



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

LEON PEREIRA PONTES

**DEFASADOR DE MICROFITA BASEADO NA GEOMETRIA FRACTAL DE
HILBERT**

Recife

2020

LEON PEREIRA PONTES

**DEFASADOR DE MICROFITA BASEADO NA GEOMETRIA FRACTAL DE
HILBERT**

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

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Recife

2020

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

P814d Pontes, Leon Pereira.
Defasador de microfita baseado na geometria fractal de Hilbert / Leon
Pereira Pontes. - 2020.
55 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Dispositivos de micro-ondas. 3. Fractais.
4. Microfita. 5. Defasador. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II.
Título

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2020-227

LEON PEREIRA PONTES

**DEFASADOR DE MICROFITA BASEADO NA GEOMETRIA FRACTAL DE
HILBERT**

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

Aprovada em: 21/07/2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador)

Universidade Federal de Pernambuco

Prof^ª. Dr^ª. Manuelle Regina Tavares de Oliveira (Examinadora Externa)

Instituto Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira (Examinador Externo)

Universidade Federal Rural de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

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

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. A luta deles foi o meu maior exemplo e foi o que me manteve firme após uma longa jornada. A Nycolle, cuja paciência e companheirismo foram determinantes para que eu pudesse concluir esse trabalho. Aos meus amigos, cujo suporte e companheirismo se mostraram fatores fundamentais para que eu pudesse seguir em frente.

Aos professores Marcos Tavares, Mauro Rodrigues, Antônio Belfort e Lauro Novo por terem me guiado na pesquisa dentro da UFPE, trabalhando em projetos, além do total apoio durante minha jornada acadêmica.

À maravilhosa equipe do Laboratório de Micro-ondas por sempre estarem disponíveis a ajudar, principalmente, Crislane Silva, Elias Marques e Marcelo Coutinho por me ajudarem na fabricação, soldagem e medições dos dispositivos fabricados, além das valiosas sugestões acerca do trabalho proposto.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas, que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutam.

RESUMO

Este trabalho apresenta os objetivos, métodos e resultados de um defasador de microfita baseado na geometria fractal de Hilbert. Consiste no *design* de um defasador digital de 3 bits, utilizando linhas de atraso de diferentes comprimentos, desenvolvido em microfita, para otimização de espaço e de custo. Devido a sua propriedade de preenchimento de espaço, a curva fractal de Hilbert é apresentada neste trabalho para a implementação de linhas de atraso com tamanhos reduzidos. Para o chaveamento das linhas, foi simulado e implementado um circuito de chaveamento baseado em diodos PIN. A fim de possibilitar uma integração mais direta com outros dispositivos e sistemas, em que esse defasador pode ser integrado, ele foi projetado para uma impedância característica de 50 ohms. Os resultados para as linhas de atraso, o circuito de chaveamento e do dispositivo final são apresentados nesse trabalho. Os resultados teóricos, de simulação e medidos são comparados e discutidos. Os resultados do defasador estão em bom acordo com a teoria.

Palavras-chave: Dispositivos de micro-ondas. Fractais. Microfita. Defasador.

ABSTRACT

This paper presents the objectives, methods and results of a microstrip based phase shifter using the Hilbert fractal geometry. It consists of the design of a 3-bit digital phase shifter, using delay lines of different lengths, developed in microstrip, to optimize space and cost. Due to its space-filling property, Hilbert's fractal curve is presented in this work for the implementation of reduced size delay lines. With the goal of switching lines, a switching circuit based on PIN diodes was simulated and implemented. In order to allow a more direct integration with other devices and systems, in which this phase shifter could be integrated, it has been designed for a characteristic impedance of 50 ohms. The results for the delay lines, the switching circuit and the final device are presented in this work. Theoretical, simulation and measured results are compared and discussed. Phase shift results are in good accordance with theory.

Keywords: Microwave devices. Fractals. Microstrip. Phase-shifter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 –	Sistema de antena inteligente	14
Figura 2 –	Estrutura de microfita	18
Figura 3 –	Ilustração do conceito da geometria fractal	25
Figura 4 –	Exemplos de fractais. (a) Triângulo de Sierpinski (autossimilaridade exata). (b) Conjunto de Mandelbrot (quase-autossimilaridade). (c) Voo de Lévy (autossimilaridade estatística)	25
Figura 5 –	As quatro iterações do Fractal de Koch	27
Figura 6 –	Iteração 1 da Curva de Peano	28
Figura 7 –	Iterações sucessivas da Curva de Peano	28
Figura 8 –	(a) Etapa 1 e (b) Etapa 2 da construção do fractal de Hilbert	29
Figura 9 –	As seis primeiras iterações do Fractal de Hilbert	30
Figura 10 –	Controle de direção do lóbulo em um sistema de arranjo de antena	32
Figura 11 –	Configuração de 1 bit de um defasador de linha chaveada	33
Figura 12 –	Defasador de 3 bits de linha chaveada	34
Figura 13 –	Modelos obtidos para a polarização direta e reversa, respectivamente	35
Figura 14 –	Chave DPDT simulada	35
Figura 15 –	Esquemático do chaveamento em detalhe	36
Figura 16 –	Iteração 1 obtida após simulações	37
Figura 17 –	Iteração 2 obtida após simulações	38
Figura 18 –	Iteração 3 obtida após simulações	38
Figura 19 –	Parâmetros S para a chave DPDT	39
Figura 20 –	Dispositivo final simulado	40
Figura 21 –	Perda por inserção do dispositivo	40
Figura 22 –	Fase para dispositivo simulado (0 grau)	41
Figura 23 –	Fase para dispositivo simulado (45 graus)	41
Figura 24 –	Fase para dispositivo simulado (90 graus)	42
Figura 25 –	Fase para dispositivo simulado (180 graus)	42
Figura 26 –	Máquina de prototipagem utilizada na fabricação do dispositivo.....	43
Figura 27 –	Defasador fabricado	44
Figura 28 –	Configuração experimental	45
Figura 29 –	S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (0 grau)	46

Figura 30 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (45 graus)	46
Figura 31 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (90 graus)	47
Figura 32 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (180 graus)	47
Figura 33 – Comparação entre resultados medidos e simulados	48
Figura 34 – Modelo para estudo do capacitor de correção	50
Figura 35 – Fase encontrada para a linha de teste	50
Figura 36 – Modelo para estudo do capacitor de correção	51
Figura 37 – Fase encontrada para a linha de teste com o capacitor	51

LISTA DE TABELA

Tabela 1 – Valores típicos da impedância característica para vários tipos de estrutura ..	22
Tabela 2 – Características das curvas geradas nas iterações do Fractal de Koch	27
Tabela 3 – Características das curvas geradas nas iterações da Curva de Peano	28
Tabela 4 – Características das curvas geradas nas iterações do Fractal de Hilbert	30
Tabela 5 – Comparativo com outros trabalhos	49

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MEMS	Microelectromechanical Systems
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
FSS	Frequency-Selective Surface
UHF	Ultra High Frequency
DPDT	Double Pole Double Throw switch
CAD	Computer-Aided Design
TEM	Transverse Electromagnetic
RF	Radio Frequency
MoM	Method of Moments
FEM	Finite-Element Method
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
IE	Integral Equation
CST	Computer Simulation Technology
EM	Electromagnetic

LISTA DE SÍMBOLOS

Φ	Atraso de fase
τ	Atraso de tempo
ϵ	Permissividade elétrica em determinado meio
ϵ_r	Constante dielétrica
ϵ_{eff}	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 onde a constante dielétrica é ϵ_{eff}
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ω	Frequência angular
c	Velocidade da luz
f_0	Frequência central de projeto
h	Altura de um substrato dielétrico
w	Largura de uma fita de microfita
Γ	Coefficiente de reflexão
Γ_m	Coefficiente de reflexão máximo definido
Z_0	Impedância característica de uma linha de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada de uma linha de transmissão
S_{ij}	Parâmetros de espalhamento de uma onda se propagando da porta j para a i
B	Constante de propagação
s	Espaçamento entre duas linhas de microfita
t	Espessura da trilha metálica no topo do substrato
h	Espessura do dielétrico de uma placa de circuito impresso

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
2	CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS	15
2.1	ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS	15
2.1.1	Parâmetros de espalhamento em uma rede de micro-ondas	16
2.2	CIRCUITOS DE MICROFITA	17
2.2.1	Linha de transmissão aproximação Quase-Estática	17
2.3	SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA	22
3	GEOMETRIA FRACTAL	24
3.1	EXEMPLOS DE CURVAS FRACTAIS	26
3.1.1	Fractal de Koch	26
3.1.2	Curva de Peano	27
3.1.3	Curva de Hilbert	28
3.2	APLICAÇÃO DAS CURVAS FRACTAIS	30
4	DEFASADORES DIGITAIS DE LINHA CHAVEADA	32
5	PROJETO DO DEFASADOR	34
5.1	PROJETO DO CIRCUITO DE CHAVEAMENTO	34
5.2	PROJETO DAS LINHAS DE ATRASO	36
6	RESULTADOS E DISCUSSÃO	39
6.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	39
6.2	FABRICAÇÃO DO DEFASADOR	42
6.3	CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO	44
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	45
6.5	CORREÇÃO DO TERCEIRO BIT E NOVOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	49
7	CONCLUSÃO	52
	REFERÊNCIAS	53

1 INTRODUÇÃO

Nos campos de telecomunicações, Guerra Eletrônica e processamento de sinais, é frequentemente necessário que um sinal de entrada seja defasado. Aplicações como interferometria (ESPINOSA-ESPINOSA et. al., 2014), sistemas de radar e sistemas de detecção instantânea de frequência muitas vezes requerem que parte do sinal esteja defasado em relação a uma referência dada. O defasador é o dispositivo responsável por controlar esse atraso, geralmente expresso em graus. Também é desejável que o atraso de fase seja constante ao longo da banda de operação do dispositivo (POZAR, 2005).

Várias técnicas têm sido aplicadas com o objetivo de criar esses dispositivos, incluindo acopladores (VENTER et. al., 2018), MEMS (HUAN et. al. 2015), MMIC (ZAIDEN et.al., 2018), *Frequency translators* (MAZUMDER; ISHAM, 1995), etc. Contudo, a forma mais direta de se criar um defasador digital é alternar o caminho do sinal entre duas linhas: uma com um atraso temporal de referência τ_{ref} e uma linha com um comprimento mais longo, com um atraso de τ_n . Essa estrutura é conhecida como defasador de linha chaveada (POZAR, 2005). O atraso de fase Φ_d é calculado baseado na variação do atraso de tempo:

$$\Phi_d = 360^\circ f \Delta\tau_n \quad (1)$$

Na qual f representa a frequência do sinal, e $\Delta\tau_n$ é a diferença de atraso de tempo, dado por $\Delta\tau_n = \tau_{ref} - \tau_n$.

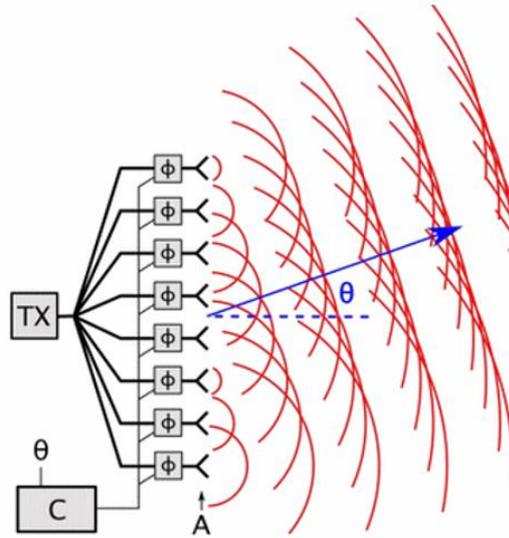
Particularmente, o design desejado do dispositivo apresentado aqui tem como objetivo atender a um sistema que opera em 450 MHz. Para a construção de um atraso elétrico de 180 graus em UHF, o comprimento físico da linha se torna grande. Logo, um *design* especial se faz necessário para que essas linhas possam ser utilizadas na placa, sem comprometer o tamanho do dispositivo.

Uma maneira de criar linhas compactas é projetar essas linhas como fractais. Esse conceito tem sido mostrado em muitas outras aplicações como em (SILVA et. al., 2019), (MONISHA; BHUVANESHWARI, 2018) e (MARZAH; AZIZ, 2018).

Assim, este trabalho tem como objetivos projetar e simular um defasador de linha chaveada de 3 bits com frequência central em 450 MHz e projetar uma chave DPDT, utilizando diodos PIN para ser utilizado no chaveamento das linhas. A principal motivação para esse projeto foi a integração desse dispositivo em um sistema de antenas inteligentes,

semelhante ao mostrado na Figura 1, parte de um projeto de pesquisa realizado no Laboratório de Microondas, UFPE.

Figura 1 – Sistema de antena inteligente



Fonte: Adaptado de Oliveira *et. al.* (2013).

2 CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS

Devido aos avanços de tecnologia na área de micro-ondas, cada vez mais os dispositivos estão menores e mais complexos. Estes dispositivos vêm sendo amplamente utilizados em sistemas de comunicações sem fio, sistemas de radares, médicos e sensoriamento remoto, exercendo um papel decisivo no desenvolvimento de tecnologias de RF e micro-ondas. Além disso, avanços na área de linhas de transmissão planares, levaram ao desenvolvimento dos circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) e a inúmeros métodos de análise de estruturas passivas e ondas milimétricas.

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

2.1 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS

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

Para frequências de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como é feito nos circuitos que operam com baixa frequência. O equipamento amplamente usado para a caracterização de um dispositivo de micro-ondas é o analisador vetorial de redes. Ele é utilizado para medir módulo e fase dos parâmetros de espalhamento. Matrizes de impedância, admitância e ABCD podem ser obtidas a partir desse parâmetro.

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

2.1.1 Parâmetros de espalhamento em uma rede de micro-ondas

Os parâmetros de espalhamento são normalmente apresentados em forma de matriz (Matriz S - do inglês *Scattering*), eles quantificam como um sinal RF se propaga através de uma rede multiportas. A matriz S para uma rede de N portas, que contém N^2 coeficientes, é mostrada na Equação (7).

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (7.a)$$

Ou

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (7.b)$$

Mais especificamente, cada elemento da matriz é dado por:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (8)$$

Em que S_{ij} é a relação entre a amplitude 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:

$$S_{ij} = |S_{ij}|e^{j\phi_{ij}}. \quad (9)$$

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

$$|S_{ij}|_{dB} = 20 \log|S_{ij}|. \quad (10)$$

Para $i = j$, a Equação (10) nos fornece a Perda de retorno, e para $i \neq j$, a Perda por inserção.

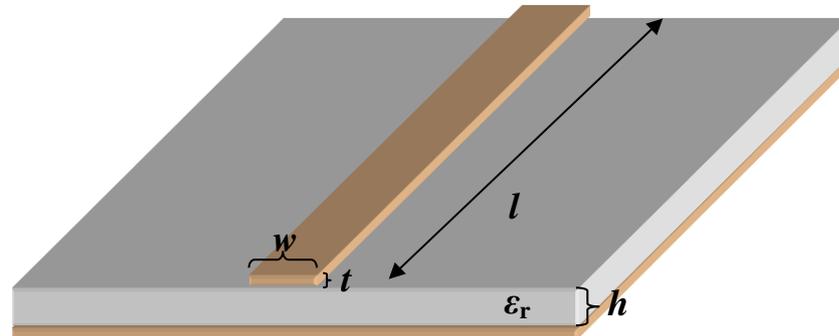
2.2 CIRCUITOS DE MICROFITA

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

2.2.1 Linha de transmissão aproximação Quase-Estática

De forma geral, uma linha de transmissão de microfita possui estrutura conforme mostrada na Figura 2. Podemos observar a fita superior, condutora, com a largura W e a espessura t , também podemos visualizar substrato dielétrico com constante de permissividade relativa ϵ_r e espessura h . O plano de terra, condutor, fica situado na base do substrato. Todas as dimensões descritas acima determinam a impedância de uma linha de transmissão fabricada de microfita. Dessa forma, a impedância característica da linha de transmissão passa a ser somente função da largura W .

Figura 2 – Estrutura de microfita



Fonte: O Autor (2017).

O campo eletromagnético de uma microfita permeia dois meios, no ar acima da fita e no dielétrico entre a fita e o plano de terra, o que torna a fita imersa em um meio não-homogêneo. Devido a essa natureza não-homogênea, a linha de transmissão de microfita não suporta o modo de transmissão TEM puro. O modo de transmissão TEM puro possui somente componentes transversais à direção de propagação. Sua velocidade de propagação depende apenas das propriedades do meio, da permissividade ϵ e da permeabilidade μ . Quando a propagação se dá em dois meios, ar e o dielétrico, a onda eletromagnética que se propaga na microfita possui componente longitudinal não nula, dessa forma a velocidade de propagação não depende apenas das características do meio, mas também das dimensões físicas da fita. Importante notar que quando o substrato não é um material magnético, temos permeabilidade magnética constante e esse fator não influencia na linha de transmissão de microfita.

Quando a amplitude das componentes longitudinais do modo dominante de propagação de uma linha de transmissão de microfita são muito menor que a amplitude das componentes transversais, elas podem ser desprezadas. Neste caso, o modo dominante se comporta como o modo TEM, e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada a linhas de transmissão de microfita também. Assim podemos dizer que a linha de transmissão de microfita pode ser analisada através de uma aproximação quase-estática e é válida em parte da faixa de frequência que pode ser operada na microfita. A faixa, onde a análise quase-estática é adequada, fica abaixo de 8GHz (SOUZA, 2011), onde a largura da fita e a espessura do dielétrico são muito menores que o comprimento de onda no meio.

Como citado anteriormente, em altas frequências as perdas aumentam exageradamente e modos de ordens superiores começam a surgir, inviabilizando assim todo o processo de

fabricação. Esses fatores limitam a realização dos dispositivos de microfita a algo em torno de algumas dezenas de Giga-hertz, alguns autores citam 60GHz (EDWARDS, 1992).

O principal parâmetro de uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão em que o modo dominante é o TEM puro, a impedância característica pode ser expressa das seguintes maneiras,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (11)$$

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

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (12)$$

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

$$Z_{0a} = \sqrt{\frac{L}{C_a}} = cL = \frac{1}{cC_a}, \quad (13)$$

em que L não é alterado porque a permeabilidade no meio não é alterada quando o dielétrico é substituído pelo ar, e C_a é a capacitância por unidade comprimento da linha preenchida pelo ar. A partir das Equações (11) e (13) chegamos a seguinte expressão:

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}}. \quad (14)$$

A Equação (14) define que obtendo a capacitância por unidade comprimento para microfita, com e sem a presença do substrato, isto é, apenas a partir das dimensões da estrutura, é possível calcular a impedância.

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

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}} \quad (15)$$

A permissividade elétrica efetiva pode ser definida como,

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2, \quad (16)$$

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

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (17)$$

Em linhas de transmissão com a fita larga, o campo elétrico se situa, na sua maior parte, confinado entre a fita e o plano terra. Nesse caso a permissividade efetiva tende a ter o mesmo valor que a permissividade relativa, ou seja, $\varepsilon_{\text{eff}} \approx \varepsilon_r$. De forma contrária, isto é, em linhas de transmissão em que a fita é mais fina, o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato, ou seja, $\varepsilon_{\text{eff}} \approx 0,5(\varepsilon_r - 1)$. Assim a permissividade na linha varia entre ε_r e $0,5(\varepsilon_r - 1)$ dependendo da largura da fita (SOUZA, 2011).

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

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (18)$$

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

$$\lambda_g = \frac{300}{F(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{ (mm)}. \quad (19)$$

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

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda_g}. \quad (20)$$

Na qual β representa a constante de fase. Existem vários métodos para cálculo da impedância característica de uma linha de transmissão de microfita. Edwards (1992) apresenta alguns métodos (Mapeamento Conforme, Diferença Finita, Equação Integral, Variacional e Segmentação com Elementos de Fronteiras) para obtenção dos parâmetros físicos, capacitâncias, e assim a determinação da impedância característica, permissividade efetiva e constante de propagação. Porém, através da análise quase-estática, existem expressões analíticas para a permissividade efetiva e a impedância característica de uma linha de microfita que tenha a espessura da trilha muito fina ($t \rightarrow 0$) com precisão melhor que 1% (HONG; LANCASTER, 2001). Essas expressões estão em função das dimensões da linha e do material do substrato. Para $W/h \leq 1$, temos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (21)$$

e

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right). \quad (22)$$

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

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (23)$$

e

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{W}{h} - 1,444 \right) \right]^{-1}. \quad (24)$$

A Tabela 1 contém um comparativo do tipo de estrutura e a faixa de valores da impedância característica associada a essa estrutura.

Tabela 1 – Valores típicos da impedância característica para vários tipos de estrutura

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

Fonte: Bezerra (2006).

2.3 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

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

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

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

De modo geral, a exatidão dos resultados simulados depende diretamente da malha de simulação, que influencia no ponto de convergência da técnica numérica empregada pelo simulador EM. Muitos simuladores indicam qual a melhor malha a ser utilizada, mas permitem que o usuário possa alterá-las para fazer o refinamento dos resultados da estrutura. Por isso, torna-se muito importante considerar o quão pequeno deve ser o tamanho da célula para que se obtenham soluções mais precisas de um simulador EM com um tempo de simulação hábil.

Simuladores de onda completa apresentam outra dificuldade ao que se concerne ao processamento e à disponibilidade de memória. Alguns *softwares* como o HFSS da ANSYS podem gerar dezenas de giga bytes durante a simulação de um dispositivo, sendo necessária a utilização de um supercomputador (SOUZA, 2011).

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

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

3 GEOMETRIA FRACTAL

O termo fractal foi primeiramente apresentado pelo matemático francês Benoît Mandelbrot em 1975 e deriva do latim *fractus*, adjetivo do verbo *frangere*, que significa quebrar: criar fragmentos irregulares, fragmentar. Um fractal é uma forma cujas partes 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 a original. Isto não ocorre, por exemplo, com uma circunferência, que se torna uma reta à medida que é ampliada. Portanto, a geometria fractal descreve certos fenômenos da natureza ou objetos intrincados, nos quais a geometria euclidiana (pontos, retas e círculos...) não é capaz de descrever devido à simplicidade de suas formas (ASSIS et. al., 2008).

A Figura 3 ilustra melhor o conceito de fractal na natureza. Observe que cada ramo (quadrado em marrom) é muito similar à folha inteira. Diminuindo ainda mais a escala, nota-se que os ramos são constituídos de vários elementos (quadrado em azul) que também têm a mesma forma da folha.

As principais propriedades que caracterizam os fractais são a *autossemelhança*, a *complexidade infinita* e a sua *dimensão*.

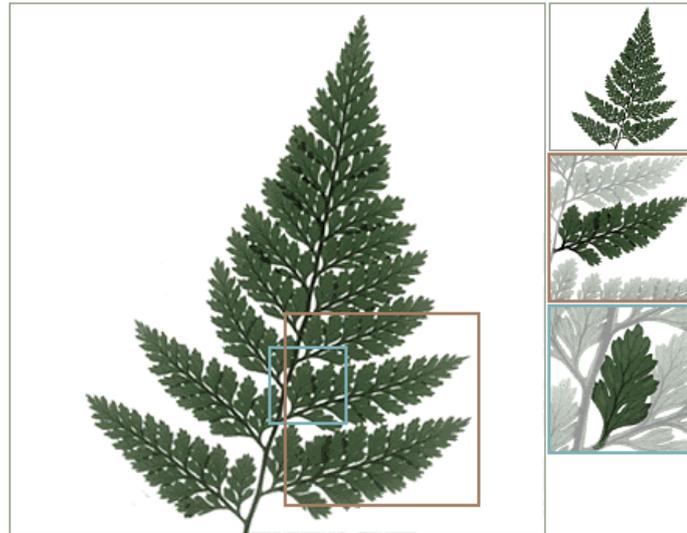
A *autossemelhança* ou *autossimilaridade* é a principal característica dos fractais. Uma figura é autossemelhante quando uma porção dela pode ser vista como uma réplica da figura completa em escala reduzida. Existem três tipos de autossimilaridade: a exata, a quase-autossimilaridade e a estatística.

Na exata, os fractais apresentam uma cópia exata de si mesmo em diferentes escalas. Essa característica pode ser observada, geralmente, em fractais gerados por funções iterativas. Vejamos o exemplo do triângulo de Sierpinski mostrado na Figura 4 (a). Ele é gerado pela iteração da mesma regra de construção indefinidamente. A iteração 0 é o elemento iniciador, a iteração 1 é o elemento gerador. Para se construir a iteração 2, basta aplicar o elemento gerador reduzido pela metade nos triângulos da figura. O processo é repetido (iterado) indefinidamente obtendo-se a figura limite a que chamamos de Triângulo de Sierpinski.

A quase-autossimilaridade é uma forma menos rigorosa de autossimilaridade. O fractal apresenta ser aproximadamente, mas não exatamente idêntico em escalas diferentes. Já na autossimilaridade estatística, o fractal possui medidas numéricas ou estatísticas que são preservadas em diferentes escalas. É a forma menos evidente de autossimilaridade. A Figura 4 ilustra essas três formas de autossimilaridades.

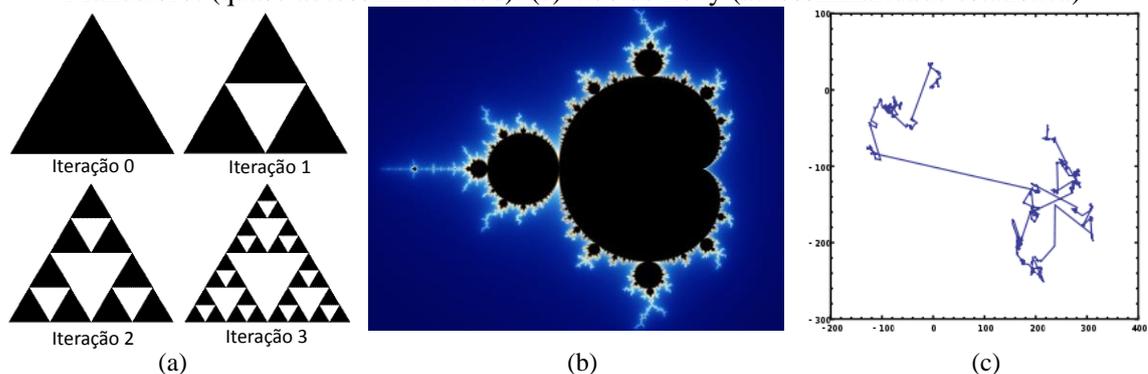
A *complexidade infinita* é a característica que se refere ao fato de que o processo de geração de uma geometria fractal é feito por meio de sucessivas iterações que tendem ao infinito. À medida que as iterações são aplicadas, mais detalhes serão acrescentados à figura e assim nunca se consegue representar o objeto completamente, obtendo-se uma figura infinitamente complexa.

Figura 3 – Ilustração do conceito da geometria fractal



Fonte: Pessim *et. al.* (2020).

Figura 4 – Exemplos de fractais. (a) Triângulo de Sierpinski (autossimilaridade exata). (b) Conjunto de Mandelbrot (quase-autossimilaridade). (c) Voo de Lévy (autossimilaridade estatística).



Fonte: Negri (2014).

O conceito de *dimensão fractal* adquire um sentido mais amplo do que o conceito de dimensão Euclidiana. A dimensão Euclidiana representa o número de coordenadas necessárias para descrever uma forma. Assim, um ponto tem dimensão 0, uma reta, dimensão 1, um plano, dimensão 2 e um sólido, dimensão 3. Pode-se ampliar esse raciocínio até n dimensões. Dimensões associadas à geometria Euclidiana são sempre números inteiros. Já na geometria

fractal, o conceito de dimensão está ligado a como a geometria ocupa o espaço, medindo seu grau de irregularidade e caracterizando a superfície de contato entre o objeto e o meio. O cálculo da atual dimensão fractal foi desenvolvida pelos matemáticos Hausdorff e Besicovitch e é dada pela Equação (25) sendo n o número de cópias da estrutura reduzidas por um fator de escala s (OLIVEIRA, 2008). D pode ser um número fracionário. No limite quando n tende ao infinito, obtém-se um fractal ideal.

$$D = \frac{\log n}{\log(1/s)} \quad (25)$$

Utilizando (25) pode-se calcular, como exemplo, a dimensão fractal do Triângulo de Sierpinski mostrado na Figura 4 (a): $D = \frac{\log 3}{\log(2)} \cong 1,584$. A cada iteração, surgem mais três novos triângulos ($n = 3$) no lugar de um triângulo anterior, e esses triângulos estão reduzidos pela metade ($s = 1/2$).

3.1 EXEMPLOS DE CURVAS FRACTAIS]

Nesta seção serão mostrados alguns exemplos de geometrias fractais com autossimilaridade exata: Curva de Peano, o fractal de Koch, e a curva fractal de Hilbert que será utilizada neste trabalho para a construção das linhas de atraso.

3.1.1 Fractal de Koch

A Figura 5 mostra as quatro primeiras iterações do fractal de Koch. O algoritmo de formação dessa geometria consiste nas seguintes etapas:

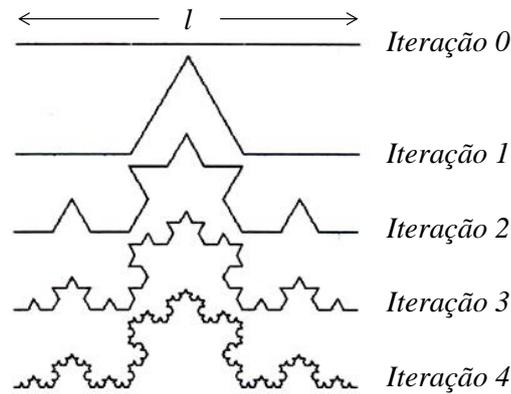
Etapa 1: Considere um segmento de comprimento l .

Etapa 2: Divida o segmento em três partes iguais e substitua o segmento do meio por um triângulo equilátero sem a base (NEGRI, 2014).

Para se obter as próximas iterações, repete-se a Etapa 2 em cada novo segmento gerado.

A Tabela 2 mostra a quantidade e o comprimento dos segmentos gerados em cada iteração e o comprimento total da curva. Note que o comprimento em cada iteração é maior que o comprimento da iteração anterior (33% maior) e que quando $k \rightarrow \infty$, $l \rightarrow \infty$. A dimensão fractal calculada por (25) é 1,26, onde $n = 4$ e $s = 1/3$.

Figura 5 – As quatro iterações do Fractal de Koch



Fonte: Negri (2014).

Tabela 2 – Características das curvas geradas nas iterações do Fractal de Koch.

<i>Iteração</i>	<i>Quant. de sub-segmentos</i>	<i>Comprimento de cada segmento</i>	<i>Comprimento da curva</i>
0 (inicializador)	l	L	L
1	$4 = 4^1$	$\frac{1}{3}l = \left(\frac{1}{3}\right)^1 l$	$\frac{4}{3}l = \left(\frac{4}{3}\right)^1 l$
2	$16 = 4^2$	$\frac{1}{9}l = \left(\frac{1}{3}\right)^2 l$	$\frac{16}{3}l = \left(\frac{4}{3}\right)^2 l$
⋮	⋮	⋮	⋮
k	4^k	$\left(\frac{1}{3}\right)^k l$	$\left(\frac{4}{3}\right)^k l$

Fonte: Negri (2014).

3.1.2 Curva de Peano

A sua construção segue uma substituição geométrica de acordo com as seguintes etapas:

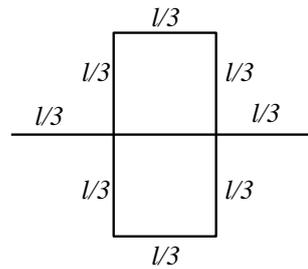
Etapa 1: Considere um segmento de reta de comprimento l .

Etapa 2: Esse segmento é substituído por 9 segmentos com comprimentos $l/3$ como mostra a Figura 6, e assim se obtém a iteração 1.

Para se obter as demais iterações, cada segmento de comprimento l' é substituído 9 segmentos de comprimentos $l'/3$, seguindo o mesmo padrão da Figura 6 (NEGRI, 2014).

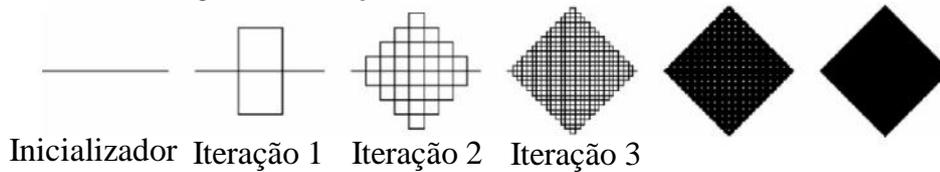
A Tabela 3 resume as propriedades das curvas criadas em cada iteração, e a Figura 7 mostra as primeiras iterações desse fractal. A dimensão fractal calculada por (25) é 2, a mesma dimensão do plano, onde $n = 9$ e $s = 1/3$.

Figura 6 – Iteração 1 da Curva de Peano



Fonte: O Autor (2017).

Figura 7 – Iterações sucessivas da Curva de Peano.



Fonte: Adaptado de Negri (2014).

Tabela 3 – Características das curvas geradas nas iterações da Curva de Peano.

<i>Iteração</i>	<i>Quant. de subsegmentos</i>	<i>Comprimento de cada segmento</i>	<i>Comprimento da curva</i>
0	$1 = 9^0$	$\frac{1}{3^0} l$	$9^0 \cdot \frac{1}{3^0} l$
1	$9 = 9^1$	$\frac{1}{3^1} l$	$9^1 \cdot \frac{1}{3^1} l$
⋮	⋮	⋮	⋮
k	9^k	$\frac{1}{3^k} l$	$9^k \cdot \frac{1}{3^k} l$

Fonte: Negri (2014).

3.1.3 Curva de Hilbert

A curva de Hilbert foi apresentada em 1981 pelo matemático alemão David Hilbert como uma curva contínua que preenche todo o plano sem se interceptar. 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).

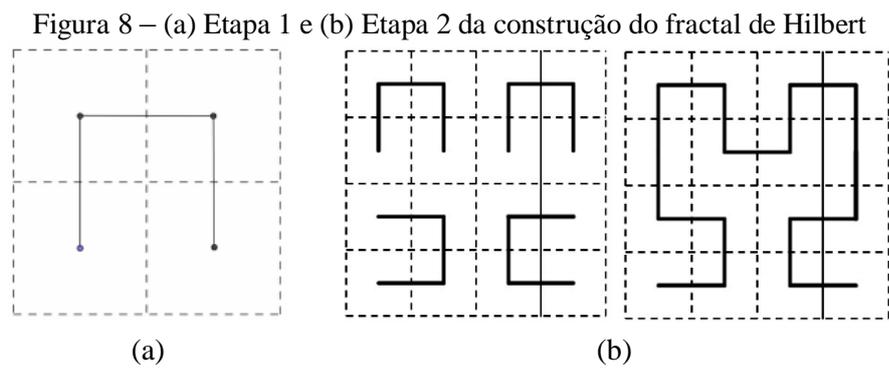
Etapa 2: Considere agora que cada quadrado imaginário gerado na etapa anterior dividido é formado por quatro quadrados. Os centros desses novos quadrados são conectados como é

feito na etapa anterior (Figura 8 (b)). Note que os centros dos quadrados são interligados de tal forma que não haja auto-intersecção da curva.

Este processo é repetido indefinidamente para obtenção do Fractal de Hilbert. As etapas não são dependentes, elas dependem apenas dos quadrados gerados nas iterações (4^k subquadrados são gerados na iteração k). A Tabela 4 sumariza as características das curvas criadas em cada iteração do Fractal de Hilbert (NEGRI, 2014). Assim como na curva de Koch, os comprimentos das sucessivas iterações são maiores que as anteriores. Para k grande, a relação do comprimento entre duas iterações é o dobro. Para $k \rightarrow \infty, l \rightarrow \infty$.

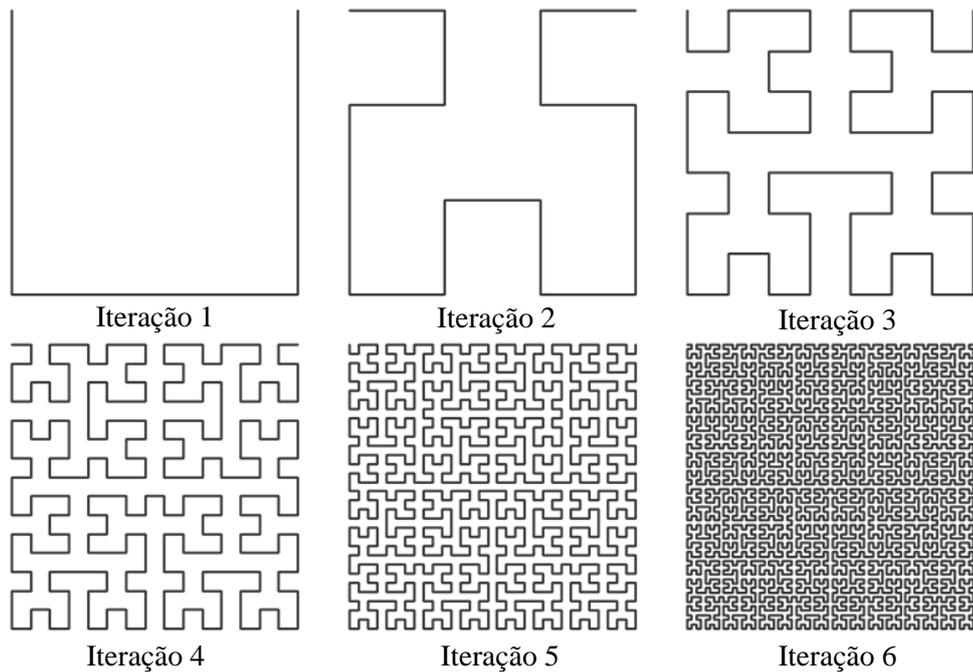
A dimensão do Fractal de Hilbert calculado por (25) é 2, sendo $n = 4$ e $s = 1/2$.

Pela sua característica de preenchimento do espaço, essa geometria se torna atraente para o desenvolvimento de linhas de atraso para aplicações em interferômetros como ficará mais claro nos próximos capítulos.



Fonte: Negri (2014).

Figura 9 – As seis primeiras iterações do Fractal de Hilbert



Fonte: Negri (2014).

Tabela 4 – Características das curvas geradas nas iterações do Fractal de Hilbert.

<i>Iteração</i>	<i>Quant. de sub-segmentos</i>	<i>Comprimento de cada segmento</i>	<i>Comprimento da curva</i>
1	$3 = 4^1 - 1$	$\frac{l}{2} = \frac{l}{2^1}$	$\frac{3l}{2} = \frac{(4^1 - 1)l}{2}$
2	$15 = 4^2 - 1$	$\frac{l}{4} = \frac{l}{2^2}$	$\frac{15l}{2} = \frac{(4^2 - 1)l}{2^2}$
⋮	⋮	⋮	⋮
K	$4^k - 1$	$\frac{l}{2^k}$	$\frac{(4^k - 1)l}{2^k}$

Fonte: Negri (2014).

3.2 APLICAÇÃO DAS CURVAS FRACTAIS

Atualmente, o estudo dos fractais tem uma larga aplicação em diversos campos da ciência e tecnologia. Nas ciências médicas, a análise fractal é utilizada para caracterizar a irregularidade dos contornos de tumores e do seu núcleo. Em (SEDIVY et. al., 1999), um algoritmo é utilizado para calcular a dimensão fractal de displasias em um tecido epitelial cervical. Resultados mostraram que a dimensão fractal é proporcional ao grau de displasia, e que ela pode ser utilizada como ferramenta para detectar irregularidades nesses tecidos. A

dimensão fractal é utilizada na geografia para caracterizar as geometrias complexas dos rios (YUE et. al., 2012) e das superfícies terrestres (CAI; YOU, 2010). A geometria fractal é utilizada também na codificação, compressão e tratamento de imagens (PI; LI, 2005), (MONRO; WOOLLEY, 1994) e (XU et. al., 2013).

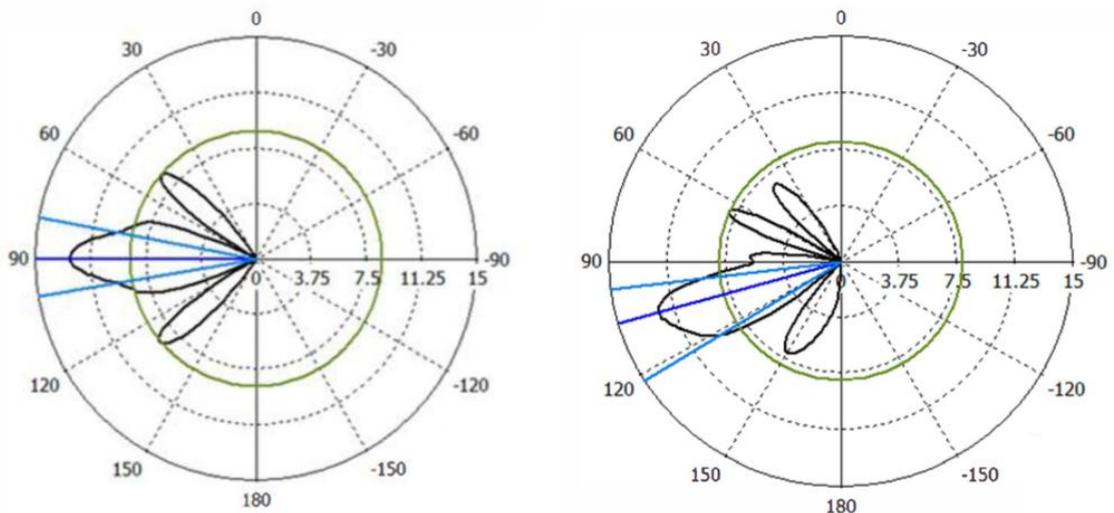
A geometria fractal também pode ser combinada com a teoria eletromagnética a fim de investigar novas formas de radiação e propagação. Pode-se se citar como alguns exemplos da utilização da geometria fractal em dispositivos de micro-ondas:

- a) Utilização da geometria fractal para miniaturização de antenas (FARSWAN et. al., 2016) e (PATEL et. al., 2013);
- b) Utilização da geometria fractal para se obter múltiplas frequências de ressonâncias em antenas (SONG *et. al.*, 2006);
- c) Miniaturização de filtros através de ressoadores com geometrias fractais (JARRY *et. al.*, 2010);
- d) Projeto de capacitores com maior capacitância e autorressonância (KUMAR; RAO, 2016) e (ELSHURAFI; SALAMA, 2012);
- e) Projeto de FSS multibandas (WERNER; LEE, 2000) e com respostas estáveis em relação ao ângulo de incidência da onda eletromagnética (BRITO *et. al.*, 2015).

4 DEFASADORES DIGITAIS DE LINHA CHAVEADA

Um defasador pode ser descrito como uma rede de duas portas que garante que a diferença de fase entre os sinais de saída e entrada possa ser controlada por um sinal de controle (uma polarização DC). Defasadores são chamados de digitais quando a diferença entre suas possíveis defasagens assume apenas valores discretos pré-determinados, como 180, 90, 45, 22.5 e 11.25 graus. Por outro lado, em defasadores analógicos, a diferença entre suas possíveis defasagens pode variar de forma contínua, de acordo com uma variação contínua de seu sinal de controle. Defasadores digitais são bastante aplicados em sistemas de arranjo de antena (POZAR, 2005). O controle das fases dos sinais alimentando as antenas de um arranjo permite que a direção do lóbulo principal irradiado seja controlada eletronicamente, conforme mostrado na Figura 10.

Figura 10 – Controle de direção do lóbulo em um sistema de arranjo de antena



Fonte: Oliveira *et. al.* (2013).

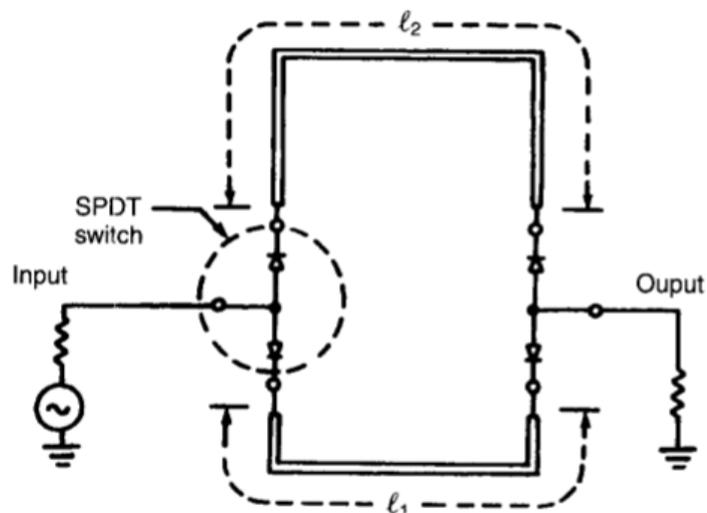
Defasadores podem ser controlados usando sinais analógicos ou bits digitais. Os defasadores analógicos fornecem uma fase continuamente variável, na maioria das vezes controlada por uma tensão. Os defasadores analógicos controlados eletricamente podem ser realizados com diodos varactores que alteram a capacitância com a tensão ou dielétricos não lineares, como titanato de estrôncio e bário, ou materiais ferroelétricos. Um defasador analógico controlado mecanicamente é realmente apenas uma linha de transmissão mecanicamente alongada, geralmente chamada de linha de trombone. Os defasadores analógicos têm sido usados em sistemas de radar e, mais recentemente, em antenas de estações base celulares.

A maioria dos defasadores são do tipo digital porque são mais imunes ao ruído em suas linhas de controle de tensão. Os defasadores digitais fornecem um conjunto discreto de estados de fase que são controlados por "bits de fase" de dois estados.

Conceitualmente, a forma mais simples de se projetar um defasador, se dá utilizando linhas chaveadas (POZAR, 2005). A configuração básica para um único bit é mostrada na Figura 11. Duas chaves SPDT são utilizadas para direcionar o sinal via uma das duas possíveis linhas de transmissão (de comprimentos diferentes). Quando o sinal passa pelo caminho mais longo, o mesmo apresenta na saída uma fase adicional, proporcional à diferença dos comprimentos entre as linhas, conforme mostrado na Equação (26).

$$\Delta\varphi = \beta(l_2 - l_1) \quad (26)$$

Figura 11 – Configuração de 1 bit de um defasador de linha chaveada

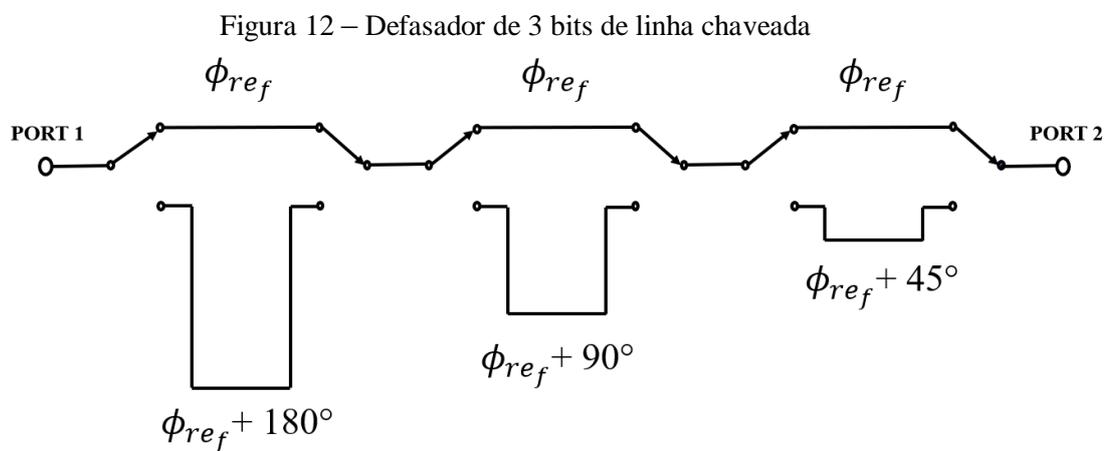


Fonte: Pozar (2005).

A perda por inserção do defasador mostrado acima é dada pela perda nas duas chaves SPDT e pelas perdas nas linhas. Outra forma de realizar o chaveamento entre linhas seria a utilização de FETs no lugar dos diodos PIN.

5 PROJETO DO DEFASADOR

O conceito proposto é baseado no defasador de linha chaveada tradicional, mostrado na Figura 12, utilizando as três primeiras iterações do fractal de Hilbert para otimização de espaço nas linhas de atraso. Uma das vantagens de se utilizar esse conceito é que as diferenças de fase vão ser dependentes apenas dos comprimentos das linhas. Dessa forma, a defasagem gerada pelo dispositivo vai apresentar um comportamento próximo do linear com a variação da frequência (KOUL; BHAT, 1991).



Fonte: O Autor (2020).

Para que uma cobertura de 360 graus seja alcançada, o último bit é projetado para proporcionar uma defasagem de 180 graus. Cada bit anterior deve gerar uma defasagem de metade do seu bit sucessor e dessa forma se faz possível a obtenção de passos de 45 graus com 3 bits. O tamanho do circuito vai ser determinado em como essas linhas estarão distribuídas geometricamente.

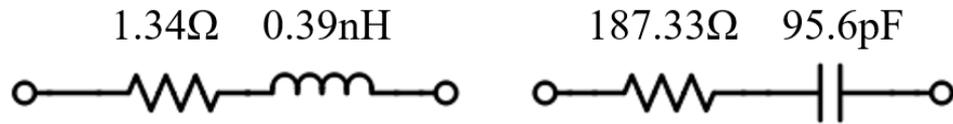
Conforme ilustrado na Figura 12, além das linhas de atraso também se faz necessário o desenvolvimento do chaveamento entre as linhas.

5.1 PROJETO DO CIRCUITO DE CHAVEAMENTO

Com o objetivo de se obter resultados simulados mais precisos, um modelo do diodo PIN foi utilizado na simulação. A Figura 13 contém os modelos equivalentes para o diodo Infineon BAR50. Esses valores foram encontrados ao se otimizar um modelo no *CST Design Studio* baseando-se nas curvas de transmissão e de reflexão disponibilizadas no *datasheet* do

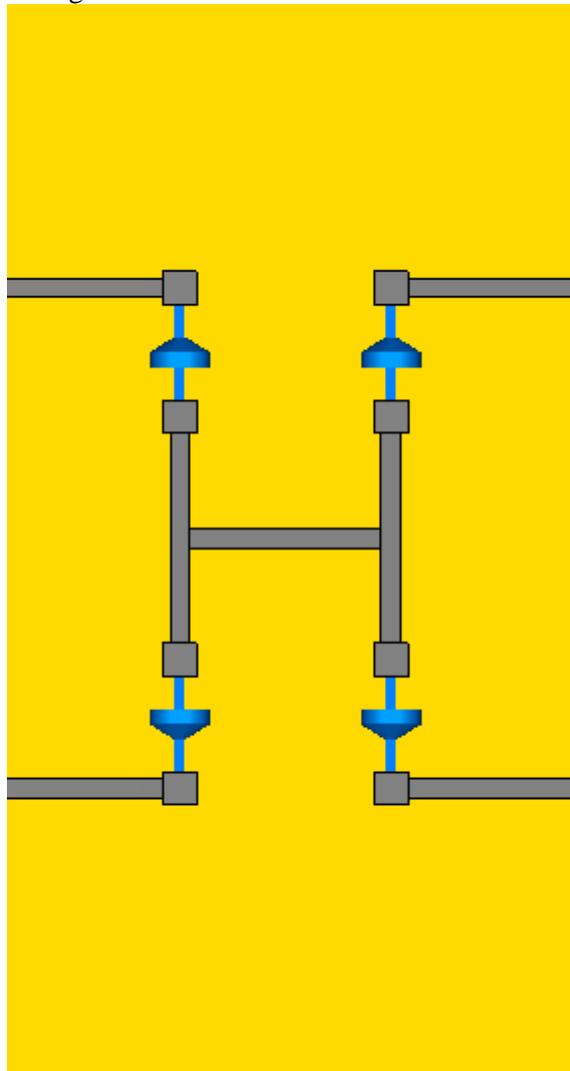
diodo. Esses valores foram então utilizados na simulação de uma chave DPDT. O circuito simulado é mostrado na Figura 14.

Figura 13 – Modelos obtidos para a polarização direta e reversa, respectivamente



Fonte: O Autor (2017).

Figura 14 – Chave DPDT simulada

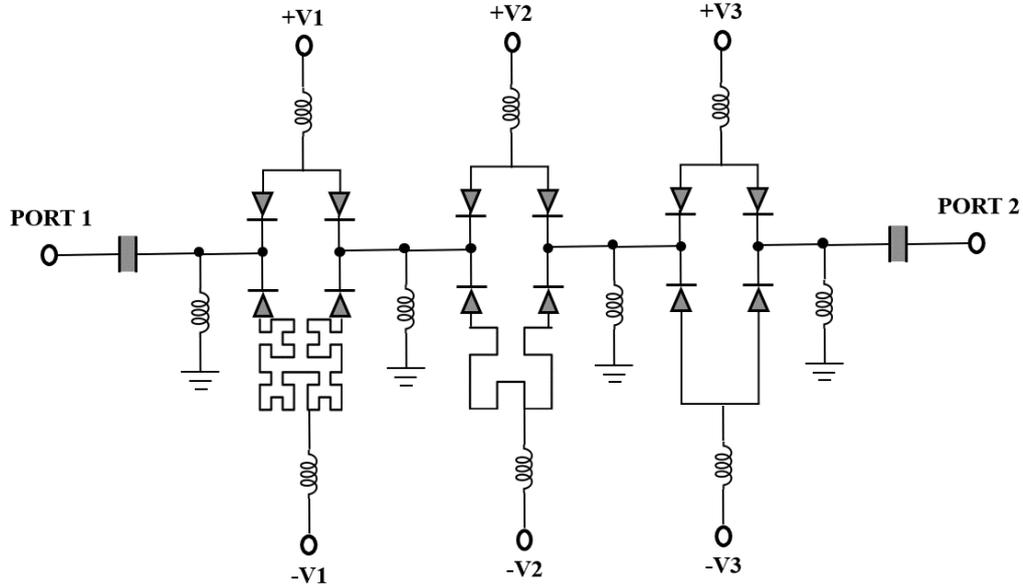


Fonte: O Autor (2020).

A Figura 15 apresenta um esquema do defasador e do chaveamento em detalhe. Dois capacitores impedem que o sinal DC da polarização do circuito atinja a entrada ou saída do dispositivo. A configuração utiliza 4 diodos PIN por bit. Quando V_n é maior que a tensão de polarização do diodo, os diodos do caminho de referência estão diretamente polarizados. Para

que o sinal de RF percorra uma linha de atraso, é necessário que $V_n < -V_n$. Para prevenir que sinais de RF escapem para os terminais de polarização, são utilizados indutores.

Figura 15 – Esquema do chaveamento em detalhe.



Fonte: O Autor (2020).

5.2 PROJETO DAS LINHAS DE ATRASO

Para o projeto foram utilizadas as iterações 1, 2 e 3 do fractal de Hilbert. Foi escolhido como substrato o Rogers 3010, pois sua constante dielétrica de 10,2 permite um design mais compacto para o dispositivo, já que o comprimento físico da linha será menor. Utilizando outras placas de alturas e constantes dielétricas diferentes, como a FR4 que se apresenta como uma opção mais barata, não foi possível desenhar a curva de atraso do terceiro bit sem infringir as regras de distância mínima entre as linhas de microfita. Utilizando a Equação (19), foi possível calcular que o valor de λ_g para 450 MHz é de 255 mm. Como esse valor representa uma fase de 360 graus, sabe-se que para 45, 90 e 180 graus as diferenças entre as linhas de referência e de atraso devem ser de 32, 64 e 127 mm respectivamente.

Em posse dessa informação, foi necessário calcular os valores de lado dos fractais para cada iteração. Como o comprimento das linhas cresce com o número de iterações, as iterações 1, 2 e 3 ficaram encarregadas de representarem as defasagens de 45, 90 e 180 graus, respectivamente. Como a defasagem é dada pela diferença entre a linha de atraso e a linha de referência e, utilizando uma linha de referência com o mesmo comprimento do lado l do fractal, temos que o valor de l pode ser encontrado para cada bit de defasagem através das Equações (27), (28) e (29). O valor do comprimento desejado de defasagem é igualado a

subtração do comprimento total da linha de atraso pelo comprimento da linha de referência.

$$0,032 = 3l_{22,5} - l_{22,5} \quad (27)$$

$$0,064 = 5l_{45} - l_{45} \quad (28)$$

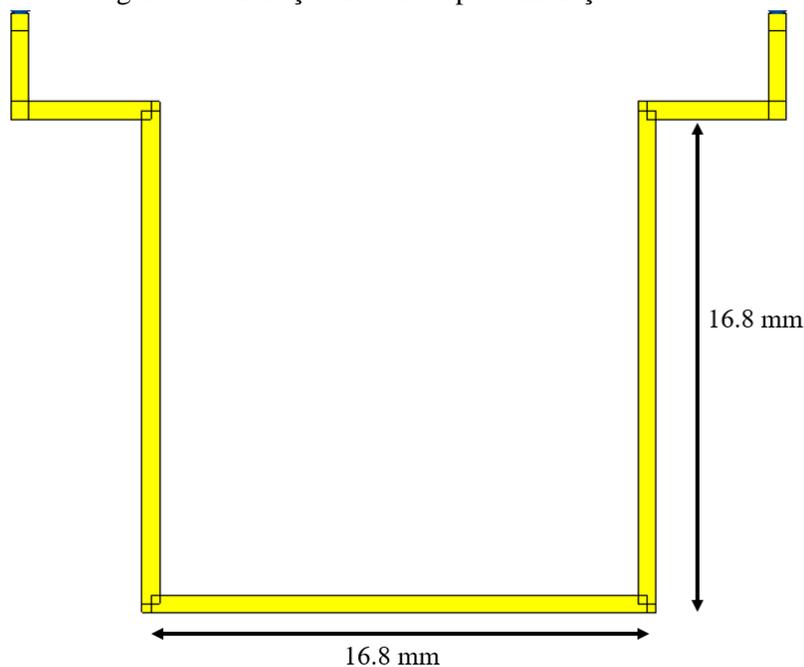
$$0,127 = 9l_{90} - l_{90} \quad (29)$$

O valor encontrado para l em qualquer uma das três equações é o mesmo, o que é uma característica desse fractal (NEGRI, 2014). O valor encontrado foi de 16 mm para o lado do fractal.

Utilizando a Equação (24) e sabendo que a altura do dielétrico utilizado é de 0,635 mm, foi obtida uma largura da trilha $w=0,6$ mm para uma impedância de linha de 50 ohms.

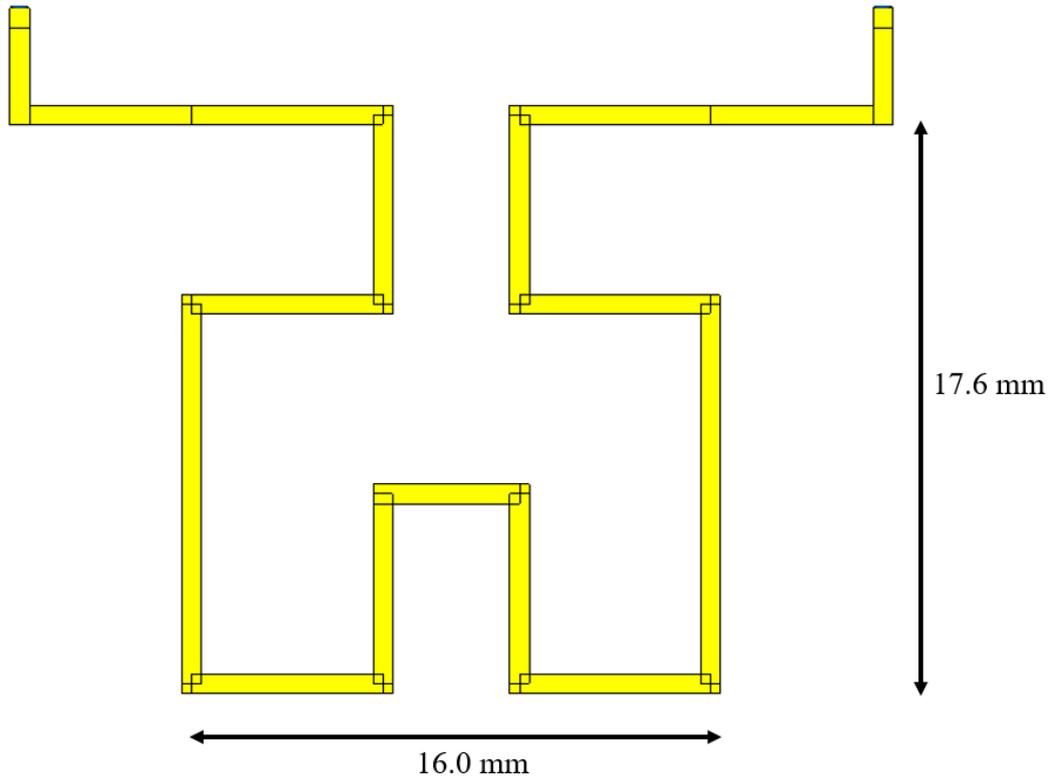
Em posse dos valores iniciais para as geometrias dos bits de defasagem, foi realizada uma otimização desses valores, utilizando o *CST Microwave Studio*. Foram realizadas múltiplas simulações do dispositivo completo, incluindo o circuito de chaveamento e os valores finais para cada bit são mostrados nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7. A diferença desses comprimentos em relação ao calculado pode ser explicado pela quantidade de curvas de cada fractal. Quanto maior o número de curvas da iteração, maior o desvio em relação ao valor de defasagem esperado e maior foi a correção do valor de l .

Figura 16 – Iteração 1 obtida após simulações



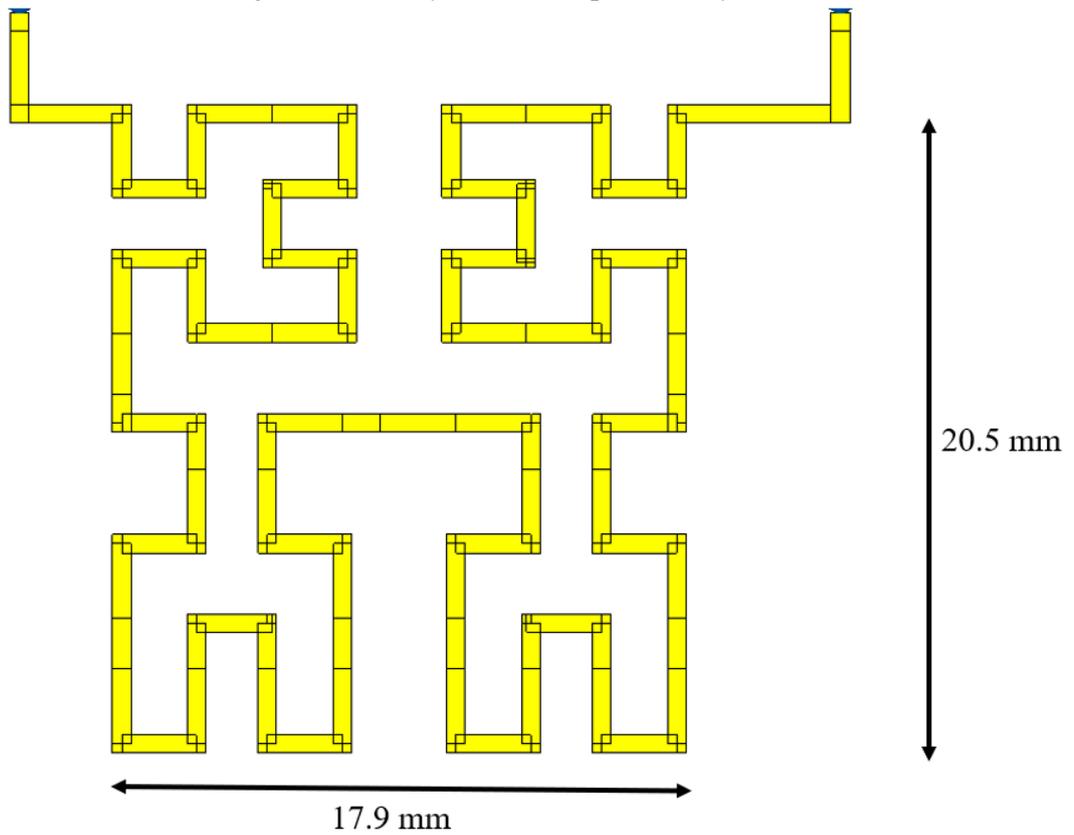
Fonte: O Autor (2020).

Figura 17 – Iteração 2 obtida após simulações



Fonte: O Autor (2020).

Figura 18 – Iteração 3 obtida após simulações.



Fonte: O Autor (2020).

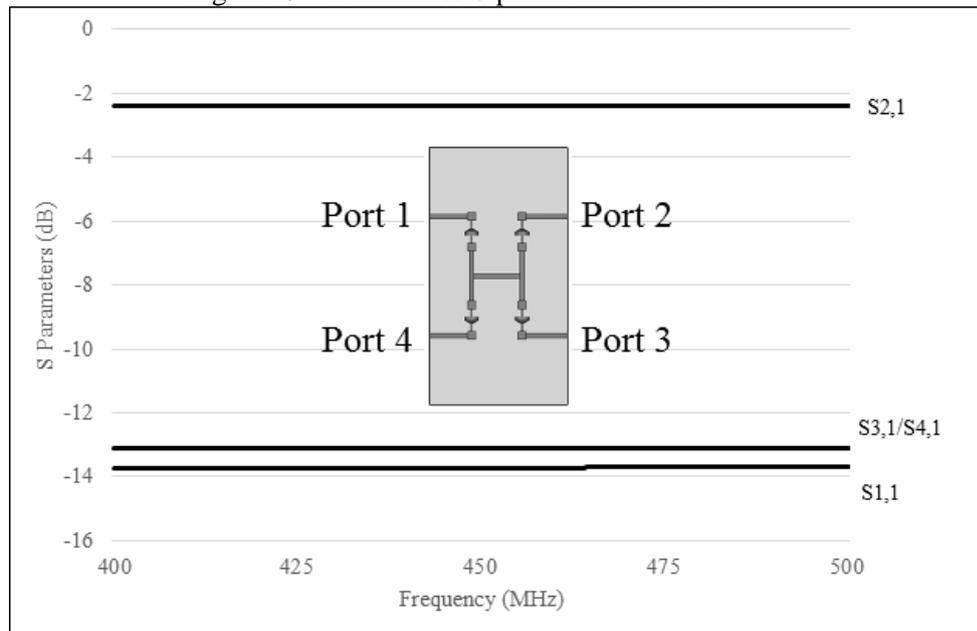
6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos com o *CST Microwave Studio* do dispositivo projetado e os resultados obtidos com o circuito fabricado.

6.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O *software CST Microwave Studio* foi utilizado para o desenho e simulação das estruturas. Para a chave DPDT simulada, os parâmetros S são mostrados na Figura 19. Para esse cenário, os diodos das portas 1 e 2 estão diretamente polarizados e os diodos das portas 3 e 4 estão reversamente polarizados. Pode-se observar um nível de transmissão entre -2 e -3dB entre as portas 1 e 2 e um nível de isolamento abaixo de -13dB da porta 1 em relação às outras portas.

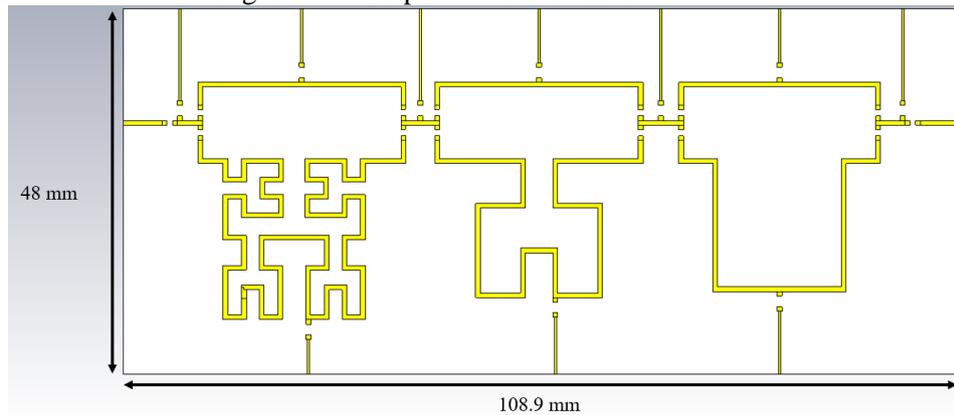
Figura 19 – Parâmetros S para a chave DPDT



Fonte: O Autor (2017).

Com os comprimentos das linhas de atraso e com o chaveamento simulado, foi possível simular o defasador completo. A Figura 20 apresenta o design final obtido. Os capacitores utilizados foram de 0,1nF, e os indutores de 27nH, por se tratarem dos valores disponíveis que mais se aproximavam dos valores calculados para a utilização desses componentes como DC block e RF block. Foram utilizadas 3 linhas para a polarização das linhas de atraso, 3 linhas para a polarização das linhas de referência e 4 linhas de polarização para o aterramento.

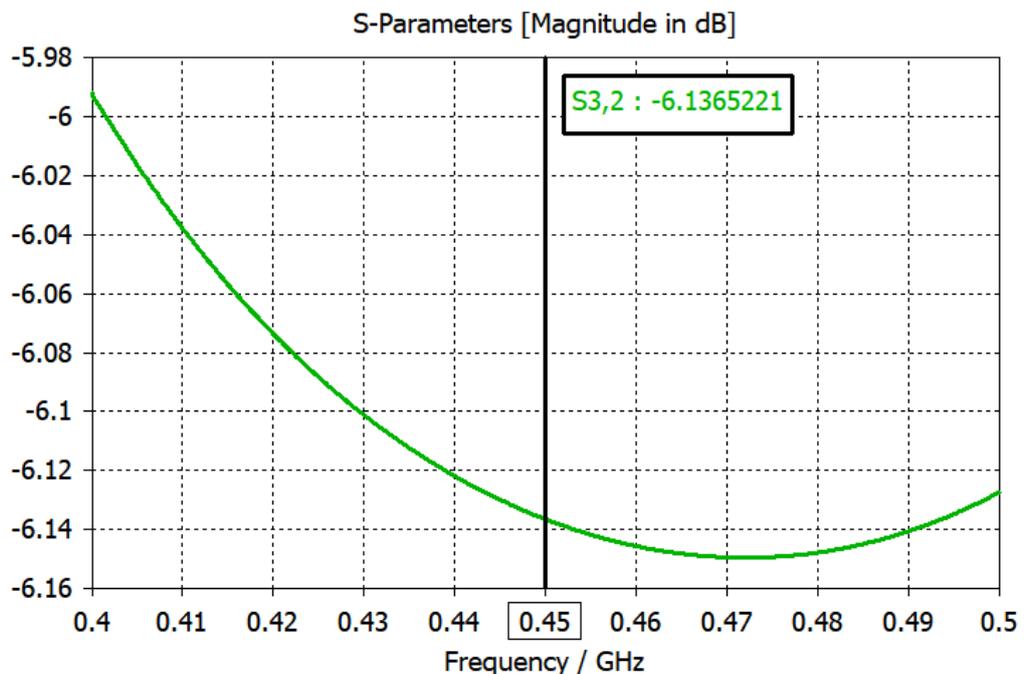
Figura 20 – Dispositivo final simulado



Fonte: O Autor (2020).

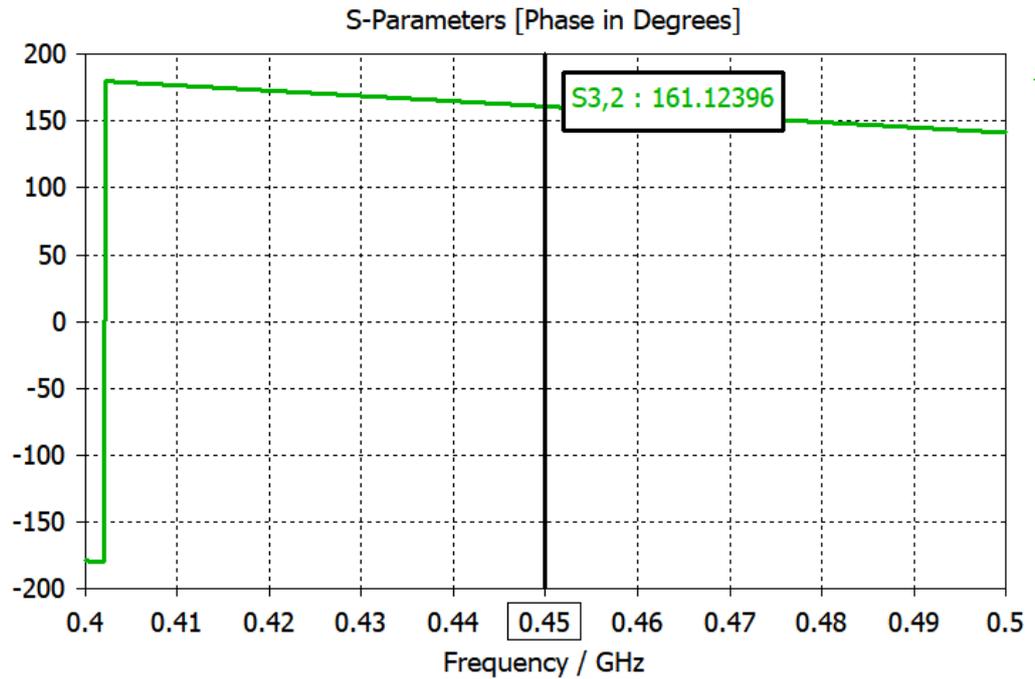
O resultado simulado para a perda por inserção é mostrado na Figura 21. Nota-se que o valor encontrado é comparável com valores encontrados em outros trabalhos, pois o sinal de RF sempre passará por 6 diodos, independente da fase escolhida pelo usuário. Os resultados das fases para defasagens de 0, 45, 90 e 180 graus podem ser observados nas Figuras 6.4, 6.5, 6.6 e 6.7, respectivamente. Como a linha de referência apresentou uma fase de 161,1 graus, pode-se facilmente calcular que as defasagens obtidas nos 3 bits foram de 45.3, 90.9 e 181.5 graus. O valor negativo na defasagem diz respeito ao atraso gerado em relação a referência.

Figura 21 – Perda por inserção do dispositivo



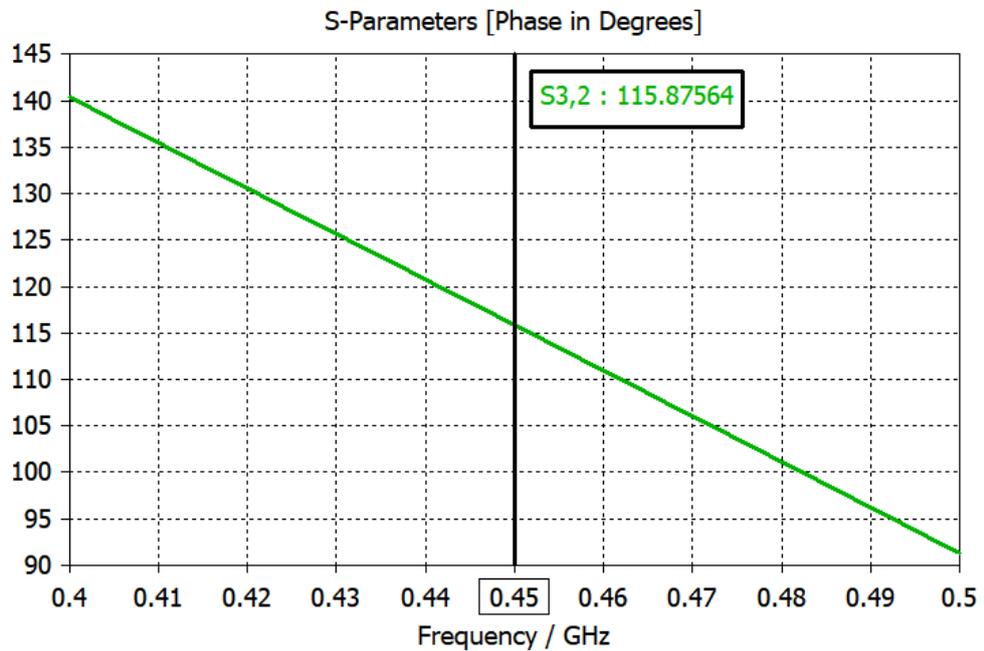
Fonte: O Autor (2020).

Figura 22 – Fase para dispositivo simulado (linha de referência)



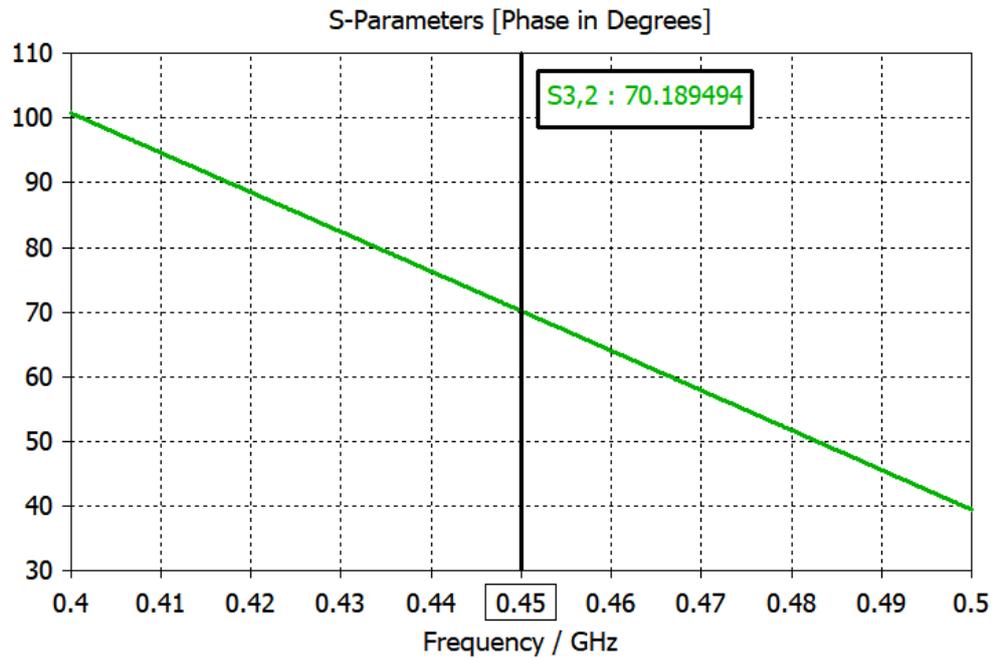
Fonte: O Autor (2020).

Figura 23 – Fase para dispositivo simulado (45 graus).



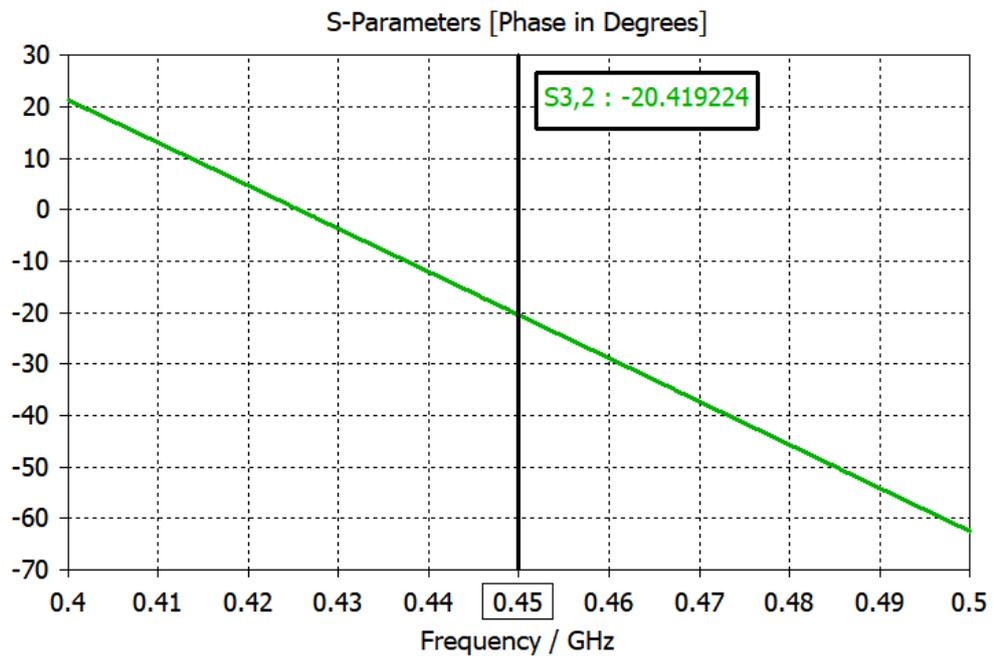
Fonte: O Autor (2020).

Figura 24 – Fase para dispositivo simulado (90 graus)



Fonte: O Autor (2020).

Figura 25 – Fase para dispositivo simulado (180 graus).



Fonte: O Autor (2020).

6.2 FABRICAÇÃO DO DEFASADOR

O defasador foi confeccionado pela máquina de prototipagem de placa de circuito impresso (*PCB Prototype Machine*) modelo EP2006H do fabricante Everprecision. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento

de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

A versão final do arquivo CAD do *CST Microwave Studio* é exportada no formato DXF. Esse arquivo é aberto no SONNET e exportado na versão GERBER para o programa PCAM v. 5.2.6 que se comunica com a máquina. A máquina de prototipagem consegue fazer trilhas com espessuras iguais ou maiores que 0,2 mm. Ela retira o cobre por um processo de fresagem. Durante o processo, três tipos diferentes de brocas são usados: a primeira faz o desenho do contorno da estrutura, a segunda retira a maior parte de cobre, e a terceira retira o cobre próximo aos detalhes da estrutura. Essa técnica de fabricação apresenta a desvantagem de também retirar uma porcentagem do substrato. Além disso, por serem muito delicadas, as brocas se desgastam rápido e a qualidade do trabalho final tende a cair se o mesmo conjunto de fresas for usado constantemente. Um aspirador é utilizado para retirar a maior parte dos resíduos de cobre do circuito, mas algumas trilhas de cobre ainda ficaram grudadas nas placas dos dispositivos e precisaram ser retiradas com o auxílio de ferramentas adequadas e um microscópio.

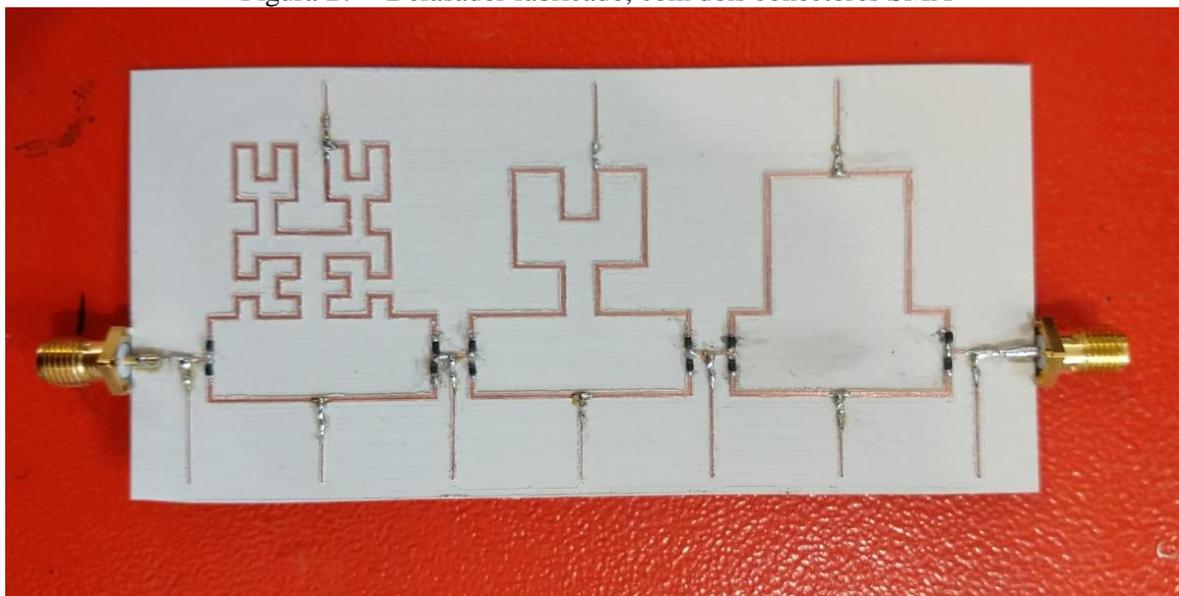
Figura 26 – Máquina de prototipagem utilizada na fabricação do dispositivo



Fonte: O Autor (2020).

Dois Conectores SMA foram soldados ao defasador. Os fios de polarização do dispositivo também foram soldados ao mesmo. A estrutura final ficou com 48 mm x 109 mm.

Figura 27 – Defasador fabricado, com dois conectores SMA

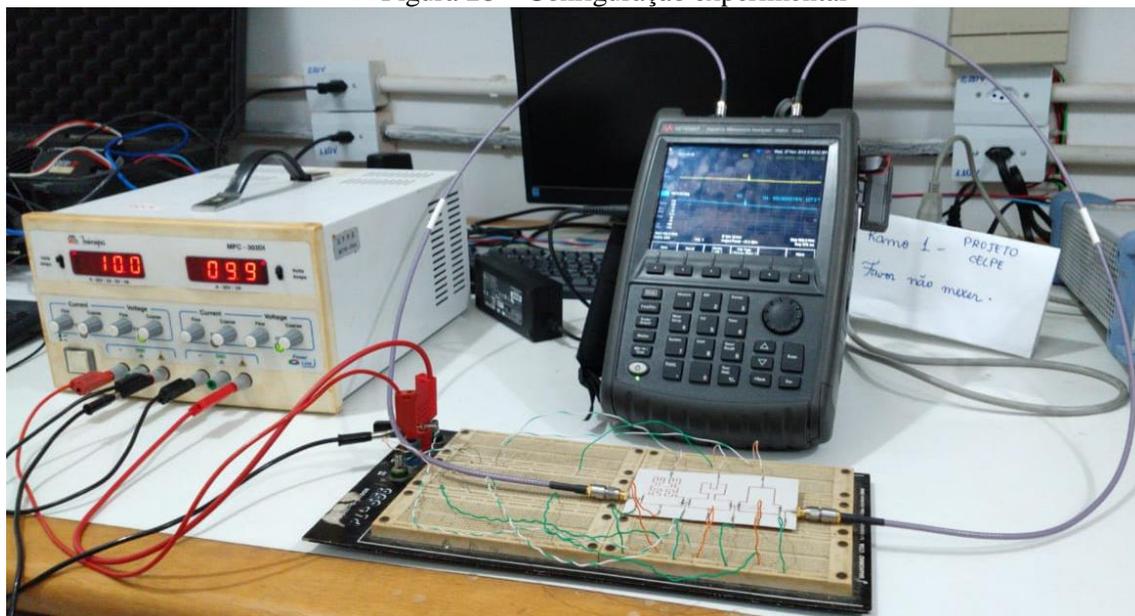


Fonte: O Autor (2020).

6.3 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL PARA MEDIÇÃO

O analisador de rede vetorial (*Network Analyzer*) modelo N9952A do fabricante Agilent Technologies, também disponível no laboratório de Micro-ondas da UFPE, foi utilizado para medição do defasador, juntamente com o kit de calibração modelo 85033E, da mesma fabricante e uma fonte DC (para criar o -5V, terra, +5V de polarização). Com o analisador de redes é possível medir diretamente módulo e fase dos parâmetros de espalhamentos numa faixa que vai de 300 kHz a 50 GHz. Antes do processo de medição, o analisador é calibrado utilizando o método SOLT (*Short-Open-Load-Through*) no qual uma carga em curto, em aberto, casada e um trecho de linha transmissão casada são conectados aos cabos a fim de trazer a referência de medição para a entrada do conector. Essa calibração é feita dentro da faixa de frequências que se deseja medir o dispositivo.

Figura 28 – Configuração experimental



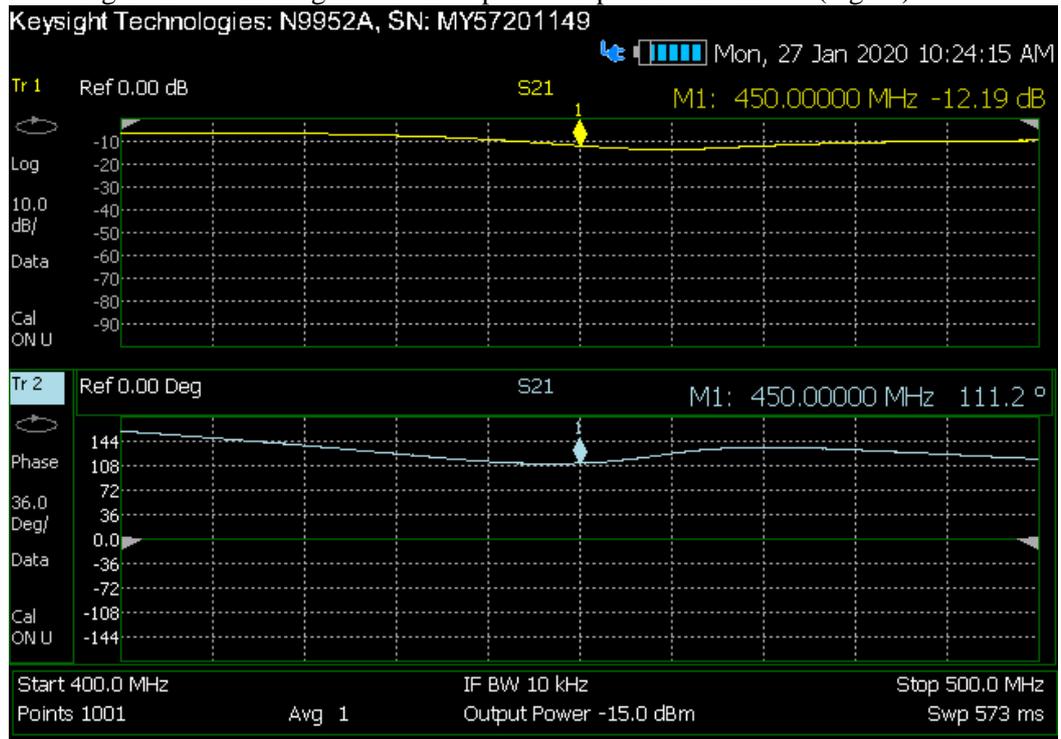
Fonte: O Autor (2020).

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Uma vez fabricado, o passo seguinte foi medir o dispositivo com o analisador supracitado com o objetivo de testar a confiabilidade do sistema e concluir que o resultado final é satisfatório.

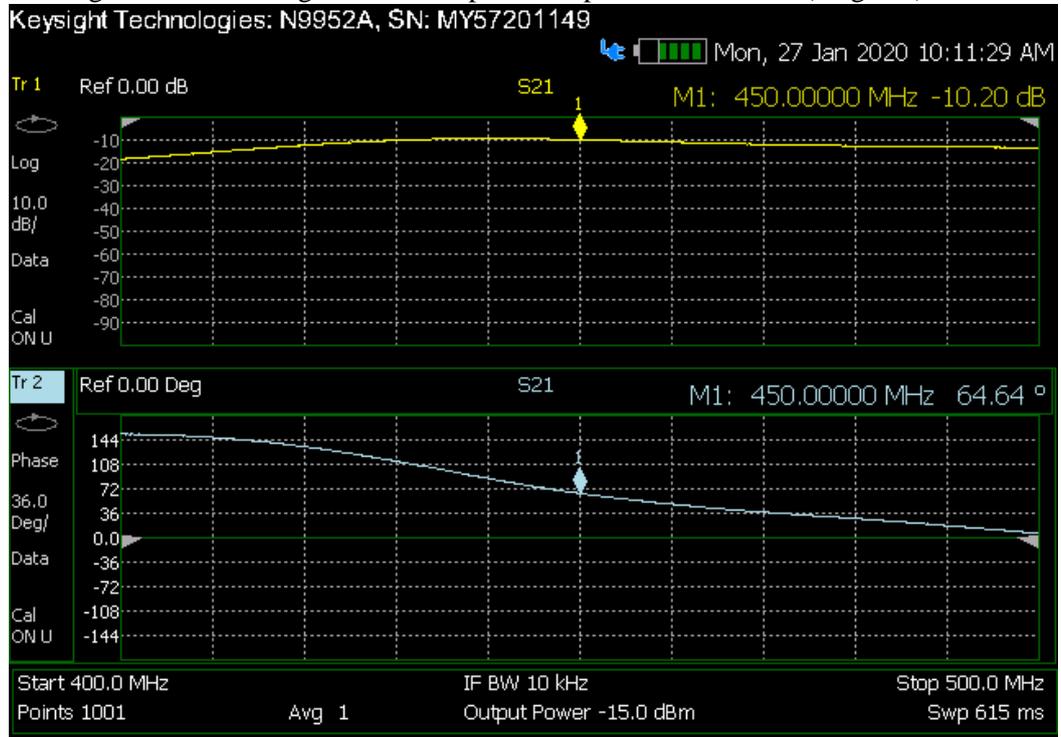
Os resultados das fases e das perdas por inserção para defasagens de 0, 45, 90 e 180 graus são mostrados nas Figuras 6.11, 6.12, 6.13 e 6.14, respectivamente. Como a linha de referência apresentou uma fase de aproximadamente 111 graus, pode-se facilmente calcular que as defasagens obtidas nos 4 bits foram de -46.6, -89.3 e -140.7 graus.

Figura 29 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (0 grau)



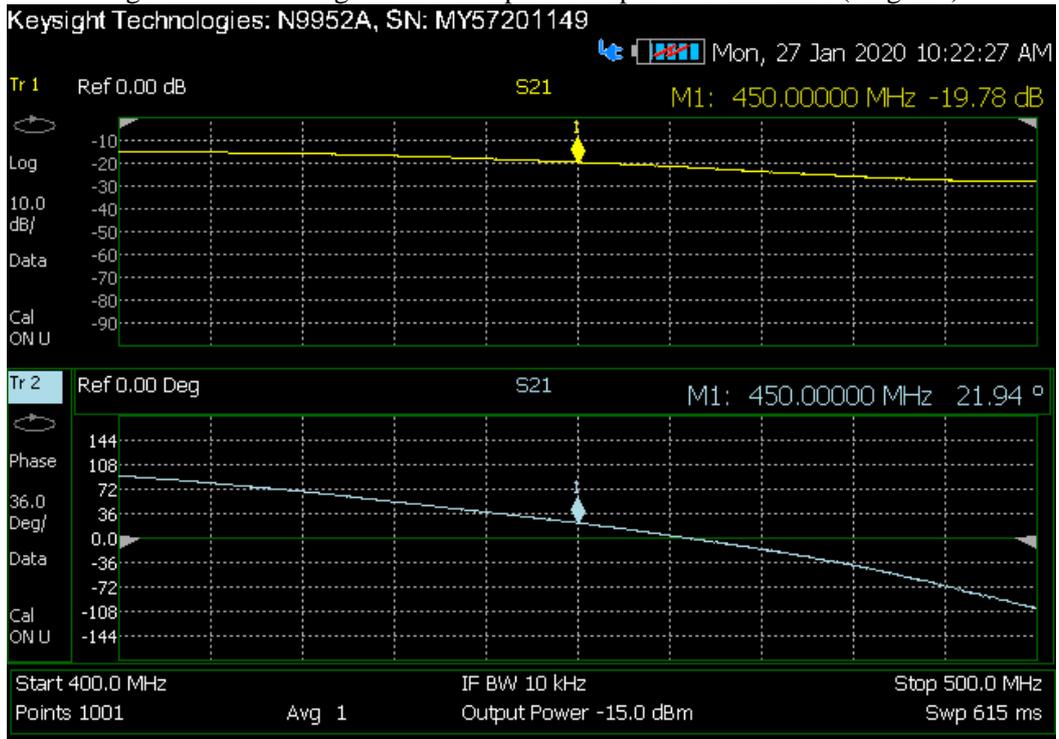
Fonte: O Autor (2020).

Figura 30 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (45 graus)



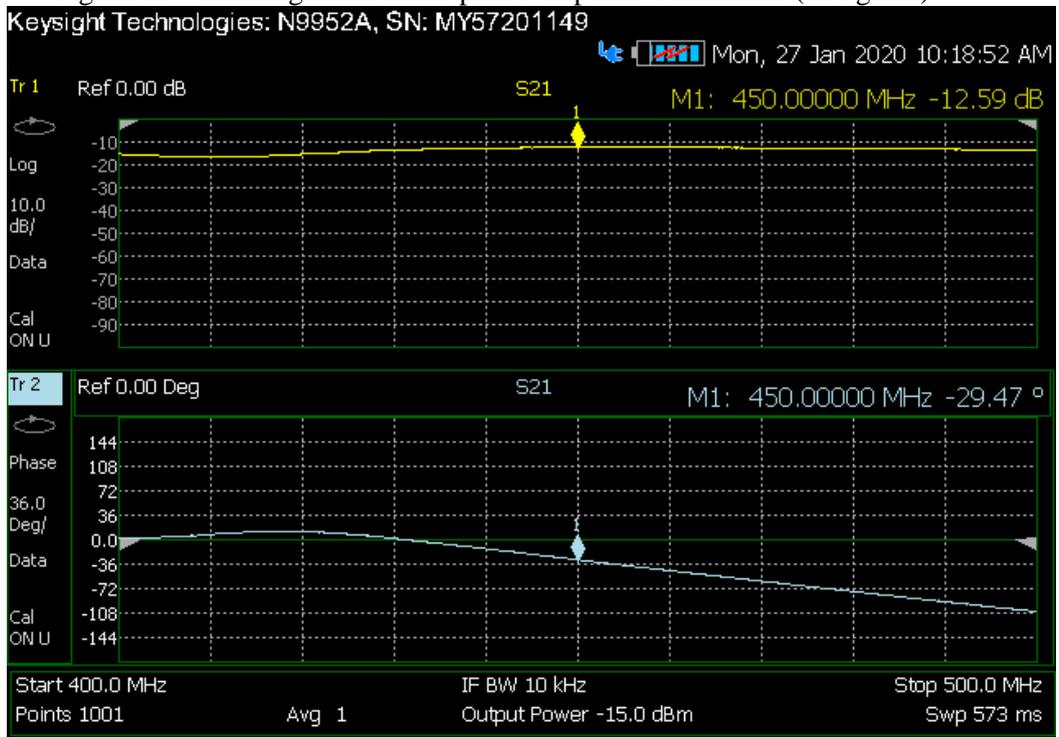
Fonte: O Autor (2020).

Figura 31 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (90 graus)



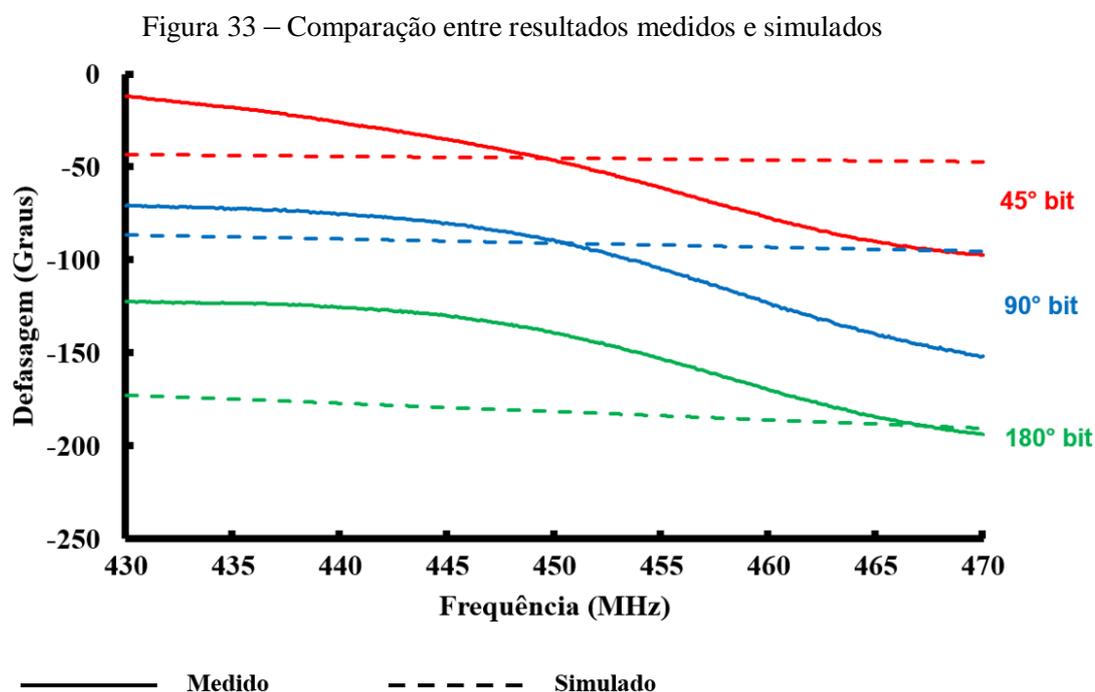
Fonte: O Autor (2020).

Figura 32 – S21 magnitude e fase para o dispositivo fabricado (180 graus)



Fonte: O Autor (2020).

Uma comparação entre os resultados medidos e simulados é mostrada na Figura 33.



Fonte: O Autor (2020).

É possível perceber que houve uma variação na inclinação da curva, mostrando que para valores mais distantes da frequência central do dispositivo, encontramos valores de defasagem mais distantes dos desejados. A Tabela 5 mostra uma comparação deste trabalho com outros defasadores. A diferença entre a defasagem obtida e a simulada em um dos bits pode ter ocorrido por conta de alguma ressonância na geometria do defasador, já que esse é um problema conhecido em defasadores de linha chaveada (POZAR, 2005). É possível notar que o dispositivo mostrado neste trabalho apresenta uma vantagem em comprimento elétrico ($\text{área}/\lambda$) quando comparado a outros defasadores. Esse é um parâmetro importante pois ele expressa de forma mais evidente o poder de compactação de um dispositivo, pois ao normalizar as áreas pelo valor do comprimento de cada dispositivo, é possível ter uma melhor noção da eficiência de espaço atingido pelo design do dispositivo em estudo.

Tabela 5 – Comparativo com outros trabalhos

<i>Comparação</i>	<i>Defasador</i>			
	<i>Este trabalho (simulado)</i>	<i>Este trabalho (medido)</i>	<i>Mabrouki et. al. (2014)</i>	<i>Qureshi et. al. (2014)</i>
Area / λ [cm]	78	78	400	212
Banda [MHz]	430-470	430-470	2300-2600	2300-2600
Resolução (bits)	3	3	4	4
S21 [dB]	6	6-20	< 4	< 8.8

Fonte: O Autor (2020).

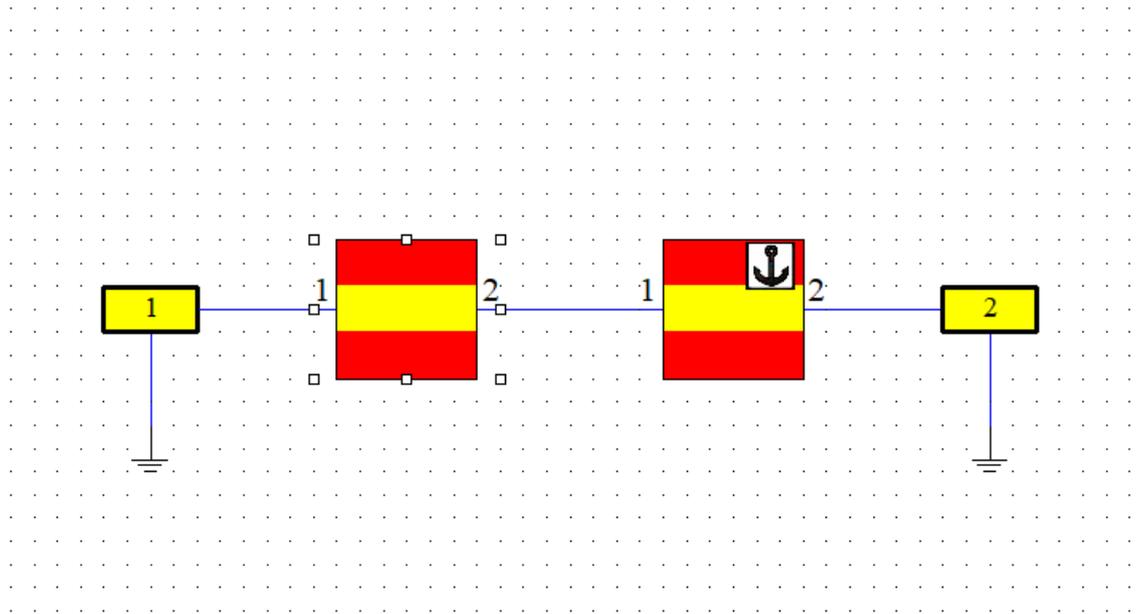
6.5 CORREÇÃO DO TERCEIRO BIT E NOVOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Conforme mostrado na seção anterior, foi possível atingir valores próximos aos estimados para as defasagens em 2 dos 3 bits do dispositivo. Para o terceiro bit (180 graus) observa-se um erro de 40 graus em relação ao que foi simulado.

Uma possível solução para o problema é a adição de um capacitor na linha de 180 graus, entre a trilha e o terra. Essa capacitância adicional insere uma nova perda por inserção no dispositivo, porém pode ajustar a fase da linha.

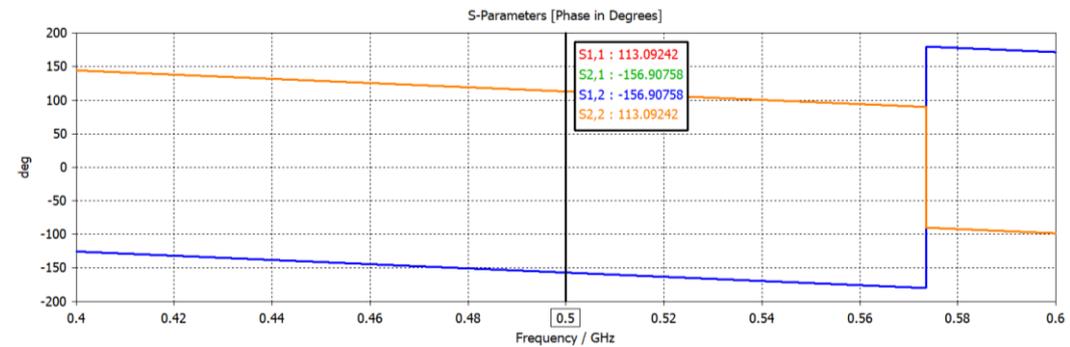
A fim de permitir pequenas variações na capacitância, foi utilizado um capacitor parametrizado. Para encontrar o valor que precisamos foi realizada a simulação no CST *Design Studio* de uma linha de transmissão em microfita com comprimento da mesma ordem de grandeza das linhas do dispositivo (100 mm). Essa linha foi dividida em duas seções de 50 mm e sua fase foi medida para referência, conforme Figuras 6.15 e 6.16.

Figura 34 – Modelo para estudo do capacitor de correção



Fonte: O Autor (2020).

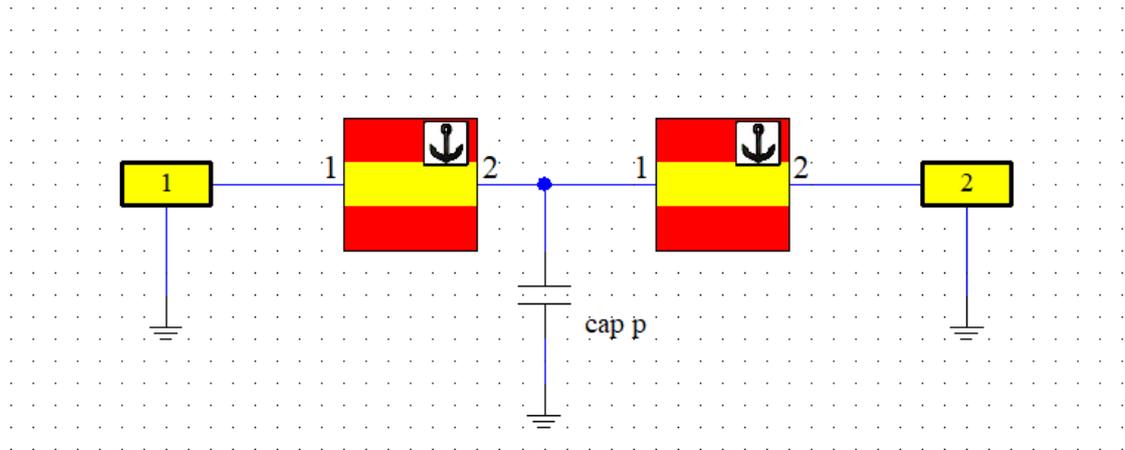
Figura 35 – Fase encontrada para a linha de teste



Fonte: O Autor (2020).

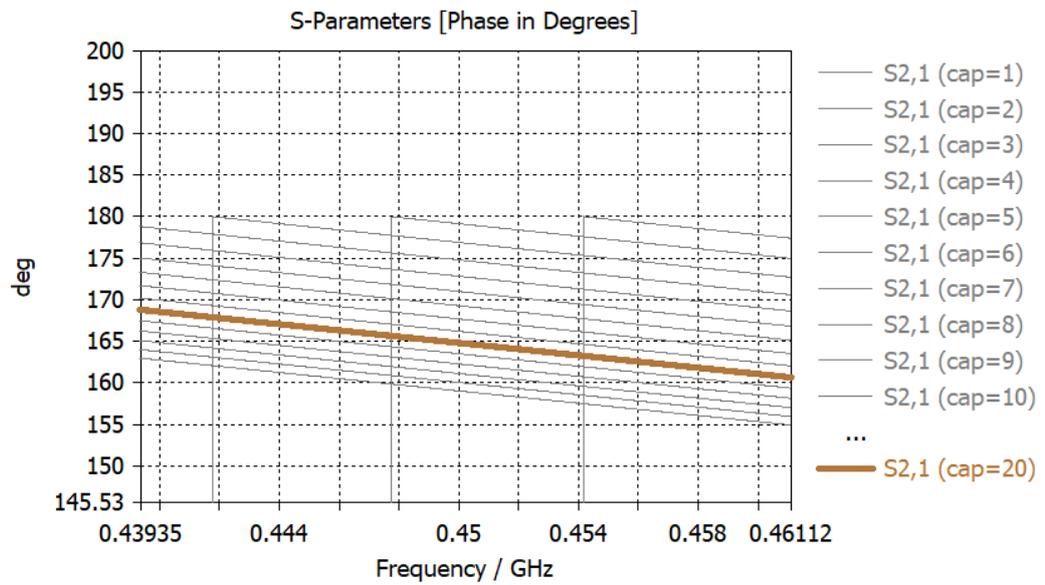
Foi encontrada uma fase de referência de -156,9 graus. Em seguida foi inserido o capacitor entre a linha e o terra no modelo. Com o capacitor inserido, foi realizada uma varredura na capacitância até que a fase encontrada estivesse próxima de -195,3 graus (164,7 graus). A Figura 35 apresenta o modelo simulado, e na Figura 36 observa-se que a capacitância encontrada foi a de 20 pF.

Figura 36 – Modelo para estudo do capacitor de correção



Fonte: O Autor (2020).

Figura 37 – Fase encontrada para a linha de teste com o capacitor.



Fonte: O Autor (2020).

7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um defasador de 3 bits baseado na geometria fractal de Hilbert. A motivação para a elaboração deste projeto foi a de encontrar uma forma barata e de simples fabricação para um dispositivo muito utilizado no mercado.

O dispositivo foi fabricado, montado e medido no Laboratório de Micro-ondas da UFPE.

Os resultados simulados e experimentais do dispositivo apresentaram uma relativa semelhança com o que era esperado do desenvolvimento teórico, pois mantiveram valores próximos no que diz respeito às defasagens.

O maior problema detectado na fabricação foi relativo à perda por inserção. Um valor de S_{21} próximo de -20dB em um dos bits pode, em muitos projetos, inviabilizar a utilização desse dispositivo. Esse problema pode ser ocasionado pela soldagem dos conectores SMA e dos componentes discretos no dispositivo.

Apesar desses obstáculos, o dispositivo se mostrou satisfatório no que foi traçado como objetivo desse trabalho. Foi comprovado que o uso da geometria fractal garantiu uma boa compactação do dispositivo, conforme mostrado na Tabela 5. Em trabalhos futuros, uma integração deste dispositivo e otimização com sistemas de antenas inteligentes devem ser exploradas.

REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, A. K.; VINOY, K. J. Microstrip coupled line bandpass filter using quasi minkowski fractal shape for suppression of the second harmonic. *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, Hyderabad, p. 412-415, 2015.
- ASSIS, T. A.; MIRANDA, J. G. V.; MOTA, F. B.; ANDRADE, R. F. S.; CASTILHO, C. M. C. Geometria fractal: propriedades e características de fractais ideais. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, vol. 30, p. 2304, 2008.
- BEZERRA, A. L. *Aplicação de Filtros planares de Micro-ondas com Ressonadores de Malha Aberta e Stubs Internos em Duplexadores*. Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação de Mestrado, 2006.
- BRITO, D. B.; ARAÚJO, L. M.; D'ASSUNÇÃO, A. G.; MANIÇOBA, R. H. C. A Minkowski fractal Frequency Selective Surface with high angular stability. In: *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International*, 2015.
- CAI, J-D.; YOU, Q. Fractal Theory and its Application in Studying the Feature of Landforms. In: *International Workshop on Chaos-Fractal Theory and its Applications*, 2010.
- EDWARDS T. C. *Foundations for Microstrip Circuit Design*. 2 Ed. Chichester UK: Wiley, 1992.
- ELSHURAF, A. M.; SALAMA, K. N. Two-layer radio frequency MEMS fractal capacitors in PolyMUMPS for S-band applications. *IET Micro & Nano Letters*, vol. 7, p. 419 - 421, 2012.
- ESPINOSA-ESPINOSA, M.; DE OLIVEIRA, B. G. M.; LLAMAS-GARRO, I.; DE MELO, M. T.; KIM, J. M. 4-Bit, 1 to 4 GHz reconfigurable discriminator for frequency measurement. In: *2014 9th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Rome. 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference. v. 1. p. 652-655, 2014.
- FARSWAN, A.; GAUTAM, A. K.; KANAUIA, B. K.; RAMBABU, K. Design of Koch Fractal Circularly Polarized Antenna for Handheld UHF RFID Reader Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, p. 771-775, 2016.
- HONG, J.; LANCASTER, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 1ª ed., John Wiley & Sons, 2001.
- HUANG, Y.; BA, J.; LI, X.; WANG, Y.; DU, Y. A 4-bit switched-line phase shifter based on MEMS switches, *10th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Xi'an, p. 405-408, 2015.
- JARRY, P.; BENEAT, J.; KERHERVE, E. Fractal microwave filters. *IEEE 11th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2010.

KOUL, K. S.; BHAT, B. *Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters*, vol 2: Semiconductor And Delay Line Phase Shifters, Artech House, 1991.

KUMAR, P. A.; RAO, N. B. Fractal spiral capacitor for wireless applications. *Electronics Letters*, vol. 52, p. 481-483, 2016.

MABROUKI, M.; SMIDA, A.; GHAYOULA, R.; GHARSALLAH, A. A 4 bits Reflection type phase shifter based on GaAs FET. *2014 World Symposium on Computer Applications & Research (WSCAR)*, p. 1-6, 2014.

MARZAH, A.A.; AZIZ, J. S. Design and analysis of high performance and miniaturized bandpass filter using meander line and Minkowski fractal geometry. *2018 Al-Mansour International Conference on New Trends in Computing Communication and Information Technology (NTCCIT)*, p. 12-17, 2018.

MAZUMDER, S. R.; ISHAM, C. M. Performance of a 6 to 18 Frequency Translator Utilizing GaAs MMIC 5-Bit Digital Phase Shifter. *Monolithic Circuits Symposium Digest*, p. 141-144, 1995.

MONISHA, R.; BHUVANESHWARI, B. Design of meander line antenna for wearable applications. *3rd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, p. 623-625, 2018.

MONRO, D. M.; WOOLLEY, S. J. Fractal image compression without searching. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1994.

NEGRI, M. G. Introdução ao Estudo dos Fractais. Universidade Federal de Goiás. Programa de Mestrado Profissional em Matemática em Rede Nacional: Dissertação de Mestrado, 2014.

OLIVEIRA, B. G. M.; SANTOS, M. R.; DE OLIVEIRA, A. J. B.; MELO, M. T.; SANTOS, E. A. B.; FREITAS, R. D.; PONTES, L. P. Switched smart antenna system for SCADA telesupervision and telecontrol systems. *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, Rio de Janeiro, p. 1-4, 2013. doi: 10.1109/IMOC.2013.6646466, 2013.

OLIVEIRA, E. E. C. *Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Aplicações em Redes WPAN/LAN*. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação: Dissertação de Mestrado, 2008.

PATEL, P.; DWIBEDI, K.; POONKHUZHALI, R.; THIRIPURASUNDARI, D.; ALEX, Z. C. Miniaturized Dipole Antenna using Koch Fractal Technique for Wearable Application. In: *International conference on Communication and Signal Processing*, India, 2013.

PESSIM, G.; OSÓRIO, F. S.; DOS SANTOS, J. V. C.; VALANDRO, J. S. Avaliando a Influência do Tamanho de Sequências de DNA em Caracterização Gênica Usando Dimensão Fractal. 2020. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/264848008_Avaliando_a_Influencia_do_Tamanho_de_Sequencias_de_DNA_em_Caracterizacao_Genica_Usando_Dimensao_Fractal. Acesso em: 31 mai. 2020.

- PI, M. H.; LI, C-H. A low-complexity index for fractal image indexing. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 30, p. 89-92, 2005.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, p. 645–645, 2005.
- QURESHI, M. T.; DESMARIS, V.; GEURTS, M.; VAN DE SLUIS, J. Passive Reciprocal high-pass/low-pass 4-bit phase shifter at 2.45 GHz. *2014 44th European Microwave Conference*, Rome, p. 1076-1078, 2014.
- SEDIVY, R.; WINDISCHBERGER, Ch.; SVOZIL, K.; MOSER, E.; BREITENECKER, G. Fractal Analysis: An Objective Method for Identifying Atypical Nuclei in Dysplastic Lesions of the Cervix Uteri. *Gynecologic Oncology*, vol. 75, p. 78-83, 1999.
- SILVA, C. P. N.; PINHEIRO, G. J.; DE OLIVEIRA, M. R. T.; DE OLIVEIRA, E. M. F.; . LLAMAS-GARRO, I.; DE MELO, M. T. Reconfigurable Frequency Discriminator Based on Fractal Delay Line. *Microwave and Wireless Components Letters IEEE*, vol. 29, no. 3, p. 186-188, 2019.
- SONG, N. S.; CHIN, H. L.; LIANG, D. B. B.; ANYI, M. Design of Broadband Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna with Modified Sierpinski Fractal Geometry. *10th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, 2006.
- SOUZA, S. R. O. *Modelamento de Dispositivos de Micro-ondas Utilizando Algoritmos Genéticos*. Universidade Federal de Pernambuco: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2011.
- VENTER, J. J. P.; STANDER, T.; FERRARI, P. X-band reflection-type phase shifters using coupled-line couplers on single-layer RF PCB, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, no. 9, p. 807-809, 2018.
- WERNER, D. H.; LEE, D. Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements. *Electronics Letters*, vol. 36, p. 487 - 488, 2000.
- XU, H.; ZHAI, G.; YANG, X. Single Image Super-resolution With Detail Enhancement Based on Local Fractal Analysis of Gradient. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 23, p. 1740-1754, 2013.
- YUE, W.; YU, B.; WU, J. Application of ArcGIS in fractal analysis of rivers. In: *19th International Conference on Geoinformatics*, 2012.
- ZAIDEN, D. M.; GRANDFIELD, J. E.; WELLER, T. M.; MUMCU, G. Compact and wideband MMIC phase shifters using tunable active inductor-loaded all-pass networks, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, n°. 2, p. 1047-1057, 2018.