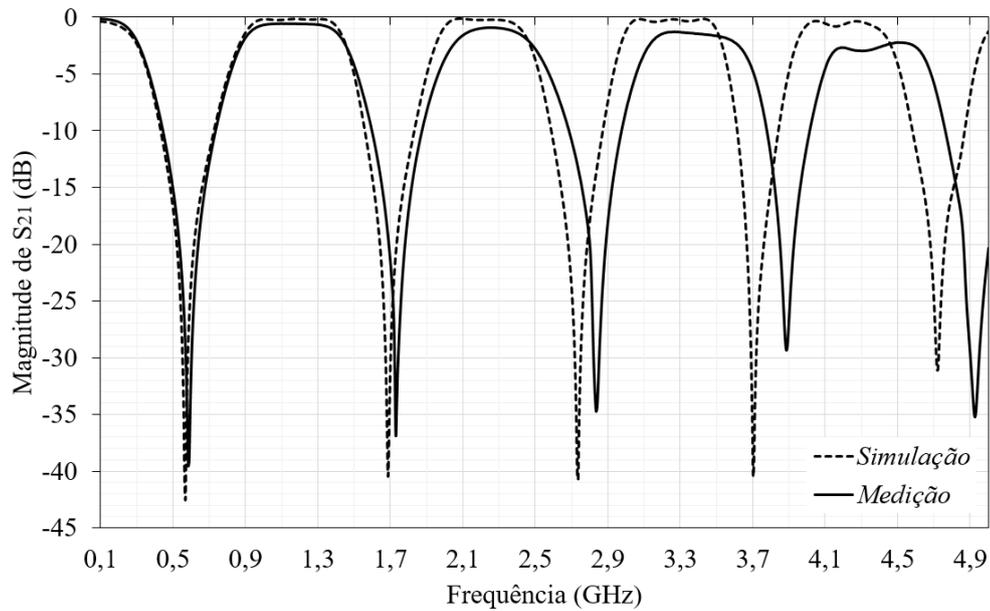
Fonte: A autora, 2020.

Figura 36 - Configuração experimental para a medição do sensor fractal.



Fonte: A autora, 2020.

Figura 37 - Resultados de simulação e medição do sensor fractal proposto sem amostra.



Fonte: A autora, 2020.

Tabela 7 - Características das frequências de ressonâncias do sensor proposto obtidas por meio dos resultados medidos.

f_n	Frequência de Ressonância (GHz)	Fator de qualidade	$ S_{21} $ (dB)	Erro na frequência em relação à simulação (%)
f_1	0,59	45,38	-39,05	3,51
f_2	1,73	144,16	-36,86	2,36
f_3	2,84	113,16	-34,40	4,41
f_4	3,88	138,57	-29,38	5,14
f_5	4,92	158,71	-35,24	4,23

Fonte: A autora, 2020.

4.3.4 Método para medir a permissividade real

Em [65], dois métodos para a medição da permissividade da amostra são apresentados. O Método 1 consiste em medir os parâmetros $|S_{21}|$ do sensor com a amostra que se deseja medir a permissividade utilizando um analisador de redes vetorial. Esses resultados serão colocados no *software* de simulação e serão a função objetivo para otimizações. A permissividade da amostra é usada como parâmetro na otimização e quando a curva objetivo é alcançada obtém-se a permissividade da amostra. O Método 2 consiste em usar substratos com permissividades conhecidas e obter através de medições os deslocamentos em frequência provocados por eles.

As curvas de ajustes desses resultados fornecem equações em que a permissividade de uma amostra qualquer por ser calculada com facilidade e com um erro pequeno.

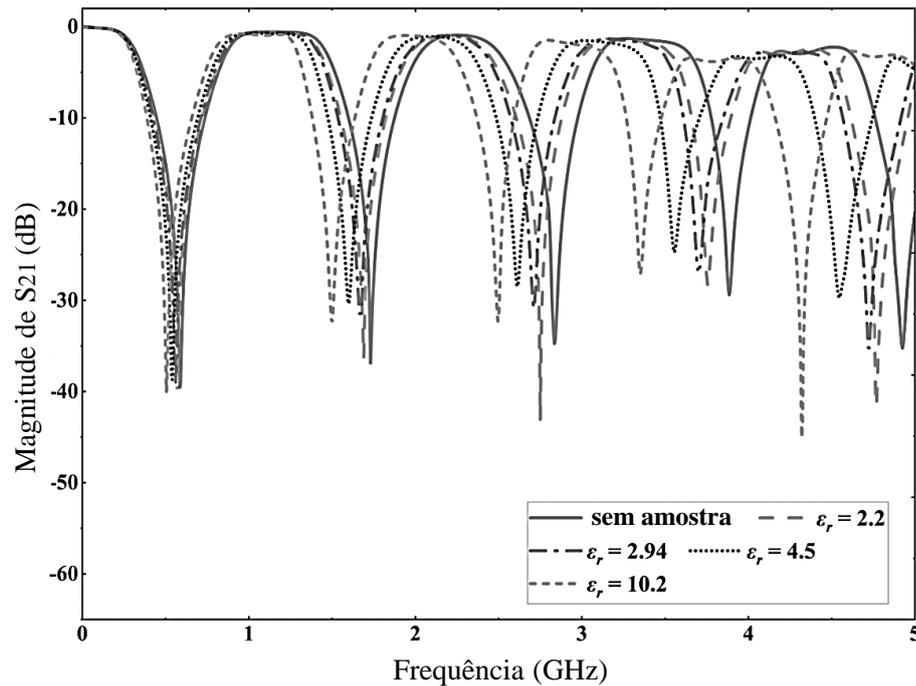
O Método 1 é interessante se os resultados de simulação são iguais aos resultados medidos, caso contrário, o modelamento dos possíveis deslocamentos tem que ser feito no *software*. O Método 2 é mais amplamente utilizado e leva em consideração todos os erros inerentes aos processos de fabricação, tolerâncias da permissividade do substrato e solda e será aqui aplicado.

A Tabela 8 mostra as características dos substratos utilizados para fazer o levantamento da curva de calibração (AD1000, FR4 e RO6002) e o substrato utilizado para medição da permissividade utilizando essas curvas (Duroid 5880). Os substratos utilizados para fazer a curva de calibração têm baixas perdas e um volume maior que $20 \times 20 \times 3 \text{ mm}^3$. Como nem todos os substratos disponíveis no laboratório Micro-ondas tem essa altura, algumas camadas de substratos foram colocadas uma sobre a outra para que essa altura fosse alcançada. Um paralelepípedo de poliestireno ($\epsilon_r = 2,4$ a $2,7$) foi utilizado para pressionar um pouco as amostras e diminuir a camada de ar presente entre elas e a parte metálica do sensor. Todas as medições foram realizadas em temperatura ambiente.

A Figura 38 mostra as curvas extraídas do analisador de redes para todas as amostras apresentadas na Tabela 8. Como esperado pelo método da perturbação e pela simulação, quando as amostras são colocadas em contato com o sensor, as frequências de ressonâncias são deslocadas para a esquerda.

A Figura 39 mostra as curvas de calibração obtidas por meio de um ajuste linear. Os resultados medidos também apresentaram um bom grau de linearidade, e sensibilidades de 8,4, 25, 35, 55 e 62 MHz para as cinco primeiras ressonâncias, respectivamente. As sensibilidades obtidas das medições diferem das simuladas por causa das camadas ar formadas entre o substrato e o sensor e entre as camadas de substratos. Contudo, o deslocamento de frequência acontece como esperado para a aplicação do método da perturbação e o alto fator de qualidade e perda por inserção na frequência facilitam a localização desses deslocamentos. Assim, as cinco frequências de ressonâncias podem ser utilizadas para a caracterização de amostras dielétricas com baixas perdas.

Figura 38 - Resultados de medição do sensor sem amostra e com as amostras apresentadas na



Fonte: A autora, 2020.

Tabela 8 - Características dos substratos utilizados nas medições do sensor fractal.

<i>Substrato</i>	<i>Permissividade real</i>	<i>Espessura da camada do substrato (mm)</i>	<i>Espessura da amostra (mm)</i>	<i>Tangente de perdas</i>
AD1000	10,20 ± 2%	3,000	3,000	0,0004
FR-4	4,50 ± 1,1%	1,600	3,200	0,0130
RO6002	2,94 ± 1,4%	1,524	3,048	0,0012
Duroid 5880	2,20 ± 0,9%	0,750	1,500	0,0004

Fonte: A autora, 2020.

A Tabela 9 mostram os erros da permissividade em relação a curva de ajuste linear. O substrato Duroid 5880, $\epsilon_r = 2,2$ e espessura 1,5 mm, foi utilizado com o objetivo de ter a sua permissividade determinada. Esses erros são esperados pela literatura [56] [73] e ocorrem devido aos espaços de ar que existem entre o sensor e a amostra e os gaps entre as camadas que formam as amostra.

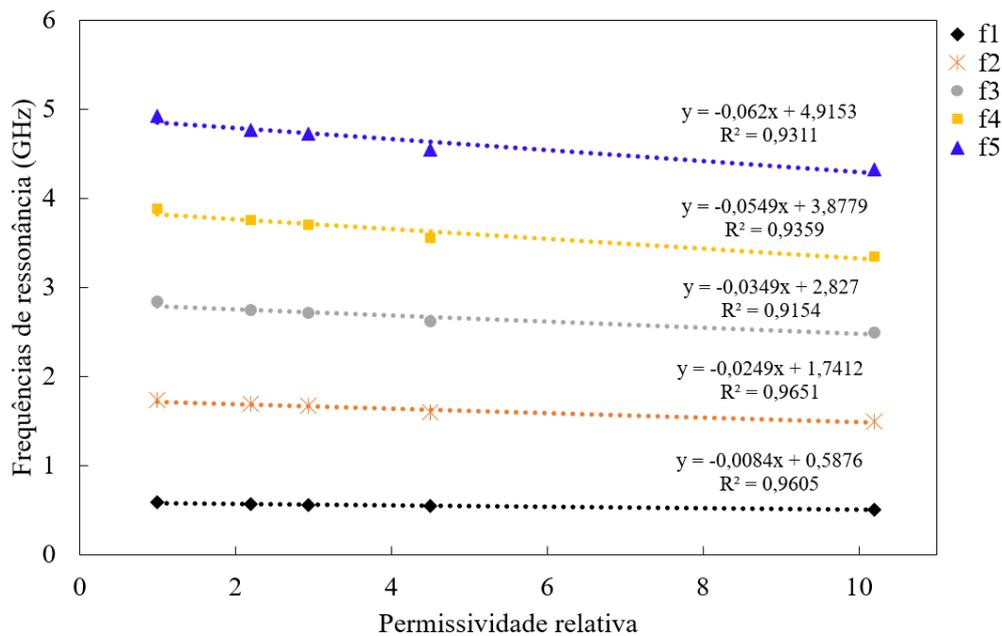
Em [56], espaçamentos muito pequenos de até 25 μm entre o sensor e a amostra levavam a um erro de 10% no cálculo da permissividade chegando a mais de 40% quando o espaçamento era de 120 μm . Para permissividades maiores um maior erro também foi observado. Portanto, para diminuir os erros, as amostras sob testes têm que ser homogêneas e todos os espaçamentos

de ar devem ser evitados utilizando estruturas que fixem a amostra junto a área sensível do sensor.

Os erros na determinação da permissividade do substrato Duroid 5880 foram menores que 6,7%, apesar de o substrato ser composto por camadas e ter uma espessura menor que 3 mm. O método ainda funciona para essa espessura de substrato pois pelo gráfico da

Figura 31 o deslocamento de frequência para a espessura de 1,50 mm e a espessura de 3 mm é muito pequeno; 0%, 0%, 0%, 0,1328%, 0,20763 % para as cinco frequências de ressonâncias.

Figura 39 - Curvas de calibração para as cinco frequências de ressonâncias do sensor obtidas por meio de um ajuste linear das medições do sensor sem amostra e com os substratos AD1000, FR-4 e RO6002.



Fonte: A autora, 2020.

Tabela 9 - Resultados do cálculo da permissividade das amostras com o Método 2 com as curvas de calibração para as cinco frequências de ressonância do sensor obtidas por meio de ajuste linear.

$\epsilon_{a_{esperado}}$	$\epsilon_{a_{calculado}}$	f_1	Erro (%)
2,2	2,07044	0,570208	5,9
2,94	3,268442	0,560145	11,2
4,5	5,60119	0,54055	24,5
10,2	9,774062	0,505498	4,2
$\epsilon_{a_{esperado}}$	$\epsilon_{a_{calculado}}$	f_2	Erro (%)
2,2	2,057008	1,689981	6,5
2,94	2,891598	1,669199	1,6

4,5	5,66996	1,600018	26,0
10,2	9,786422	1,497518	4,1
$\varepsilon_{a_{esperado}}$	$\varepsilon_{a_{calculado}}$	f_3	Erro (%)
2,2	2,201226	2,750177	0,1
2,94	3,344304	2,710284	13,8
4,5	6,07216	2,615082	34,9
10,2	9,510026	2,4951	6,8
$\varepsilon_{a_{esperado}}$	$\varepsilon_{a_{calculado}}$	f_4	Erro (%)
2,2	2,240184	3,754914	1,8
2,94	3,237337	3,70017	10,1
4,5	5,870381	3,555616	30,5
10,2	9,614805	3,350047	5,7
$\varepsilon_{a_{esperado}}$	$\varepsilon_{a_{calculado}}$	f_5	Erro (%)
2,2	2,347476	4,769757	6,7
2,94	3,070603	4,724923	4,4
4,5	5,967427	4,54532	32,6
10,2	9,600139	4,320091	5,9

Fonte: A autora, 2020.

A Tabela 10 mostra uma comparação entre o sensor proposto e outros sensores para caracterização dielétrica disponíveis na literatura. A grande parte dos sensores por ressoadores encontrados na literatura caracterizam os materiais em apenas uma frequência como é o caso de [72] que apresenta uma boa sensibilidade, uma estrutura miniaturizada mas que caracteriza as amostras apenas na frequência de 1,85 GHz. Em [53], duas frequências de ressonâncias são utilizadas, mas elas são utilizadas para simultaneamente caracterizar a permissividade e a espessura do material dielétrico. Uma amostra de 4 x 4 cm² é necessária para se fazer a caracterização. Em [46] usa-se um sensor metamaterial que apresenta duas frequências de ressonância nas quais apenas a primeira é utilizada para medir a permissividade. Em [56] e [69] são apresentados sensores multibandas onde suas múltiplas frequências de ressonância são utilizadas para a caracterização de material. Em [69], o sensor exibe um alto fator de qualidade e faz a caracterização de líquidos na frequência de 2,45 e 5,8 GHz. Em [56], o principal objetivo do artigo é caracterizar amostras dispersivas com baixa constante dielétrica. O autor faz essa caracterização em quatro frequências distintas que podem ser projetadas individualmente. Porém, o sensor tem grandes dimensões e por isso também necessita de uma amostra com grandes dimensões.

Desse modo, o sensor proposto apresenta boas características comparadas com os sensores mencionados, tais como caracterizar o material em cinco bandas distintas, dimensões reduzidas, pouca quantidade de amostra e alto fator de qualidade (o que ajuda na seletividade da frequência de ressonância). Para aumentar a sensibilidade do sensor, substratos com menores espessuras e menor valor de permissividade podem ser utilizados. Em linhas de transmissão coplanares há mais linhas de campo elétricos acima da parte metálica, e por consequentemente mais linhas estarão em contato com a amostra. Essas estruturas podem ser interessantes para o projeto de sensores com maior sensibilidade.

E por último, para diminuir os erros de medição do sensor aqui proposto, a curva de calibração deve ser levantada com substratos homogêneos de mesma altura. Resultados mais precisos também pode ser encontrados utilizando outros tipos de ajustes de curvas, como a polinomial de segunda ou terceira ordem, por exemplo.

Tabela 10 - Comparação de sensores para caracterização dielétrica presentes na literatura.

<i>Ref.</i>	<i>Nº de f_r</i>	<i>f_r (GHz)</i>	<i>Tamanho elétrico (λ_g^2)</i>	<i>Tamanho da amostra (mm²)</i>	<i>Sensibilidade¹ (%)</i>	<i>Tecnologia</i>	<i>Fator de qualidade</i>
[72]	1	1,85	0,019	~20x16	5,03	Microfita (Ressorador complementar em anel)	Médio
[53] ²	2	~1,26 ~1,43	~0,0156	40 x 40	2,06 3	Microfita (Ressorador complementar em anel)	Médio
[69] ³	2	2,45 5,8	0,2028	N.A.	0,45 0,40	Microfita (ressoador em anel)	Alto
[46] ⁴	2	4,9, 9.30	20 x 20 (mm x mm)	20 x 20	8,9	Metamaterial	Médio
[56]	4	1,5, 2,45, 3,8 e 5,8	Não apresentado (Maior que 60 x 7 mm ²)	Não apresentado (quase o tamanho do sensor)	25	Microfita (Ressorador complementar em anel)	Alto
Este trabalho	5	0,59, 1,73, 2,84, 3,88 e 4,92	0,01945	20 x 20	1,4, 1,44, 1,23, 1,41 e 1,26	Fractal resonator	Alto

¹Porcentagem da sensibilidade em relação a frequência de ressonância.

²As frequências de ressonâncias são utilizadas para simultaneamente saber a permissividade e altura.

³Sensor multibanda para caracterização dielétrica em líquidos.

⁴O autor usa apenas a primeira ressonância para caracterização.

Fonte: A autora, 2020.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho propôs a miniaturização de dispositivos de micro-ondas utilizando a curva fractal de Hilbert. Um interferômetro reconfigurável fractal e um sensor multibanda fractal foram os dois dispositivos aqui apresentados.

O interferômetro utilizou a segunda iteração da curva fractal de Hilbert para obter o atraso desejado. Diodos PINs, devidamente polarizados, selecionam entre três estados/linha de atrasos diferentes, que quando combinados com a mesma linha de referência fornecem o padrão de interferência desejado para os discriminadores em um sistema de identificação de frequências de 3 bits. O interferômetro proposto é um dispositivo de duas portas com dimensões totais de 53 x 39 mm. Os resultados simulados e medidos apresentaram deslocamentos em frequência comparado com os resultados teóricos. Contudo, devidamente escolhendo os níveis *thresholds* para cada estado, o interferômetro proposto consegue identificar 8 sub-bandas diferentes entre 2,7 a 4,5 GHz, na qual a menor banda tem 20 MHz de largura e a maior 400 MHz. Comparado a outros interferômetros que utilizam linhas de atraso e até mesmo os que usam ressoadores acoplados, o interferômetro proposto apresenta dimensões reduzidas e pode ser uma boa alternativa para ser utilizado em sistemas híbridos (analógico – digital e linhas de atrasos – filtros).

O sensor multibanda fractal utilizando a quarta iteração fractal de Hilbert foi aqui projetado para caracterização da permissividade real de substratos entre 1 e 10,2 em cinco frequências entre 0 e 5 GHz. O projeto do sensor assim como resultados de simulação e medição foram apresentados. Quando amostras de diferentes permissividades são colocadas sobre o ressoador, deslocamentos de frequências acontecem devido à variação da permissividade efetiva. Os resultados de medição para o sensor sem amostra estão em boa concordância com os resultados de simulação. O sensor apresenta cinco frequências de ressonâncias: 0,59, 1,73, 2,84, 3,88 e 4,92 GHz. Erros entre simulação e medição do sensor sem amostras são menores que 5,2 % para todas as frequências medidas. Substratos com permissividades elétricas conhecidas e de baixas perdas foram utilizados para se levantar a curva de calibração do sensor. As curvas de calibração apresentaram alto grau de linearidade e a partir de seus coeficientes angulares foi possível determinar a sensibilidade para cada frequência que são 8,4, 25, 35, 55 e 62 MHz da frequência mais baixa para a mais alta. Como esperado, a maior ressonância apresenta a maior sensibilidade. Um substrato de permissividade 2,2 foi utilizado para comprovar a caracterização do sensor em suas múltiplas frequências. Mesmo o substrato sendo multicamadas, o erro entre

o resultado medido e o esperado foi menor que 7%. Mostrando que todas as frequências de ressonância podem ser utilizadas para caracterizar amostras dielétricas e que esse sensor pode ser usado na caracterização de amostras dispersivas. Pela curva de calibração o sensor apenas consegue caracterizar amostra com permissividades até 10,2, porém os resultados de simulação mostram a possibilidade do sensor detectar altas permissividades de até 100 para amostras com baixas perdas. Comparado com outros sensores na literatura, que em sua maioria funcionam em apenas uma frequência, o sensor projetado apresenta uma alternativa multibanda de um sensor miniaturizado (área de $0,01945\lambda_g^2$) que necessita de pouca amostra e opera em várias frequências.

Trabalhos futuros

- Projetar e fabricar o interferômetro para 4 bits, utilizando a quarta interação da curva fractal;
 - Com o dispositivo anterior, incluir a reconfiguração também na linha de referência para com apenas um dispositivo obter um interferômetro de 6 bits com curvas de interferências similares a da Fig. 4 de [37];
 - Levantar curvas de caracterização do sensor mais precisas com substratos homogêneos e caracterizar também as perdas dielétricas;
 - Aumentar a sensibilidade do sensor, projetando ele em estrutura complanar com substrato de baixa permissividade. Nesse projeto considerar que as frequências são aproximadamente 0,8166, 2,45, 4,083 e 5,7162 e 7,354 GHz. Frequências essas próximas às bandas ISM;
 - Estudar se outras curvas fractais ou não-fractais com característica de autopreenchimento podem oferecer uma maior miniaturização, ou no caso dos sensores, maior sensibilidade.
-

REFERÊNCIAS

- [1] Lovascio, A., D’Orazio, A., & Centonze, V., “Effects of the coating on S-band microstrip filter performance. The Journal of Engineering,” *The Journal of Engineering, IET*, vol. 2019, n° 6, p. 4622–4627, 2019.
 - [2] Hamidkhani, M., Malekpoor, H., & Oraizi, H., “Oscillator Phase-Noise Reduction Using High-QSC Active Giuseppe Peano Fractal Resonators,” *IEEE Microwave and Wireless*, vol. 29, n° 5, pp. 1-3, 2019.
 - [3] Cao, S., Han, Y., Chen, H., & Li, J., “An Ultra-Wide Stop-Band LPF Using Asymmetric Pi-Shaped Koch Fractal DGS,” *IEEE Access*, vol. 5, p. 27126–27131, 2017.
 - [4] De Dios Ruiz, J., Martinez-Viviente, F. L., Alvarez-Melcon, A., & Hinojosa, J., “Substrate Integrated Waveguide (SIW) With Koch Fractal Electromagnetic Bandgap Structures (KFEBG) for Bandpass Filter Design,” *IEEE Microwave and Wireless*, vol. 25, n° 3, pp. 160-162, 2015.
 - [5] Anwar, R. S., Wei, Y., Mao, L., & Ning, H., “Miniaturised frequency selective surface based on fractal arrays with square slots for enhanced bandwidth,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 11, pp. 1811-1819, 2019.
 - [6] Oraizi, H., Khajevandi, S., Amini, A., & Poordarace, M., “Design of a Miniaturized-Element FSS Based on 2.5-Dimensional Closed Loop Hilbert Fractal,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 6, pp. 742-747, 2019.
 - [7] Gangwar, R., Sharma, A., & Gangwar, K., “A Conceptual Design Approach of Wideband Fractal Dielectric Resonator Antenna,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 14, n° 12, pp. 1377 - 1383, 2020.
 - [8] Samadpour Hendevari, M., Pourziad, ali, & Nikmehr, S., “Design Methodology of the Fractal Annular Ring Antennas with Wideband Operation,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 14, pp. 2464 - 2469, 2019.
 - [9] Manohar, M., “Miniaturised low-profile super-wideband Koch snowflake fractal monopole slot antenna with improved BW and stabilised radiation pattern,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 11, pp. 1948 - 1954, 2019.
 - [10] Elwi, T., Abed AL-Hussain, Z., & Tawfeeq, O., “A Hilbert Metamaterial Printed Antenna based on Organic Substrates for Energy Harvesting,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 12, pp. 2185 - 2192, 2019.
 - [11] Karmakar, A., Bhattacharjee, A., Bhawal, A., & Saha, A., “Design of a Fractal Inspired Antipodal Vivaldi Antenna with Enhanced Radiation Characteristics for Wideband Applications,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, n° 7, pp. 892 - 897, 2019.
 - [12] Fan, Y., Liu, H., Liu, X., Cao, Y., Li, Z., & Tentzeris, M. M., “Novel coated differentially fed dual-band fractal antenna for implantable medical devices,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 14, n° 2, pp. 199 - 208, 2019.
 - [13] Xin Cao; Bowen Luo; Yuyu Zhu; Zuxue Xia; Qiangming Cai, “Research on the Defected Ground Structure With von Koch Snowflake Fractals,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 32404 - 32411, 2020.
 - [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4^a ed., John Wiley & Sons, 2011.
 - [15] 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.
 - [16] J.S. Hong e M.J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*, New York: Wiley, 2001.
-

- [17] B. G. M. d. Oliveira, *Integração de Discriminadores de Frequência para Sistemas IFM*, Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Tese (Doutorado), 2014.
- [18] Miri, M. A., Khavasi, A., Miri, M., & Mehrany, K., "A Transmission Line Resonator Model for Fast Extraction of Electromagnetic Properties of Cavities in Two-Dimensional Photonic Crystals," *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, n° 4, p. 677–685, 2010.
- [19] Hilbert, D., "Ueber die stetige Abbildung einer Line auf ein Flächenstück," *Math. Ann.*, n° 38, pp. 459-460, 1891.
- [20] M. G. Negri, *Introdução ao estudo dos fractais*, Minas Gerais: Dissertação de Mestrado ao PROFMAT da UFG, 2014.
- [21] d. M. M. T. e. J. U. K. Ignacio Llamas-Garro, *Frequency Measurement Technology*, Londres: Artech House, 2017.
- [22] P. W. East, "Fifty years of instantaneous frequency measurement," *IET Radar Sonar Navig.*, vol. 6, p. 112–122, 2012.
- [23] Li, Wei; Zhu, Ning Hua; Wang, Li Xian, "Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, pp. 427-436, 2012.
- [24] Drummond, M. V.; P. Monteiro; R. N. Nogueira, "Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer," *OSA - Optical Society of America*, vol. 17, pp. 5433-5438, 2009.
- [25] Bing Lu, Wei Pan, Xihua Zou, Bin Luo, Lianshan Yan, Xinkai Liu, and Shuiying Xiang, "Photonic Frequency Measurement and Signal Separation for Pulsed/CW Microwave Signals," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, pp. 500-503, 2013.
- [26] Sitong Wang, Guiling Wu, Yiwei Sun, e Jianping Chen, "Photonic compressive receiver for multiple microwave frequency measurement," *Optics Express*, vol. 27, n° 18, pp. 25364-25374, 2019.
- [27] Shijie Song, Xiaoke Yi, Lu Gan, Wenjian Yang, Linh Nguyen, Suen Xin Chew, Liwei Li 1 and Robert A. Minasian., "Photonic-Assisted Scanning Receivers for Microwave Frequency Measurement," *Appl. Sci.*, vol. 9, n° 2, p. 328, 2019.
- [28] Yanting Guo e Jianxin Ma., "Photonic instantaneous microwave frequency measurement with adjustable measurement range based on an electro-optical polarization modulator," *Applied Optics*, vol. 59, n° 7, pp. 1808-1816, 2020.
- [29] De Oliveira, E. M. F., de Oliveira, B. G. M., Pedrosa, T. L., de Souza, S. R. O., de Melo, M. T., Novo, L. R. G. S. L., & Llamas-Garro, I., "A Novel Microstrip Frequency Discriminator for IFM based on balanced gray-code," em 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Águas de Lindóia, 2017.
- [30] B. G. M. de Oliveira, F. B. Silva, M. T. de Melo and L. R. G. S. L. Novo, "A New Coplanar Interferometer for a 5–6 GHz Instantaneous Frequency Measurement System," em SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Belém, Brasil, 2009.
- [31] C.P.N. Silva, G.G. Machado, E.M.F. de Oliveira, M.R.T. de Oliveira, B.G.M. de Oliveira e M.T. de Melo, "Compact Fractal Interferometers for a 4-bit IFM system," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, n° 5, pp. 1153-1157, 2017.
-

- [32] M. Espinosa-Espinosa, I. Llamas-Garro, B. G. M. de Oliveira e M. T. de Melo, "4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement," em European Microwave Integrated Circuits Conference, Roma, Itália, 2014.
- [33] M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva e M. T. de Melo, "A Novel LSB Discriminator for a 5 bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filter," em European Microwave Conference, 2008.
- [34] B. G. M. de Oliveira, M. T. de Melo, M. R. T. de Oliveira, I. Llamas-Garro, M. Espinosa-Espinosa e E. M. F. de Oliveira, "Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters," em Asia-Pacific Microwave Conference, 2014.
- [35] Rahimpour, H., & Masoumi, N., "Design and Implementation of a High-Sensitivity and Compact-Size IFM Receiver," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 68, nº 7, pp. 2602 - 2609, 2018.
- [36] H. Rahimpour e N. Masoumi, "High-Resolution Frequency Discriminator for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 67, nº 10, pp. 2373 - 2381, 2018.
- [37] Rahimpour, H., Masoumi, N., Keshani, S., & Safavi-Naeini, S., "A High Frequency Resolution Successive-Band Shifted Filters Architecture for a 15-bit IFM Receiver," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, nº 5, pp. 2028 - 2035, 2019.
- [38] Moises Espinosa-Espinosa, Bruno G. M. de Oliveira, Ignacio Llamas-Garro, Senior Member, IEEE, e Marcos T. de Melo, "2-Bit, 1–4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 24, pp. 569-571, 2014.
- [39] De Oliveira, E. M. F., de Oliveira, M. R. T., de Melo, M. T., Pedrosa, T. L., & de Oliveira, B. G. M., "Instantaneous frequency measurement subsystem implementation," em 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Porto de Galinhas, Brasil, 2015.
- [40] Zamorano Ulloa, R., Guadalupe Hernandez Santiago, M., & L. Villegas Rueda, V., "The Interaction of Microwaves with Materials of Different Properties 10.5772/intechopen.83675," Electromagnetic Fields and Waves, pp. 1-29, 2019.
- [41] Andryieuski, A., Kuznetsova, S. M., Zhukovsky, S. V., Kivshar, Y. S., & Lavrinenko, A. V., "Water: Promising Opportunities For Tunable All-dielectric Electromagnetic Metamaterials," Scientific Reports, vol. 5, nº 1, 2015.
- [42] Saeed, K., F., M., B., M., & C., I., "Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications," Applied Measurement Systems, 2012.
- [43] Keysight Technologies, Application Note: Basics of Measuring the Dielectric Properties of Material, Publicado no EUA, 2020.
- [44] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, and D. C. Degroot, "High-frequency dielectric measurements," IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 13, nº 2, pp. 24-31, 2010.
- [45] Martín, F., Vélez, P., & Gil, M., "Microwave Sensors Based on Resonant Elements," IEEE Sensors, vol. 20, nº 12, pp. 1-7, 2020.
- [46] Islam, M. T., Rahman, M. N., Mahmud, M. Z., Ullah, M. A., Samsuzzaman, M., & Singh, M. J., "Investigation of a resonator-based metamaterial for sensor applications," Applied Physics A, vol. 124, nº 2, 2018.
- [47] Ebrahimi, A., Beziuk, G., Scott, J. e Ghorbani, K., "Microwave Differential Frequency Splitting Sensor Using Magnetic-LC Resonators," Sensors, vol. 20, nº 4, p. 1066, 2020.
-

- [48] Su, L., Huang, X., Guo, W., & Wu, H., "A Flexible Microwave Sensor Based on Complementary Spiral Resonator for Material Dielectric Characterization," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 4, pp. 1893 - 1903, 2019.
- [49] Alotaibi, S. A., Cui, Y., & Tentzeris, M. M. , "CSRR Based Sensors for Relative Permittivity Measurement With Improved and Uniform Sensitivity Throughout [0.9–10.9] GHz Band," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 9, pp. 4667 - 4678, 2019.
- [50] Albishi, A. M., El Badawe, M. K., Nayyeri, V., & Ramahi, O. M., "Enhancing the Sensitivity of Dielectric Sensors With Multiple Coupled Complementary Split-Ring Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 10, pp. 4340 - 4347, 2019.
- [51] Morales-Lovera, H.-N., Olvera-Cervantes, J.-L., Corona-Chavez, A., & Kataria, T. K., "Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 4, pp. 1610 - 1616, 2019.
- [52] Yang, C.-L., Lee, C.-S., Chen, K.-W., & Chen, K.-Z., "Noncontact Measurement of Complex Permittivity and Thickness by Using Planar Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n° 1, p. 247–257, 2016.
- [53] "Dual-Mode Resonator for Simultaneous Permittivity and Thickness Measurement of Dielectrics," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 1, pp. 185 - 192, 2020.
- [54] Lim, S., Kim, C.-Y., & Hong, S., "Simultaneous Measurement of Thickness and Permittivity by Means of the Resonant Frequency Fitting of a Microstrip Line Ring Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 6, p. 539–541, 2018.
- [55] Lee, C.-S., & Yang, C.-L. , "Single-Compound Complementary Split-Ring Resonator for Simultaneously Measuring the Permittivity and Thickness of Dual-Layer Dielectric Materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 6, p. 2010–2023, 2015.
- [56] Ansari, M. A. H., Jha, A. K., Akhter, Z., & Akhtar, M. J., "Multi-Band RF Planar Sensor Using Complementary Split Ring Resonator for Testing of Dielectric Materials," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, n° 16, pp. 6596-6606, 2018.
- [57] Joni Kilpijärvi, Niina Halonen, Jari Juuti e Jari Hannu, "Microfluidic Microwave Sensor for Detecting Saline in Biological Range," *Sensors*, vol. 19, n° 4, p. 819, 2019.
- [58] Mohammadi, S., Vijaya Nadaraja, A., Luckasavitch, K., Chhajer Jain, M., Roberts, D., & Zarifi, M. H. , "A Label-free, non-Intrusive, and Rapid Monitoring of Bacterial Growth on Solid Medium using Microwave Biosensor," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 14, n° 1, pp. 2 - 11, 2019.
- [59] " Analysis and Design of a Microwave Coplanar Sensor for Non-Invasive Blood Glucose Measurements," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 18, pp. 10572 - 10581, 2020.
- [60] Gil, M.; Vélez, P.; Aznar-Ballesta, F.; Muñoz-Enano, J.; Martín, F., "Differential sensor based on electroinductive wave transmission lines for dielectric constant measurements and defect detection," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, p. 1876–1886, 2020.
- [61] Zarifi, M. H., Deif, S., Abdolrazzagli, M., Chen, B., Ramsawak, D., Amyotte, M., Daneshmand, M., "A Microwave Ring Resonator Sensor for Early Detection of Breaches in Pipeline Coatings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n° 2, pp. 1626-1635, 2018.
- [62] Mata-Contreras, J.; Herrojo, C.; Martín, F., "Application of split ring resonator (SRR) loaded transmission lines to the design of angular displacement and velocity sensors for space applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* , vol. 65, pp. 4450-4460, 2017.
-

- [63] Herrojo, C.; Muela, F.J.; Mata-Contreras, J.; Paredes, F.; Martín, F., “High-density microwave encoders for motion control and near-field chipless-RFID,” *IEEE Sens. J.*, vol. 19, p. 3673–3682, 2019.
- [64] Nidhi Pandit; Rahul K. Jaiswal; Nagendra P. Pathak, “Real-time non-intrusive RF biochemical sensor,” *Electronics Letters*, vol. 56, n° 19, pp. 985 - 988, 2020.
- [65] Coutinho, M. S., Silva, C. P. N., Oliveira, M. R. T., Silva Filho, H. V. H., Machado, G. G., e de Melo, M. T. , “Planar sensor for powder grain characterization,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, n° 10, p. 1666–1670, 2018.
- [66] Velez, P., Grenier, K., Mata-contreras, J., Dubuc, D., & Martin, F., “Highly-Sensitive Microwave Sensors based on Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRrs) for Dielectric Characterization and Solute Concentration Measurement in Liquids,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 48324 - 48338, 2018.
- [67] Rafi, M. A., Wiltshire, B. D., & Zarifi, M. H., “Wideband Tunable Modified Split Ring Resonator Structure Using Liquid Metal and 3-D Printing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, n° 5, pp. 1-4, 2020.
- [68] Abduljabar, A. A., Hamzah, H., & Porch, A., “Double Microstrip Microfluidic Sensor for Temperature Correction of Liquid Characterization,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 8, p. 735–737, 2018.
- [69] Acevedo-Osorio, G., Reyes-Vera, E., & Lobato-Morales, H., “Dual-Band Microstrip Resonant Sensor for Dielectric Measurement of Liquid Materials,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 22, pp. 13371 - 13378, 2020.
- [70] Neto, A. G., Goncalves da Costa, A., & da Silva Moreira, C., “A New Planar Sensor Based On The Matryoshka Microstrip Resonator,” em 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Águas de Lindóia, Brasil, 2017.
- [71] Morales-Lovera, H.-N., Olvera-Cervantes, J.-L., Corona-Chavez, A., & Kataria, T. K., “Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators,” *Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 4, pp. 1610 - 1616, 2019.
- [72] Su, L., Huang, X., Guo, W., & Wu, H., “A Flexible Microwave Sensor Based on Complementary Spiral Resonator for Material Dielectric Characterization,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, n° 4, pp. 1893 - 1903, 2019.
- [73] James Baker-Jarvis; Michael D. Janezic; Donald C. Degroot, “High-frequency dielectric measurements,” *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 13, n° 2, pp. 24-31, 2010.
- [74] 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*, vol. 46, n° 2, pp. 511-514, 1997.
-

APENDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA DURANTE O DOUTORADO

Durante os primeiros dois anos do doutorado, colaborei com várias pesquisas no laboratório de micro-ondas, participei de um congresso internacional nos Estados Unidos (APS/URSI 2017) e fiz estágio de docência nas disciplinas de Eletromagnetismo 1 e 2.

Entre setembro de 2018 a setembro de 2019, realizei um estágio de doutorado no CTTC na Espanha com supervisão do professor Ignácio Llamas-Garro.

E entre novembro de 2019 até o presente momento, participei de um projeto de pesquisa entre a Universidade Federal de Pernambuco e o Grupo Neoenergia sobre antenas inteligentes.

Segue abaixo relação das publicações científicas durante esse período:

Artigos publicados em periódicos

C. P. DO N. SILVA, J. A. I. ARAUJO, M. S. COUTINHO, M. R. T. DE OLIVEIRA, I. LLAMAS-GARRO & M. T. DE MELO (2020) Multi-Band Microwave Sensor Based On Hilbert's Fractal For Dielectric Solid Material Characterization. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, DOI: 10.1080/09205071.2020.1861992

Resumo: A planar sensor designed using the fourth Hilbert fractal curve iteration for solid material characterization at multiple frequencies is reported in this paper. The fractal curve is self-similar with space-filling properties. The Hilbert fractal geometry is used to form a compact resonator, with a multiband frequency response where miniaturization is achieved since a large transmission line length is effectively confined in a limited area. The sensor provides five resonances in the frequency range from 0 to 5 GHz. The resonant frequencies are 0.56, 1.68, 2.72, 3.69 and 4.72 GHz, all used to measure the real permittivity of known samples with a sensitivity of 7, 20, 27, 43 and 50 MHz/permittivity, respectively. The sensor is used to measure dielectric samples with $20 \times 20 \text{ mm}^2$ areas with several thicknesses. Simulations and measurements demonstrate that the Hilbert fractal geometry can be used to design a multiband planar sensor for solid dielectric material characterization.

SILVA, C. P. N., PINHEIRO, G. J., DE OLIVEIRA, M. R. T., DE OLIVEIRA, E. M. F., LLAMAS-GARRO, I., & DE MELO, M. T. (2019). Reconfigurable Frequency Discriminator Based on Fractal Delay Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 29(3), 186–188. doi:10.1109/lmwc.2019.2892293

Resumo: A new compact reconfigurable frequency measurement device, based on interferometry is presented in this letter. The device combines the advantages of reconfigurability and fractal geometry. The interferometer uses a Wilkinson power divider connected to two microstrip delay lines; one of these corresponds to the second iteration of the Hilbert fractal curve. PIN diode switches are properly placed in the fractal delay line to achieve a 3-bit circuit, which operates in the 2.7–4.5-GHz range. The design and simulations presented are done using a full-wave electromagnetic simulator, and the frequency

responses of the circuit are then shown and compared to measured results.

M. S. COUTINHO; C. P. N. SILVA; M. R. T. OLIVEIRA; H. V. H. SILVA FILHO; GABRIEL G. MACHADO e MARCOS T. DE MELO. *Planar sensor for powder grain characterisation*. IET MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION, **2018**, DOI: 10.1049/iet-map.2018.0138

Resumo: This study presents a microwave planar sensor for characterization of powdered foods. The sensor is based on four coupled resonators designed to have four poles in the frequency range of 1.0–3 GHz. The pole with more sensitivity is used to measure the samples. The frequency characteristics of the sensor are obtained measuring several well-known samples. It is used to estimate the permittivity of six types of grains. The grains are two types of oatmeal, three types of corn and wheat flour. The experimental results have shown a sensitivity of 36 MHz/Fm⁻¹. The estimated permittivity of materials can be used as the preliminary data for further investigation.

SILVA FILHO, H. V. H. ; C.P. do N. Silva ; OLIVEIRA, M. R. T. ; OLIVEIRA, E. M. F. ; de Melo, M. T. ; SOUZA, T. R. ; GOMES NETO, A. . *Multiband FSS with Fractal Characteristic Based on Jerusalem Cross Geometry*. JOURNAL OF MICROWAVES, OPTOELECTRONICS AND ELECTROMAGNETIC APPLICATIONS, v. 16, p. 932-941, **2017**.

Resumo: This paper proposes a new Frequency Selective Surface (FSS) with modifications on the Jerusalem Cross (JC) geometry to provide a multiband response. Fractal levels are created by introducing concentric self-similar JC copies in the original unit cell. This modification results in new dipoles at the structure which allows for the appearance of new bands proportional to these dipole's lengths, while maintaining total unit cell size. Three fractal levels of the JC FSS are studied in this paper, and third level presents five resonant frequencies which are f₁=1.78 GHz, f₂=6.42 GHz, f₃=8.69 GHz, f₄=10.94 GHz and f₅=12.98 GHz. Simulation results for the insertion loss (S₂₁), surface current distribution and measurement results are presented.

C.P. do N. Silva; MACHADO, G. G ; OLIVEIRA, M. R. T. ; OLIVEIRA, E. M. F. ; De Oliveira B.G.M. ; de Melo, M. T. . *Compact fractal interferometers for a 4-bit IFM system*. Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 59, p. 1153-1157, **2017**.

Resumo: Instantaneous frequency measurement (IFM) systems have been developed during the last decades, and new designs came across trying to keep the system as compact as possible. In this paper, the authors present compact interferometers based on Hilbert fractal geometry for a 4-bit IFM system. The interferometers operate in the range 4.66–6.38 GHz, using a Wilkinson power divider connected to two microstrip lines, which one of these is the Hilbert fractal curve. The design and simulations to be presented were done in a full wave EM simulator. Measured and simulating results are presented and compared

Artigos em conferência

C. P. do N. Silva, J. A. I. Araujo, Ignácio Lhamas-Garro, M. T. de Melo, *Filtro em Guia de Onda para Sistemas de Medição Instantânea de Frequências*, Momag, 2020, Evento Online, <https://www.momag2020.sbmo.org.br/>

Resumo: Um novo design de filtro para sistemas de medição instantânea de frequências é apresentado neste trabalho. Os filtros são compostos por cavidades ressoadores conectados ao guia de onda por meio de uma íris. Cada cavidade ressoa em uma frequência distinta que combinadas formam a resposta em frequência desejada para o sistema IFM. O sistema proposto é de dois bits e apresenta quatro sub-bandas na faixa de 14,96 GHz a 15,13 GHz. A modelagem e a simulação das estruturas proposta foram realizadas através de um software de simulação eletromagnética 3D, e suas respostas em frequências são aqui apresentadas e comentadas.

J. M. A. M. Oliveira*, **C. P. do N. Silva**, D. L. de Melo, J. P. R. Carvalho, D. L. S. do Nascimento, J. P. B da Silva, D. de F. Gomes, A. J. B de Oliveira e M. T. de Melo, B. A. Kleinau e R. J. F. P. V. de Almeida, *Chave SPDT por ressoadores acoplados de malha aberta para a banda de UHF*, Momag, 2020, Evento Online, <https://www.momag2020.sbmo.org.br/>

Este artigo descreve uma chave SPDT (*Single-Pole-Double-Throw*), de três acessos, em tecnologia de microfita e formada por três ressoadores. Ela é composta da junção de dois filtros SPST (*Single-Pole-Single-Throw*), projetados em ressoadores quadrados de malha aberta, acoplados, e que são usualmente empregados em filtros passa-faixa de banda estreita. A partir da teoria de acoplamento, e combinando dois desses filtros SPST, uma chave SPDT é aqui descrita e resultados de simulações são apresentados, revelando isolamento melhor do que -48 dB e perda de inserção máxima de -0,65 dB para a faixa de frequência de 459 MHz - 469 MHz.

Keila Silva dos Santos, Eduardo Fontana, Marcos Tavares de Melo, **Crislane Priscila do Nascimento Silva** e Antônio Azevedo da Costa, *Sensor em Microfita para Detecção de Hidrogênio em Frequências de Micro-ondas*, Momag, 2020, Evento Online, <https://www.momag2020.sbmo.org.br/>

Resumo: Este artigo descreve a construção de um dispositivo capaz de detectar hidrogênio usando estruturas simples de micro-ondas. Como o uso de hidrogênio estão crescendo em diversas áreas, devido à grande liberação de energia na sua queima, é importante que esse gás seja detectado em tempo hábil, uma vez que ele possui baixo limite explosivo. A estrutura escolhida para a construção do sensor foi a linha de microfita, que antes de ser construída foi otimizada em um ambiente de simulação virtual. Após a fabricação, a detecção foi realizada pela observação da variação na amplitude do sinal propagado em estruturas híbridas de micro-ondas em microfita composta de segmentos longitudinais de cobre e paládio. Observou-se uma variação de 18% na amplitude do sinal transmitido pela microfita quando exposta a uma concentração de 4% de hidrogênio em 96% de nitrogênio.

C. P. do N. Silva, I. Llamas-Garro, R. Gómez-García, J. Kim, M. Tavares de Melo, *Microwave Interference Techniques for Frequency Measurement and Filters*, SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 10-14 November 2019, Aveiro (Portugal).

This paper reviews the application of microwave signal-interference techniques to interferometers for frequency measurement and filters. The microwave interference takes place when the input-signal components pass through two different electrical paths to be then recombined and produce an interference pattern. Path lengths define the interference-based power-transmission maximum and minimum, which are calculated to obtain the desired device frequency response. Reconfigurable interferometers, wide-band, and dual-band filters designed using interference principles are described in this overview paper.

LUCENA, FRANCISCO ARIAILDO C. S.; **SILVA, CRISLANE P. N.** ; PEDROSA, T. L. ; DE MELO, M. T. . *Controlled directivity and gain of antenna using square loop RFSS based on PIN diode*. In: 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), **2017**, Águas de Lindóia. 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2017. p. 1.

Resumo: This paper presents a microstrip antenna with controlled gain and directivity. The gain control of antenna is achieved by employing a Reconfigurable Frequency Selective Surface (RFSS) as superstrate which is formed by 2 x 2 array of square loops. The RFSS resonance is variable and depends on the PIN diodes biasing. When all diodes are in the ON-state, the RFSS resonates at 1.89 GHz, and at 3.00 GHz when the diodes are in the OFF-state. The RFSS resonance influences the antenna behavior which operates at 2.40 GHz. Analyses of the simulated antenna gain, radiation pattern and return loss are shown. The gain improvement depends on the PIN diodes biasing. The improvement is 2.95 dB and reduction is 6.95 dB at 2.40 GHz for reverse and forward bias, respectively. At reverse bias, the main lobe is in the opposite direction comparing to the forward bias.

LUCENA, FRANCISCO ARIAILDO C. S.; **SILVA, CRISLANE P. N.** ; PEDROSA, T. L. ; DE MELO, M. T. . *Gain enhancement of dual-band antenna using square loop FSS*. In: 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, **2017**, San Diego. 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017. p. 2169.

Resumo: This paper presents a high gain dual-band microstrip antenna. The antenna operates in 9.25 and 11 GHz (X-band). High gain of antenna is achieved by employing a FSS as superstrate which is formed by the 5 x 5 array of square loops. The square loop FSS resonance is varied and its influence on the antenna behavior is analyzed. Analyze of the simulated antenna gain and return loss are shown. The gain improvement depends on the resonance of the FSS superstrate. The higher gain obtained is 6 dB at 11 GHz while maintaining a good matching level for the first resonance.

DE OLIVEIRA, E. M. F. ; PONTES, L. P. ; **SILVA, C. P. N.** ; DE OLIVEIRA, B. G. M. ; DE MELO, M. T. ; LLAMAS-GARRO, I. . *Microstrip Fractal-based Phase Shifter*. In: 47th European Microwave Conference, 2017, Nuremberg, Alemanha. Proceedings of the 47th EuMW, 2017.

Resumo: This paper presents the design and simulated results of a Phase Shifter where the delay lines have been designed using the Hilbert's Fractal Line. Simulated results for fractal lines' group delay and PIN diode switch are also presented. Using the fractal lines allowed for a much more compact design when compared to traditional delay lines. Phase shift simulated results are in good accordance with theory.
