



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
DE COMPUTAÇÃO



# **Projeto de Antenas Multifuncionais Integradas com Superfícies Seletivas em Frequência**

**Bruno de Melo Pinheiro**

Orientador: Prof. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos

**Dissertação de Mestrado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFRN como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Número de ordem do PPgEEC: M468

Natal - RN, 20 de Junho de 2016

Catálogo da Publicação na Fonte  
Universidade Federal do Rio Grande do Norte - Sistema de Bibliotecas Biblioteca Central Zila Mamede /  
Setor de Informação e Referência

Pinheiro, Bruno de Melo.

Projeto de antenas multifuncionais integradas com superfícies seletivas em frequência / Bruno de Melo Pinheiro. - 2016.

51 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2016.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

1. Antenas de microfita - Dissertação. 2. Superfície seletiva em frequência (FSS) - Dissertação 3. Antenas planares - Dissertação. 4. Banda larga - Dissertação. I. Campos, Antônio Luiz Pereira de Siqueira. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

---

# Resumo

---

Esse trabalho visa aplicar Superfícies Seletivas em Frequência (FSS) em arranjos de antenas planares, propondo meios que tragam melhores resultados em termos de diretividade, ganho e largura de banda. Além desse estudo, também foi feito inicialmente um estudo das características de arranjos de antenas de microfita, acoplamento mútuo entre elementos do arranjo, truncamento do plano de terra e seus possíveis efeitos positivos nas características de radiação da antena. Para realizar tal estudo, foram reproduzidos alguns estudos de antenas de microfita e arranjos de antena de microfita, com dois elementos tipo patch, onde foram feitos os estudos do truncamento diferenciado do plano de terra. Após constatar o efeito desse estudo, foi feita a escolha dos parâmetros ótimos para as características de radiação da antena para que possam ser feitos testes com novas geometrias de FSS sobre a antena em estudo. Esse estudo foi realizado inicialmente por meio de simulações com o auxílio de softwares comerciais e em seguida foram construídos protótipos dos melhores resultados encontrados na simulação, cujos resultados foram comparados com medições reais para comprovar sua utilidade em aplicações reais.

**Palavras-chave:** Antenas de Microfita, Superfície Seletiva em Frequência, FSS, truncamento de plano de terra com reentrância.

---

# Abstract

---

This work aims to attribute the use of Frequency Selective Surfaces (FSS) together with planar antenna arrays, proposing ways to grant better results in terms of directivity, gain and bandwidth. In addition to that study it will also be made a study about the characteristics of the arrays of microstrip antennas, mutual coupling between the elements of the array, ground plane trunking, and its benefits for the for the radiation characteristics of the antenna. For the accomplishment of that study, some results for microstrip antennas and microstrip antenna arrays with two elements were reproduced, having the unusual ground plane trunking study in addition to that. As soon as its effects were verified, the optimal parameters for the radiation characteristics of the antenna were selected and applied, so the new geometry of FSS could start being proposed on that antenna. That initial study have been made with only simulations using a commercial software and this was followed by the fabrication of prototypes of the best results of the simulations. The prototypes were measured and their results were tested and verified to be useful for the real applications, by comparison with the simulated results.

**Keywords:** Microstrip antennas, Frequency Selective Surface, FSS, Ground plane trunking with carving.

<b>Sumário</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas</b>	<b>v</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação .....	3
1.2 Objetivos.....	3
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>5</b>
2.1 Técnicas usuais para obtenção de características multibanda e/ou banda larga em FSS.....	6
2.2 Elementos fractais.....	6
2.3 Elementos combinados .....	7
2.4 Estruturas em cascata.....	8
2.5 Resultados com FSS multibanda .....	9
2.6 Resultados com FSS banda larga.....	11
2.7 Conclusão .....	14
<b>3 Superfícies Seletivas em Frequência</b>	<b>15</b>
3.1 Introdução .....	15
3.2 FSS Passiva e Ativa .....	17
3.3 Forma dos elementos de uma FSS.....	18
3.4 Técnicas de Análise .....	23
3.5 Setup de Medição .....	24
<b>4 Implementação e Resultados Preliminares</b>	<b>26</b>
4.1 Estrutura Inicial do estudo .....	27
4.1.1 Patch Retangular .....	27
4.1.2 Arranjo de dois elementos .....	31
4.1.3 Resultados – FSS sobreposta aplicada ao arranjo.....	36
4.1.4 Resultados – Truncamento do plano de terra.....	39
4.1.5 Resultados – Acoplamento da FSS refletora .....	42
4.1.6 Resultados – Medições em laboratório .....	44

<b>5 Conclusão e Atividades Desenvolvidas</b>	<b>47</b>
<b>Referências bibliográficas</b>	<b>48</b>

---

# Lista de Figuras

---

2.1	Pentágono de Dürer .....	5
2.2	Fractal de Koch e Sierpinski .....	6
2.3	Elemento obtido através da combinação do Dipolo em Cruz e Espira Quadrada .....	6
2.4	Estruturas FSS em cascata .....	7
2.5	Resposta em frequência de estrutura fractal de FSS .....	7
2.6	FSS com elementos tipo patch quadrado com vazamento em forma de U .....	8
2.7	FSS em cascata com diversas distâncias para 2,5GHz .....	8
2.8	FSS em cascata com diversas distâncias para 3,5GHz .....	9
2.9	Resposta em frequência do absorvedor em [8] .....	10
2.10	Resposta em frequência da estrutura <i>crossed loop</i> .....	10
2.11	Resposta em frequência das estruturas em [22] .....	11
3.1	Filtros a) Passa-faixa e b) Rejeita-faixa .....	13
3.2	FSS Ativa .....	14
3.3	a) Dipolo fino, b) Dipolo cruzado e c) Cruz de Jerusalém .....	15
3.4	a) Espira quadrada, b) Espira quadrada dupla e c) Anéis circulares duplos .....	16
3.5	a) Patch retangular, b) Patch circular e c) Patch hexagonal .....	16
3.6	Formas de FSS combinadas .....	17
3.7	Estrutura de FSS fractal em [25] .....	17
3.8	Dipolo cruzado e elemento convolucionado e b) Espira quadrada e elemento convolucionado .....	18
3.9	Setup de medição com Antenas Corneta [33] .....	20
3.10	Setup de medição com Antenas Corneta e lentes [33] .....	20
3.11	Setup de medição com Antenas Corneta em uma câmara anecóica [33] .....	21
4.1	Geometria do patch da estrutura inicial .....	28

4.2	Perda de retorno da estrutura inicial .....	29
4.3	Diagrama de radiação da estrutura inicial .....	29
4.4	Perda de retorno da estrutura inicial com plano de terra truncado .....	30
4.5	Perda de retorno da estrutura inicial com plano de terra truncado e FSS.....	31
4.6	Diagrama de radiação da estrutura inicial com plano de terra truncado.....	31
4.7	Comparação entre resultados simulados e medidos para perda de retorno da antena com plano de terra truncado e integrada com a FSS .....	32
4.8	Dimensões da geometria completa em [22].....	33
4.9	Junção-T e reatâncias equivalentes (a) e junção-T com recorte para compensar as reatâncias equivalentes (b) em [36].....	34
4.10	Transformador de um quarto de comprimento de onda em [36].....	34
4.11	Perda de retorno simulado e medido em [22] .....	36
4.12	Diagrama de radiação TE e TM em [22].....	36
4.13	Distribuição do campo elétrico em [22].....	37
4.14	Perda de retorno para as várias distâncias da FSS ao arranjo.....	38
4.15	Diagrama de radiação para as várias distâncias da FSS ao arranjo .....	38
4.16	Geometria e dimensões da FSS sobreposta .....	39
4.17	Coefficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão em função da frequência para polarização horizontal (FSS passa-banda) .....	40
4.18	Coefficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão em função da frequência para polarização vertical (FSS passa-banda) .....	40
4.19	Arranjo com plano de terra truncado (visão dianteira).....	41
4.20	Arranjo com plano de terra truncado (visão traseira) .....	42
4.21	Perda de retorno após o truncamento do plano de terra.....	42
4.22	Diagrama de radiação após o truncamento do plano de terra .....	43
4.23	Geometria e dimensões da FSS rejeita-banda .....	43
4.24	Perda de retorno após a adição da FSS rejeita-banda .....	44
4.25	Diagrama de radiação após a adição da FSS rejeita-banda .....	44
4.26	Distribuição do campo elétrico após truncamento do plano de terra e adição da FSS rejeita-banda.....	45
4.27	Comparação entre resultados simulados e medidos para perda de retorno do arranjo com plano de terra truncado integrada com FSS.....	46
4.28	Setup de medição e estruturas construídas .....	46
4.29	Setup de medição e estruturas construídas .....	47



---

# Glossário de Termos

---

FSS	<i>Frequency Selective Surface</i> /Superfície Seletiva em Frequência
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i> /Interferência Eletromagnética
UWB	<i>Ultra Wide-Band</i> /Banda Ultra Larga
GHz	Gigahertz
TE	Ondas Transversais Elétricas
TM	Ondas Transversais Magnéticas
dB	Decibéis
dBi	Decibéis em relação a uma antena isotrópica
mm	Milímetro
RF	<i>Radiofrequency</i> /Radiofrequência
AF	<i>Array Factor</i> /Fator de arranjo
$\beta$	Diferença na excitação de fase entre os elementos de um arranjo
D	Diretividade
G	Ganho

H	Eficiência de radiação
U	Intensidade de radiação
$P_{\text{rad}}$	Potência radiada para o espaço livre
$P_{\text{sw}}$	Potência acoplada nas ondas de superfície
$\epsilon$	Constante de Permissividade elétrica
$\epsilon_{\text{eff}}$	Constante de Permissividade elétrica efetiva
$\epsilon_r$	Constante de Permissividade dielétrica relativa
$E_t$	Campo total radiado
f	Frequência de operação
h	Espessura do substrato
$\theta$	Ângulo de elevação
$\psi$	Aumento de fase com relação ao elemento anterior do arranjo
r	Distância radial
$\varphi$	Ângulo de azimute
$\lambda_g$	Comprimento de onda guiada no dielétrico
$\lambda_0$	Comprimento de onda central
$\ln$	Logaritmo natural
log	Logaritmo de base 10

$\tau$	Razão geométrica da estrutura log-periódica
$v_0$	Velocidade da luz
$W_p$	Largura do patch retangular
$L_p$	Comprimento do patch retangular
$L_0$	Comprimento da linha de alimentação
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\pi$	Número pi
$W$	Largura da linha de microfita
$d$	Comprimento do <i>inset fed</i>
$g$	largura do <i>inset fed</i>
$Z_0$	Impedância característica
$Z_{fed}$	Impedância do <i>patch</i> após adição do <i>inset fed</i>
$R_{in}$	Resistência de entrada do <i>patch</i>
$\sigma$	Comprimento do recorte no plano de terra
$\alpha$	Altura do recorte no plano de terra



# Capítulo 1

## Introdução

---

Telecomunicações vem se tornando uma das áreas de pesquisa mais explorada em todo o mundo. Os campos inexplorados surgem quase que mais rapidamente do que as pesquisas são concluídas, fazendo com que sempre existam novas possibilidades a serem estudadas como um meio melhor ou mais barato de se transmitir informações à distância. Além de novas tecnologias, uma enorme variedade de serviços surge de tempos em tempos, e cada um desses serviços faz uso de uma faixa de frequência do espectro, para operar devidamente. Alguns desses serviços têm como objetivo as redes sem fio de internet, como é o caso dos serviços WLAN(*Wireless Local Area Network*), LTE(*Long Term Evolution*), UMTS(*Universal Mobile Telecommunications System*), os quais tem seu uso completamente consolidado não somente em computadores pessoais e portáteis, mas também em terminais móveis e telefones celulares.

No Brasil, o padrão LTE e variantes é o padrão de 4G, sendo adotado por todas as operadoras. Inicialmente esse padrão estaria inserido na faixa de frequências de 2500MHz a 2690MHz, anteriormente destinada ao Serviço de Distribuição de Sinais Multiponto Multicanais – MMDS (Resolução 544 da ANATEL – 11/08/2010).

As faixas destinadas para aplicações WLAN são conhecidas como Industrial, Scientific, and Medical bands - ISM e foram adotadas por diversos países, tendo sido a primeira em 900MHz (902 até 928MHz), a segunda em 2,4 GHz (2400 até 2483,5 MHz) e a última em 5 GHz (5150MHz até 5850MHz). Atualmente o Brasil está atualizando a Resolução 635 da ANATEL (Regulamento sobre autorização de uso temporário radiofrequências - 2014), nas partes referentes a 2,4 GHz e 5 GHz. Na verdade a faixa em 2,4GHz é nominada como conhecemos hoje por “Wi-fi”.

Como cada serviço opera em faixas de frequências específicas e, em alguns casos, com características de polarização e radiação diferentes, torna-se necessária a integração de estruturas de antenas diferentes nos dispositivos. Para evitar o uso de diversas antenas, para operar tantos serviços, uma solução possível é utilizar antenas compactas multi-banda, ou banda larga. E foi justamente essa necessidade que alavancou o desenvolvimento das antenas de microfita, as quais possuíam geometrias simples, baixos custo e peso e possibilidade de miniaturização. No entanto essas antenas possuem uma baixa largura de banda e, em alguns casos, baixos níveis de ganho e diretividade, o que restringiria o seu uso.

Inicialmente parte destas desvantagens pode ser contornada com a utilização de técnicas de arranjo de elementos radiantes nas antenas de microfita, obtendo-se uma maior diretividade e maior ganho. No entanto, aumentar o número de elementos de um arranjo descarta a possibilidade de miniaturização da antena, em troca da melhoria de suas características de radiação.

Uma das alternativas de melhorar esses parâmetros, sem que necessariamente usemos arranjos muito grandes, é a utilização de Superfícies Seletivas em Frequência (FSS) em um arranjo de antenas pequeno.

As FSS são basicamente superfícies que podem se comportar como filtros eletromagnéticos, absorvedores, refletores e que podem ser até mesmo elementos passivos do sistema. Dependendo da forma como são aplicadas, as FSS são capazes de aumentar significativamente a diretividade e o ganho de uma antena ou um arranjo, com um custo baixo e facilidade de fabricação.

O princípio físico que originou as análises sobre FSS está envolvido com estudos em óptica, mais especificamente sobre as características de difração de um feixe luminoso sobre uma dada superfície. A possibilidade de constituição de grades de difração, com o objetivo de decompor um feixe luminoso não monocromático foi observada pelo físico americano *David Rittenhouse* e relatada cientificamente em 1786, [1], [2]. Por meio da construção de um anteparo com arranjos de fios igualmente espaçados, foi possível observar que quando colocado em direção à luz, o mesmo se comportou como

um filtro, impedindo a passagem de determinado comprimento de onda. O experimento feito por Rittenhouse mostrou que a disposição física de cada elemento, o espaçamento entre eles e se estes eram condutores ou não, impactaram diretamente na distribuição do campo sobre toda a estrutura, denotando a correlação da resposta em frequência com as características físicas da estrutura.

O objetivo desse trabalho de pesquisa é que, ao ser concluído, tenha sido analisado um arranjo de dois elementos e propostas soluções para melhoria dos principais parâmetros de radiação (largura de banda, ganho e diretividade), mediante o uso de superfícies seletivas em frequência, propondo novas geometrias que tragam vantagens em relação a modelos já usados em pesquisas anteriores, para o mesmo propósito.

## **1.1 Motivação**

Aplicações com Superfícies Seletivas em Frequência vêm desencadeando uma série de resultados positivos em praticamente todos os ramos de pesquisa de telecomunicações. Percebe-se uma necessidade de exploração desse tema, desde que o potencial do mesmo foi revelado.

Propor novas geometrias de FSS é apenas um dos campos que precisa ser explorado. Ainda são poucas e simples as geometrias utilizadas nas aplicações existentes e, como sabe-se que o comportamento dessas superfícies deve-se principalmente ao seu formato, faz-se necessário explorar novas possibilidades.

Alguns outros aspectos abordados durante a pesquisa, os quais não são prioridade, foram técnicas pouco exploradas no projeto de antenas planares de microfita. Uma dessas técnicas, a qual já será abordada neste trabalho, trata-se do estudo dos efeitos de um recorte do plano de terra truncado, feito na altura da linha de microfita que alimenta o patch.

## **1.2 Objetivos**

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de ao menos um protótipo de arranjo simples de elementos tipo patch em uma antena de microfita, usada em conjunto

com uma FSS que terá o intuito de melhorar suas características de radiação. Tal superfície deverá ser projetada juntamente com a proposição de uma geometria inovadora, diferente dos modelos usados em aplicações mais recentes. Feito isso, a ideia é comparar os resultados obtidos dessa experiência com os resultados de trabalhos anteriores, no intuito de provar que ainda existem muitas geometrias de FSS com capacidade de apresentar características superiores às existentes. Como objetivos específicos, podem ser destacados:

- Propor novas geometrias de FSS para aplicações na faixa de frequência de 2,45 GHz;
- Realizar a simulação dessas novas geometrias, visando escolher o melhor (ou melhores) resultados obtidos;
- Construir um protótipo de arranjo de antenas de microfita em conjunto com as FSS escolhidas durante a etapa de simulação;
- Obter resultados práticos e comparar com resultados de geometrias antigas de FSS de trabalhos anteriores.

---

# Capítulo 2

## Estado da Arte

---

Este capítulo apresenta uma revisão de alguns trabalhos encontrados na literatura que estão relacionados ao tema desta proposta desse trabalho, ou mesmo que se enquadram em áreas vizinhas ao que será mencionado nos capítulos seguintes.

As superfícies seletivas em frequência vêm sendo uma alternativa para a constante busca por tecnologias que atinjam taxas de transmissão cada vez maiores. Além disso novas tecnologias como UWB (*Ultra-Wide Band*), e tecnologias multibanda também fazem uso das superfícies seletivas em frequência para otimizar seu funcionamento.

As FSS com característica multibanda são estruturas que apresentam mais de uma frequência de ressonância no domínio espectral, nas quais podem operar. Este tipo de comportamento tem recebido atenção por parte de muitos pesquisadores [3], [4], [5], [6].

A tecnologia UWB difere substancialmente das tecnologias de rádio frequência mais comuns como *Bluetooth* ou *Wifi* (802.11). A ideia é a utilização de uma banda do espectro de rádio frequência extremamente larga pra transmitir dados. Dessa forma, a tecnologia UWB consegue taxas de transmissão elevadíssimas, comparado às tecnologias de banda estreita. No entanto, para funcionar em conjunto com esse tipo de tecnologia, é preciso projetar FSS com bandas cada vez mais largas [7], [8], [9], [10].

Uma aplicação recente das FSS é sua utilização em painéis que bloqueiam sinal de redes sem fio. Os painéis podem ser usados como papéis de paredes em locais como, por exemplo, escritórios, cobrindo inclusive janelas, impedindo o acesso não autorizado a rede sem fio das empresas, [11], [12], [13]. Além de proporcionar o isolamento e a segurança da rede, os painéis reduzem a interferência. Os painéis são

feitos com películas e podem atuar nas versões passiva e ativa. Na versão passiva, a barreira é permanente e impedirá que ondas dentro de uma dada faixa de frequência passem. Na versão ativa, permitirá que uma área seja ligada ou desligada de forma a aumentar ou diminuir o alcance de uma rede.

## **2.1 Técnicas usuais para obtenção de características multibanda e/ou banda larga em FSS**

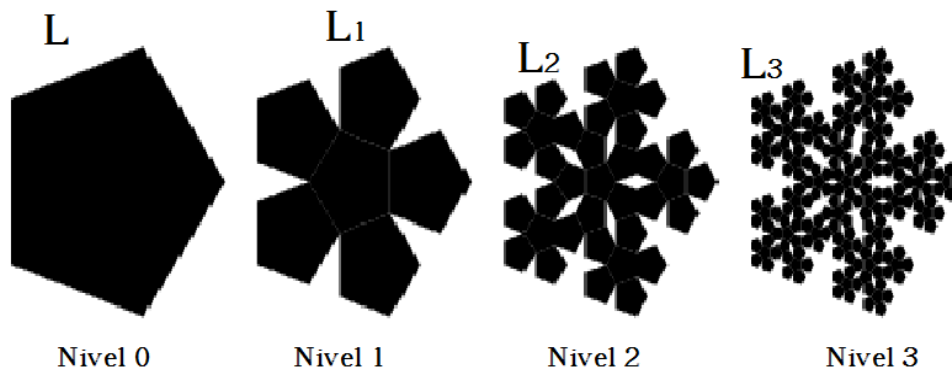
Na literatura são encontradas diversas técnicas para se obter as respostas de FSS, as quais possam caracterizá-las como multibanda ou mesmo banda larga. Algumas dessas técnicas serão comentadas nesse capítulo. São elas: elementos fractais, elementos combinados e estruturas em cascata.

## **2.2 Elementos fractais**

Conforme o nome sugere, elementos fractais são conjuntos que possuem sua forma geométrica fragmentada, de forma que sua complexidade aumenta conforme o aumento das repetições do seu padrão geométrico, definindo o que é chamado de nível da estrutura fractal. Os primeiros níveis de uma geometria fractal costumam ser bastante simples, podendo ser criados usando uma metodologia de transformação iterativa. Os elementos replicados seguem uma forma matemática. Um exemplo de fractal é o pentágono de Dürer [14], o qual é caracterizado pela seguinte expressão matemática:

$$L_k = L \cdot 0,382^k$$

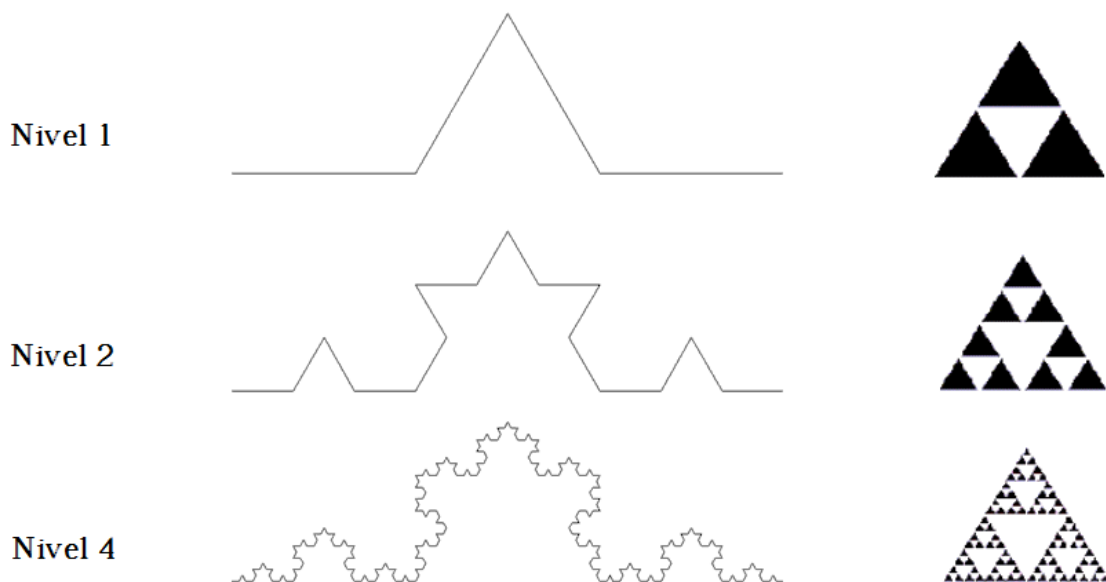
Em que  $k$  representa o nível da estrutura e  $L$  o comprimento do lado do pentágono inicial, como pode ser visto na Figura 2.1 abaixo. A cada iteração são acrescentados 5 novos pentágonos, com dimensões menores que os anteriores. A Figura 2.1 ilustra um exemplo de elemento fractal.



**Figura 2.1 - Pentágono de Dürer.**

O uso de geometrias fractais em FSS não apenas permite um comportamento multibanda, mas também garante uma melhor estabilidade angular, tornando a resposta em frequência dessas superfícies menos dependente do ângulo de incidência da onda eletromagnética [15].

Outros elementos fractais comuns são o fractal de Minkowski [16], Sierpinski [17] e Koch [5], ilustrados na Figura 2.2.

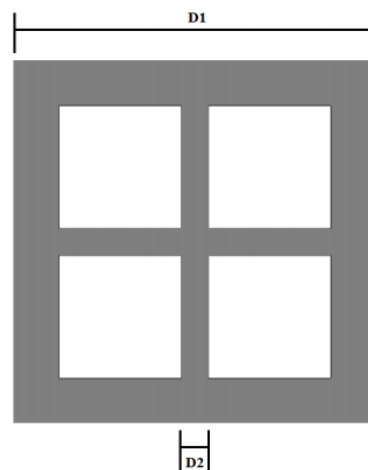


**Figura 2.2 - Fractal de Koch (à esquerda) e Sierpinski (à direita).**

## 2.3 Elementos combinados

A técnica de elementos combinados também é alvo de um grande número de publicações. Essa técnica, como o próprio nome já diz, consiste em combinar elementos básicos, na tentativa de criar um elemento novo com características de radiação próprias. No capítulo seguinte haverá uma seção onde os tipos e formas dos elementos mais comuns serão descritos.

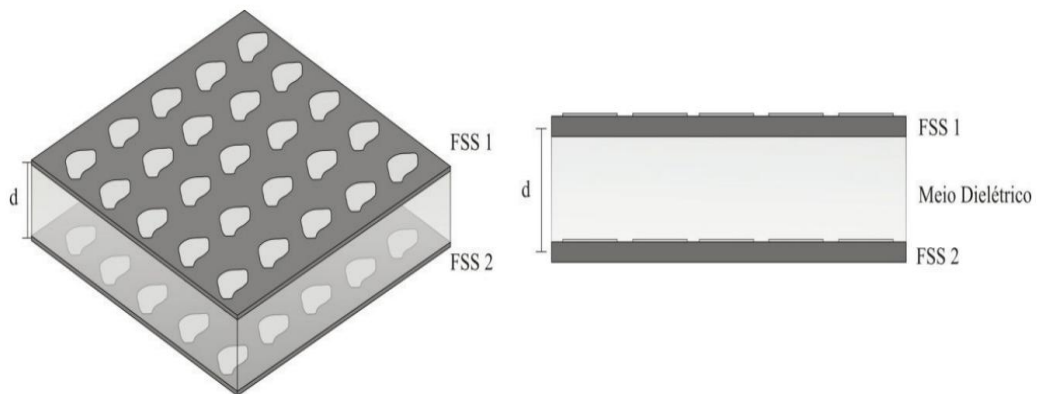
As combinações possíveis nesse tipo de geometria são inúmeras. Alguns exemplos podem ser vistos em [18], como a combinação do elemento “espira quadrada” com o elemento “dipolo cruzado”, mostrados na Figura 2.3.



**Figura 2.3** - Elemento obtido através da combinação do Dipolo em Cruz e Espira Quadrada.

## 2.4 Estruturas em cascata

Essa técnica, como o próprio nome já diz, consiste em posicionar duas ou mais estruturas de FSS, empilhadas e separadas por uma camada dielétrica. Em geral, o elemento de separação dielétrico é o próprio ar, por ser um meio de baixa perda[19]. As estruturas em cascata podem ser do tipo patch condutor ou abertura. Esse tipo de técnica tem se mostrado bastante eficiente na obtenção de estruturas multibanda e banda ultra-larga. Podemos ver um exemplo de uma estrutura em cascata na Figura 2.4.

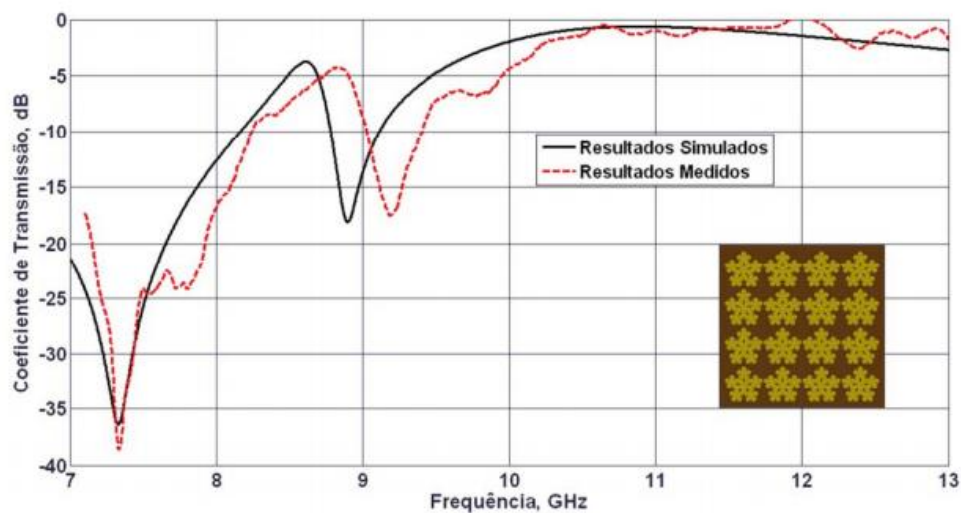


**Figura 2.4 - Estruturas FSS em cascata.**

## 2.5 Resultados com FSS multibanda

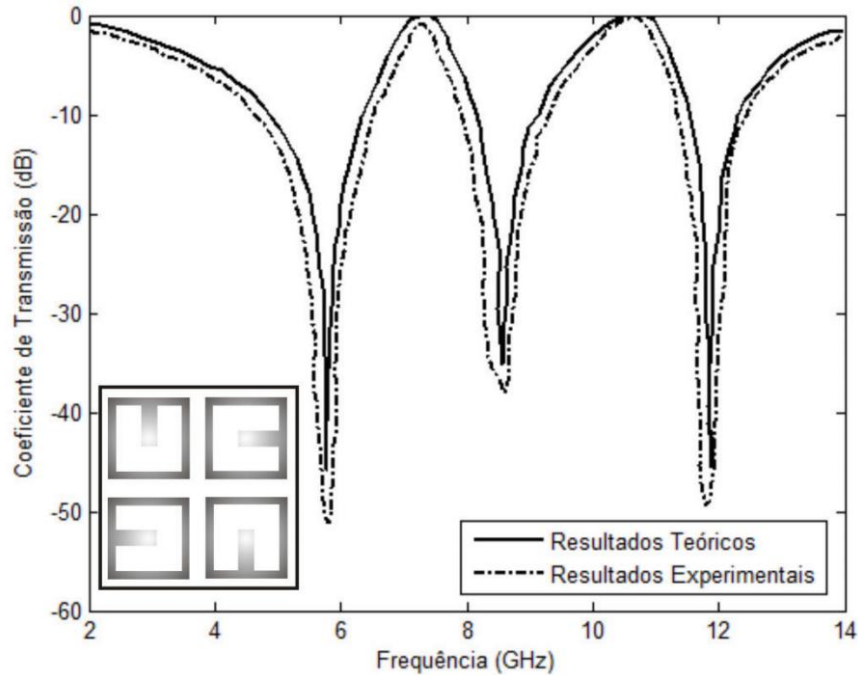
Nesta seção serão apresentados alguns dos resultados encontrados na literatura que mostram superfícies seletivas em frequência com comportamento multibanda. Existem inúmeras formas de se atingir esse comportamento, e diversas aplicações, como já foi mencionado.

O primeiro resultado diz respeito a uma superfície com arranjo fractal, mostrado em [20], como pode ser visto na figura 2.5 abaixo.



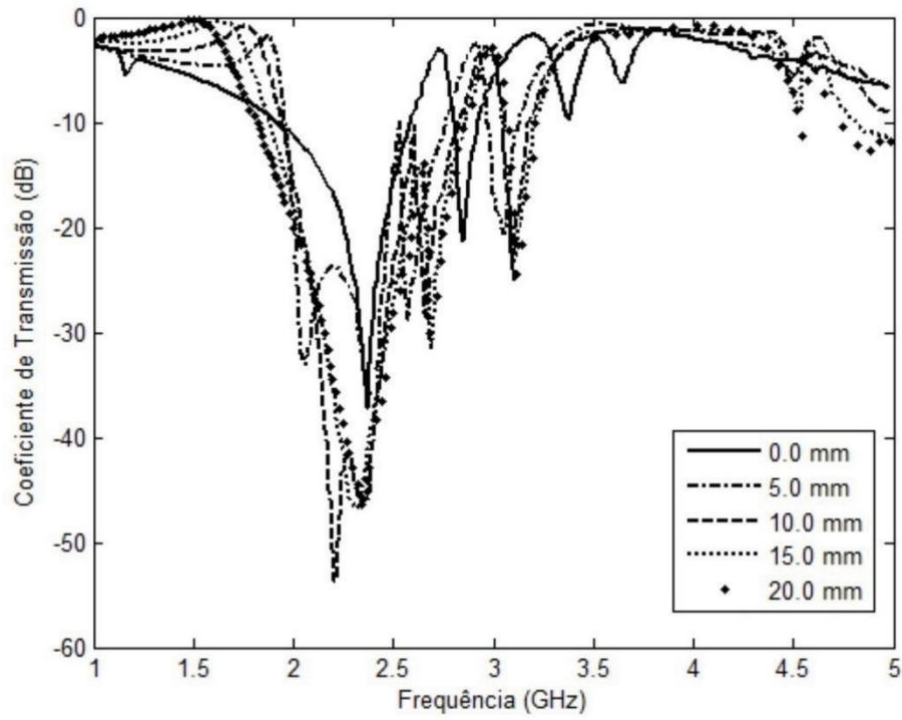
**Figura 2.5 - Resposta em frequência de estrutura fractal de FSS.**

Outros resultados vistos em [4], mostram uma estrutura de FSS rejeita-faixa possuindo três bandas de rejeição em parte da banda C, X e Ku. Os resultados foram obtidos com um arranjo de 4 elementos tipo patch quadrado com vazamento em formato de U, rotacionados no sentido horário, conforme mostra a Figura 2.6.

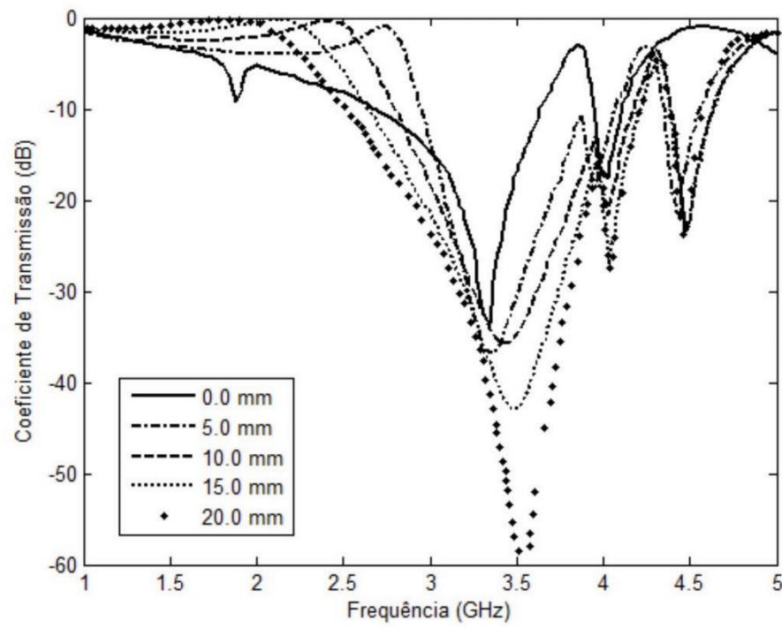


**Figura 2.6** - FSS com elementos tipo patch quadrado com vazamento em forma de U [4].

Em [14] e [5], foram utilizados elementos fractais em conjunto com a técnica de cascadeamento comentada anteriormente, para obtenção da característica multibanda. Nesses trabalhos foi feito um estudo da influência da distância dos elementos em cascata na resposta em frequência da estrutura. Os resultados podem ser observados nas Figuras 2.7 e 2.8.



**Figura 2.7** - FSS em cascata com diversas distâncias para 2,5 GHz [14].

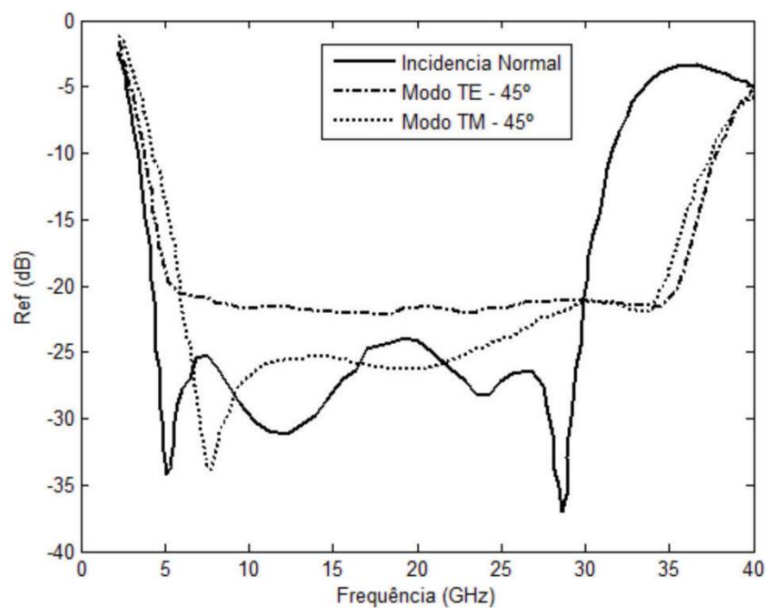


**Figura 2.8** - FSS em cascata com diversas distâncias para 3,5 GHz [5].

## 2.6 Resultados com FSS banda larga

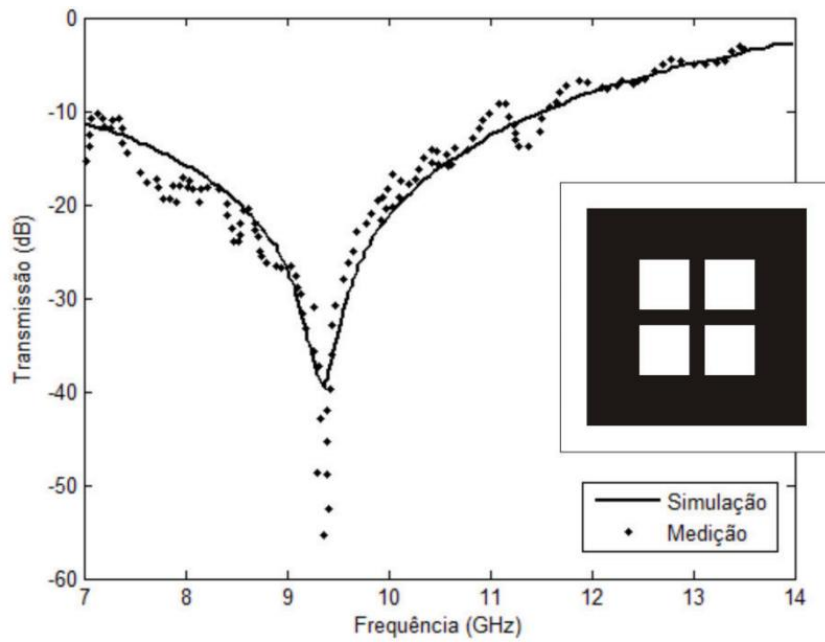
A tecnologia UWB é usada para referenciar qualquer tecnologia de rádio em que se use uma largura de banda maior de 500 MHz ou mais que 25% da frequência central, de acordo com FCC (*Federal Communications Commission*) dos Estados Unidos. As aplicações que visam o uso dessa tecnologia concentram a ocupação do seu espectro na faixa que vai de 3,1GHz a 10,6GHz. Os resultados encontrados na literatura e mostrados a seguir, propuseram aplicações nessa faixa de frequência.

Em [8], foi proposto um absorvedor capaz de operar em um largo intervalo de ângulos de incidência com uma boa estabilidade e diferentes polarizações. O absorvedor em questão se trata de um modelo capacitivo com largura de banda de aproximadamente 26GHz para incidência normal de onda. A Figura 2.9 ilustra o resultado em questão.



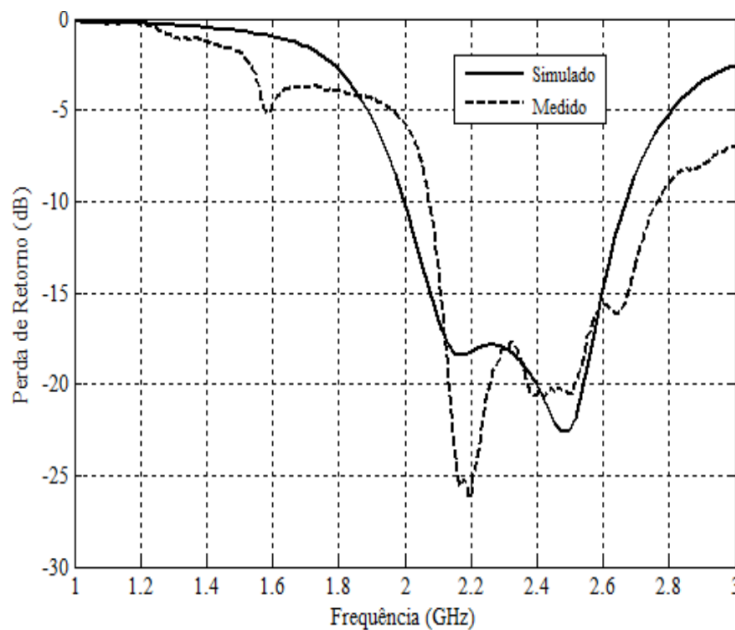
**Figura 2.9 - Resposta em frequência do absorvedor em [8].**

Em [21], foi projetado um arranjo composto pela combinação de uma espira quadrada e um dipolo cruzado, sendo do tipo patch. A combinação dos elementos foi chamada de *crossed loop*, e resultou numa resposta com largura de banda superior a 4 GHz. A resposta em frequência dessa estrutura pode ser vista na Figura 2.10.



**Figura 2.10 - Resposta em frequência da estrutura crossed loop [21].**

Em [22] o autor apresentou uma solução para melhoria das características de antenas planares com o uso de FSS, o qual resultou numa aplicação de banda larga. Foi usado uma estrutura refletora sob a antena e uma estrutura tipo *patch* sobre a antena. Foi feito também um estudo sobre a distância entre as estruturas e a antena. A Figura 2.11 a resposta em frequência da antena com as duas estruturas supracitadas.



**Figura 2.11 - Resposta em frequência das estruturas em [22].**

## 2.7 Conclusão

Neste capítulo foi feito um estudo do estado da arte das superfícies seletivas em frequência, evidenciando algumas das técnicas mais comuns utilizadas em projetos e também alguns resultados obtidos na literatura, que dizem respeito a estruturas multibanda e estruturas UWB.

Os resultados apresentados aqui foram uma fração muito pequena do que existe na literatura. Ficou bastante claro que o tema em questão necessita de muita exploração e pode render inúmeros outros trabalhos. Notou-se também que o estudo de novas geometrias é uma área bastante importante e pouco explorada, devido a falta de referências para o início de um estudo. No entanto com o empenho correto, pesquisas nesse subramo podem render resultados importantes, os quais devem gerar subsídios para novos trabalhos com variações ou estudos mais aprofundados dessas possíveis novas geometrias.

## Capítulo 3

# Superfícies Seletivas em Frequência

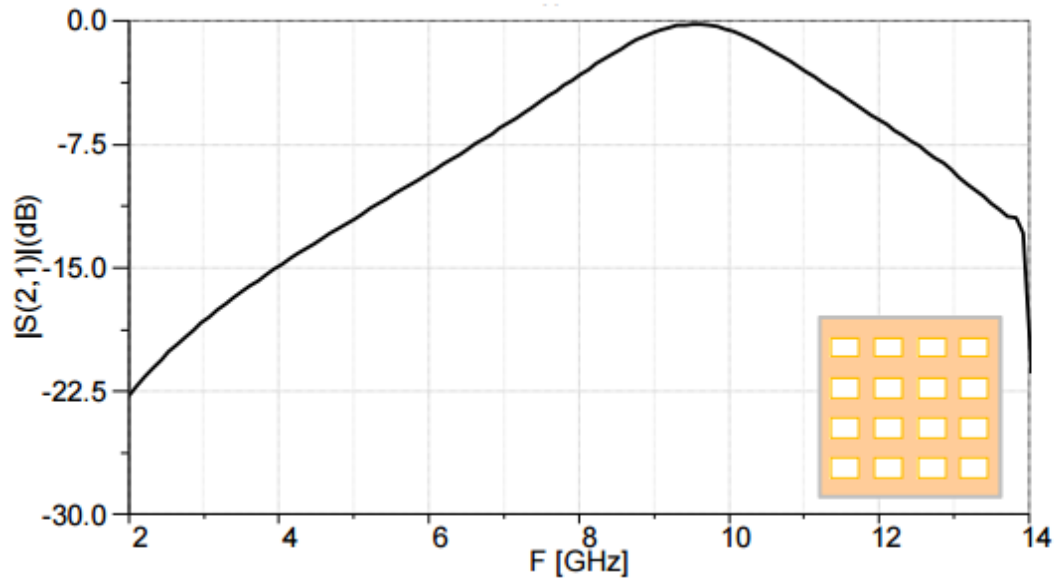
---

### 3.1 Introdução

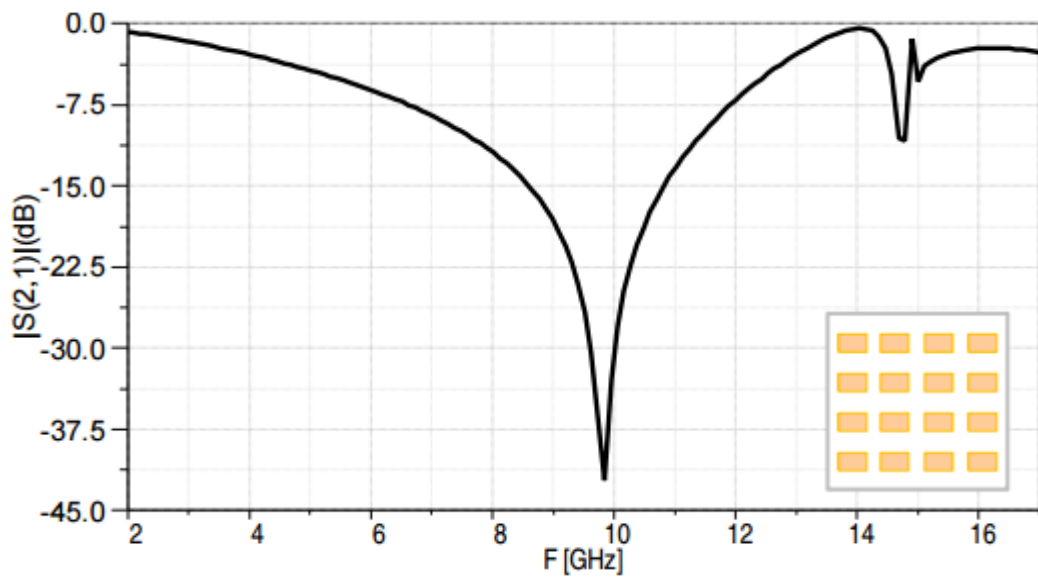
Superfícies seletivas em frequência são estruturas formadas a partir de arranjos de elementos do tipo *patch condutor* ou *abertura*, posicionados sobre uma ou mais camadas dielétricas, funcionando de forma passiva ou ativa. Essas estruturas são capazes de agir como filtros de ondas eletromagnéticas, sendo capazes de melhorar o desempenho de antenas em diversos aspectos da radiação. Tais características de filtragem variam de acordo com o tipo, dimensões e periodicidade (distância) dos elementos que compõem o arranjo. O termo superfície seletiva em frequência, vem do inglês *Frequency Selective Surface* (FSS).

O surgimento das pesquisas de FSS só foi possível devido a um relato de *Francis Hopkinson* ao físico *David Rittenhouse*, no século XVIII. David percebeu que as cores do espectro de luz eram suprimidas quando a lâmpada de um poste era observada através de um tecido de seda. Essa observação constituiria o primeiro conceito de filtragem em frequência o qual, no caso citado, tratava-se do lenço que foi capaz de apresentar diferentes características de transmissão para diferentes frequências de onda incidente (cores). Dessa forma foi criado o termo superfícies seletivas em frequência.

As FSS do tipo *patch condutor* comportam-se semelhantemente a filtros passa-faixa, enquanto as do tipo *abertura*, comportam-se como filtros rejeita-faixa. Ilustrações dessas estruturas podem ser observadas na figura 3.1. Existem diversas geometrias diferentes criadas e muitas outras em pesquisa. Isso será comentado nos subcapítulos ao longo deste capítulo.



a)



b)

**Figura 3.1 - Filtros a) Rejeita-faixa e b) Passa-faixa**

Como foi dito, no projeto de uma FSS alguns aspectos são essenciais para determinar

sua frequência de ressonância, largura de banda, e demais características de radiação. Esses aspectos são: forma dos elementos, dimensão, periodicidade, tipo de dielétrico e espessura do dielétrico.

### 3.2 FSS Passiva e Ativa

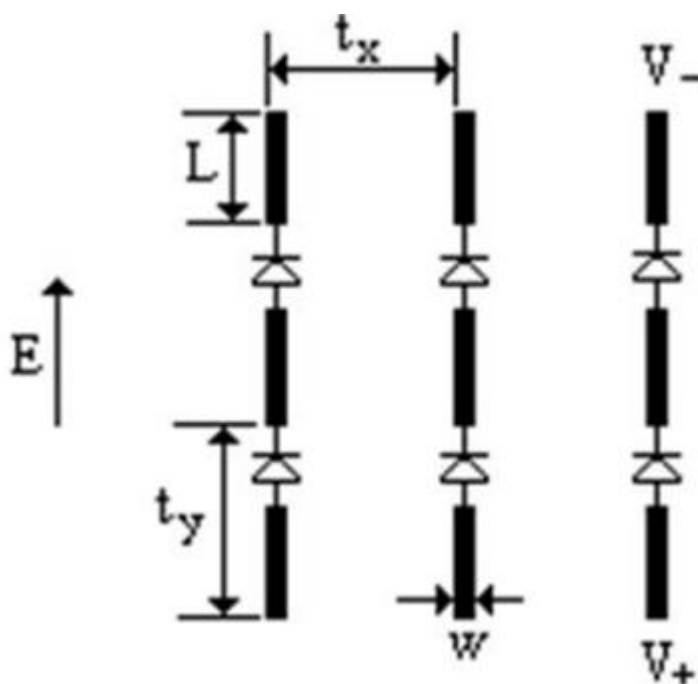
Em [23] são definidas duas principais classes de FSS:

- FSS Ativa
- FSS Passiva

Uma FSS é dita como Ativa se é composta de estruturas periódicas que incorporam dispositivos ativos (em geral, transistores), seja nos elementos impressos ou depositados no substrato.

Um exemplo desse funcionamento é controlar o comprimento da estrutura metálica que estará conduzindo através da polarização de transistores. Dessa forma, as propriedades de frequência desses arranjos podem ser controladas.

Já a FSS Passiva é aquela projetada e fabricada para atuar sobre uma determinada frequência (ou conjuntos no caso multibanda) a ser transmitida ou refletida. Uma vez que uma FSS Passiva é fabricada, suas propriedades não podem mais ser alteradas. Sendo assim, essas estruturas possuem a desvantagem de não serem reconfiguráveis, mas por outro lado são estruturas de fácil concepção e fabricação, e que não necessitam de uma fonte de alimentação DC, o que também leva a um menor consumo de energia. Na Figura 3.2 pode ser visto a ilustração de uma FSS Ativa.

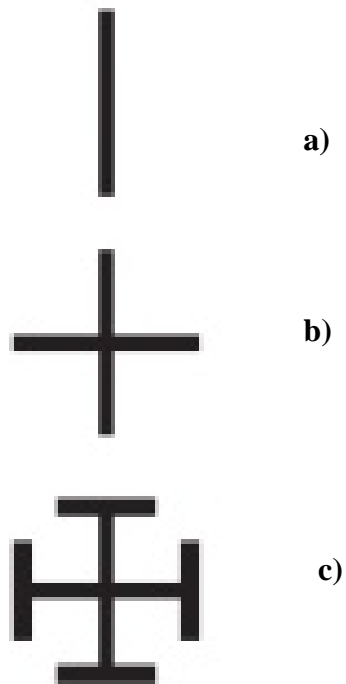


**Figura 3.2 - FSS Ativa [23].**

### 3.3 Formas dos elementos de uma FSS

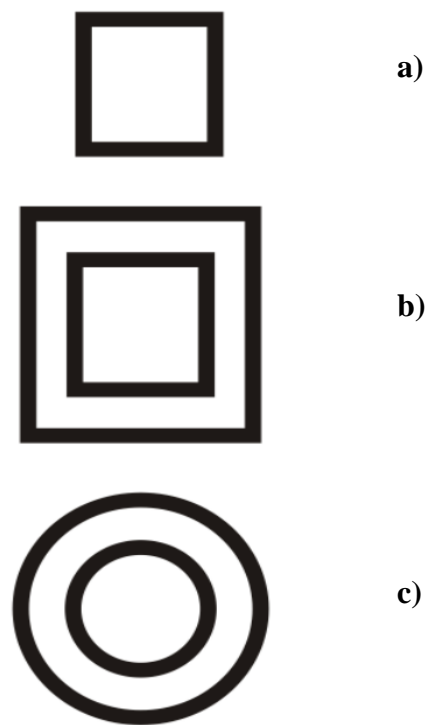
Existem diversos autores na literatura que utilizaram as mais diversas formas de elementos de FSS, em que os mais encontrados são circulares e retangulares. Na verdade, podemos dividir as formas em quatro grandes grupos [11], os quais serão citados logo adiante. Estabilidade angular, características multibanda, banda ultra-larga, miniaturização ou respostas independentes de polarização são algumas das características buscadas pela combinação de elementos.

O grupo 1 é referente aos n-polos conectados entre si pelo centro. As formas mais comuns são: Dipolo fino, Dipolo Cruzado e Cruz de Jerusalém. A Figura 3.3 abaixo ilustra essas formas.



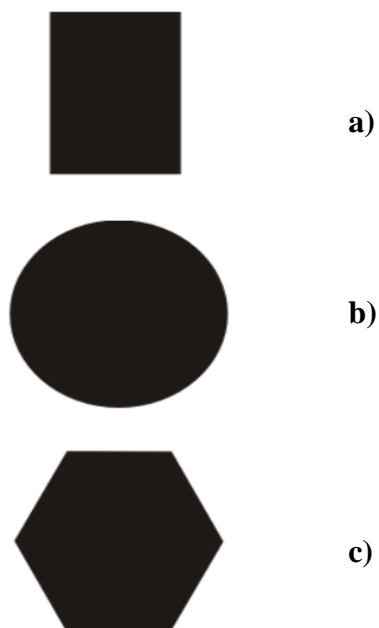
**Figura 3.3 - a) Dipolo fino, b) Dipolo cruzado e c) Cruz de Jerusalém [23].**

O grupo 2 é representado pelos elementos do tipo espira. As formas mais comuns são: espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade e anéis circulares simples ou duplos. Alguns desses elementos estão mostrados na Figura 3.4 abaixo.



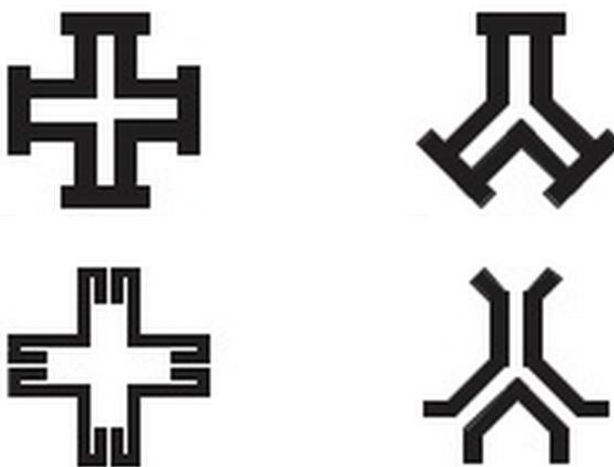
**Figura 3.4 - a) Espira quadrada, b) Espira quadrada dupla e c) Anéis circulares duplos [23].**

O grupo 3 é constituído por elementos de interior sólido. Os elementos mais comuns são: Patch retangular, Patch circular e Patch hexagonal. A Figura 3.5 ilustra essas três geometrias.



**Figura 3.5 - a) Patch retangular, b) Patch circular e c) Patch hexagonal [23].**

Por fim, o grupo 4 é formado por elementos que tiveram origem na combinação das outras geometrias típicas ou modificações. É muito comum encontrar na literatura combinações de elementos patch com janelas internas no formato de elementos do tipo espira ou n-polos, por exemplo. Na verdade, as combinações que formam o grupo 4 são inúmeras, e não existe uma forma ou outra que seja mais comum em meio às pesquisas. A Figura 3.6 ilustra alguns exemplos de geometrias pertencentes ao grupo 4.



**Figura 3.6 - Formas de FSS combinadas [23].**

Existem ainda as formas fractais, as quais caracterizam-se exatamente por apresentar, em diversos níveis possíveis, formatos de fractais como *Koch*, *Sierpinski*, *Dürer*, entre outros. O nível de um fractal representa a quantidade de repetições presentes na forma, o que aumenta a complexidade, e também a possibilidade de miniaturização da estrutura.

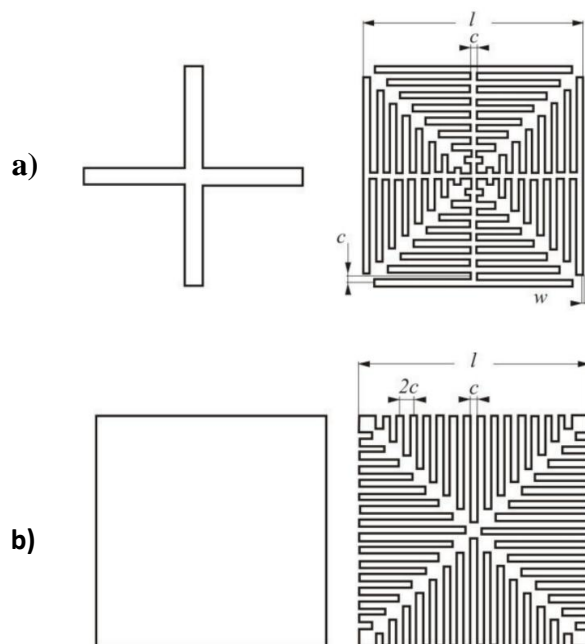
Podemos observar na literatura diversas aplicações que usam geometrias fractais, como em [24] e [25]. Segundo Reed em [26], projetos de FSS fractais apresentam características inerentes à geometria que permitem o desenvolvimento de filtros espaciais, não somente mais compactos, mas com desempenho superior aos das estruturas convencionais. Podemos ver um destes exemplos na Figura 3.7.



**Figura 3.7 - Estrutura de FSS fractal em [25]**

Finalmente, a última forma que será comentada aqui diz respeito aos elementos convolucionados. Essa forma vem ganhando espaço na literatura devido a algumas características positivas que mostraram-se presentes nesse caso. O termo convolucionado no contexto de estruturas RF impressas foi primeiramente usado em [27]. Uma das características principais apresentadas por essas formas era sua estabilidade angular da resposta em frequência da superfície. Assim, essas formas proporcionaram obter uma maior largura de banda com elementos mais compactos [28].

A forma do elemento usado para fabricar uma FSS tem forte influência sobre a frequência de ressonância da estrutura, como já fora dito. O elemento ressoará e espalhará energia quando o comprimento da onda que incide sobre a estrutura for múltiplo das dimensões da mesma, caracterizando um fenômeno de reflexão em cada um dos elementos da estrutura. Esse fenômeno se mantém, mesmo quando a onda incidente possui ângulo de incidência diferente do ângulo normal ao plano formado pela estrutura, uma vez que o atraso observado pela corrente de superfície induzida, em relação aos elementos vizinhos, faz com que os campos irradiados mantenham o comportamento de reflexão. Para os comprimentos de onda não-múltiplos, a superfície não provoca efeitos além de leves atenuações causadas pela permissividade inerente ao substrato sobre a qual os elementos estão e a resistividade do condutor utilizado na fabricação desses elementos [29]. A Figura 3.8 ilustra alguns exemplos de formas convolucionadas.



**Figura 3.8 - a) Dipolo cruzado e elemento convolucionado e b) Espira quadrada e elemento convolucionado [29].**

### 3.4 Técnicas de análise

Existem diversos métodos de análise na literatura, usados para prever o comportamento de estruturas planares sobre substratos dielétricos os quais podem ser usados para o estudo de superfícies seletivas de frequência da mesma maneira que seria utilizado para analisar o comportamento de antenas de microfitas planares. As técnicas podem ser divididas em métodos quase-TEM, os quais podem ser métodos de onda completa ou métodos aproximados.

Uma das técnicas de análise mais famosas na bibliografia é método do circuito equivalente (MCE), o qual proporciona resultados relativamente bons, com um esforço computacional muito pequeno. Para a análise de casos mais rigorosos, como a análise de FSS multicamada, foi desenvolvida uma variação deste método usando decomposição modal [30]. No método do circuito equivalente, os segmentos de fita que formam o elemento condutor do arranjo são modelados como sendo componentes capacitivos ou indutivos em uma linha de transmissão. Feito isso, tem-se um circuito elétrico o qual pode ser analisado fazendo uso da teoria de circuitos elétricos para obter, a partir de modelos matemáticos apropriados, um sistema de equações algébricas que dizem a distribuição de potenciais elétricos no espaço discretizado de elementos de volume. A solução do circuito mostrará as características de transmissão da estrutura [31].

Os métodos de onda completa costumam apresentar resultados bem mais precisos, ao custo de um esforço computacional elevado. Ainda existem diversos modelos que usam o método dos momentos (MoM) como base matemática, no entanto os métodos de onda completa mais atuais começaram a buscar alternativas com esforço computacional reduzido. A opção para esse problema parece ser os métodos que usam a técnica de diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). Essa técnica possibilita a análise de qualquer elemento, bem como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas e análise de estruturas não homogêneas também. Um dos atrativos dessa técnica é sua simplicidade. O método se baseia no uso de equações diferenciais parciais (EDP), para convergência da solução e, por este motivo, não requer uma abordagem das funções de *Green*, permitindo o estudo da onda em todo seu espectro de frequências. Quando a simulação impõe a necessidade da região modelada estender-se ao infinito, faz-se uso de condições de contorno, limitando o domínio computacional.

### 3.5 Setups de medição

Para determinar verdadeiramente as propriedades de transmissão de uma antena, bem como as características de FSS acopladas a antenas, é necessário a fabricação e medição física da mesma. Apesar da grande evolução das técnicas e softwares de simulação desses dispositivos, além do fato de que não chegam a ser perfeitos, uma simulação não é capaz de prever os problemas que podem ocorrer durante a fabricação desses dispositivos. Dessa forma, é parte importante do processo a fabricação e medição das propriedades de radiação desses dispositivos para comparação com os resultados obtidos durante a etapa de simulação.

Existem diversos métodos para realizar a medição das propriedades de transmissão ou reflexão de FSS. Um dos métodos mais populares é o uso de cornetas de ganhos padrões funcionando como antena transmissora e receptora. Sabendo-se exatamente o sinal radiante da antena transmissora e medindo a chegada na antena receptora, podemos facilmente concluir sobre as características da FSS em questão. Além disso, esse método permite também a medição das características de transmissão TE e TM, alternando-se a polarização das antenas de vertical para horizontal. No entanto, é preciso tomar cuidado pois as bordas do painel de testes podem gerar difração no sinal, gerando resultados imprecisos. A figura 3.9 mostra uma ilustração desse tipo de setup.

Uma forma de dar confiabilidade aos resultados é o uso de lentes após as cornetas para concentrar o sinal transformando a onda inicialmente esférica, em um feixe colimado de ondas planas. Dessa forma os resultados são mais precisos do que no método convencional, evitando efeitos como multipercurso. Esse tipo de setup pode ser visto na figura 3.10.

Existe ainda uma forma que produz resultados ainda mais confiáveis e precisos, porém um pouco mais complexa de ser realizada. Trata-se de distanciar as antenas até um ponto do campo distante, onde as ondas sejam praticamente planas, excluindo a necessidade de uso das lentes. No entanto, é necessário que as medições sejam feitas dentro de uma câmara anecóica, a qual se encarregará de eliminar as reflexões no solo, paredes e teto, bem como o efeito de difração nas bordas da estrutura, por meio de absorvedores presentes em toda a sala [32]. Uma ilustração do setup com câmara anecóica é mostrada na figura 3.11.

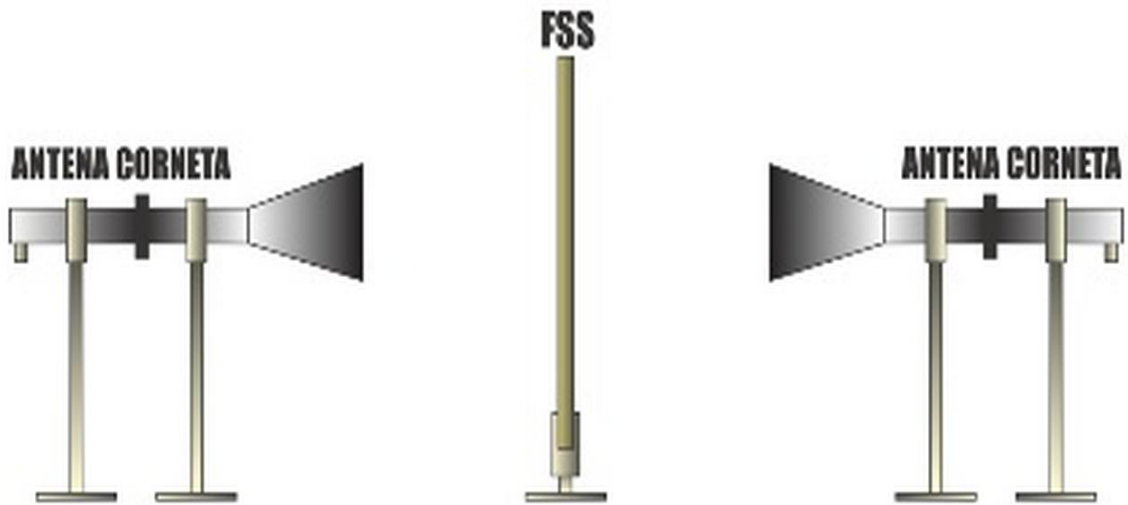


Figura 3.9 – Setup de medição com Antenas Corneta [33].

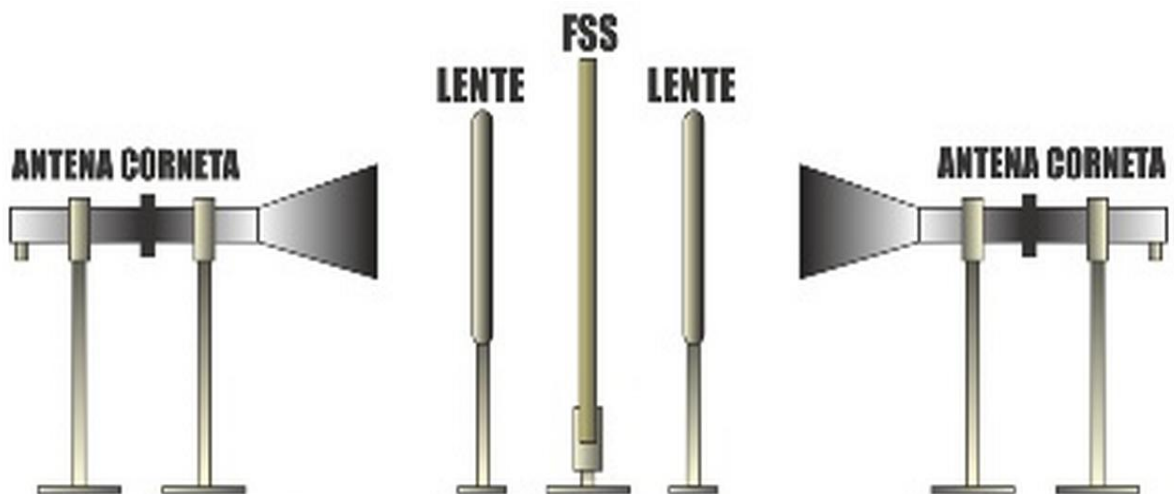


Figura 3.10 - Setup de medição com Antenas Corneta e lentes [33].

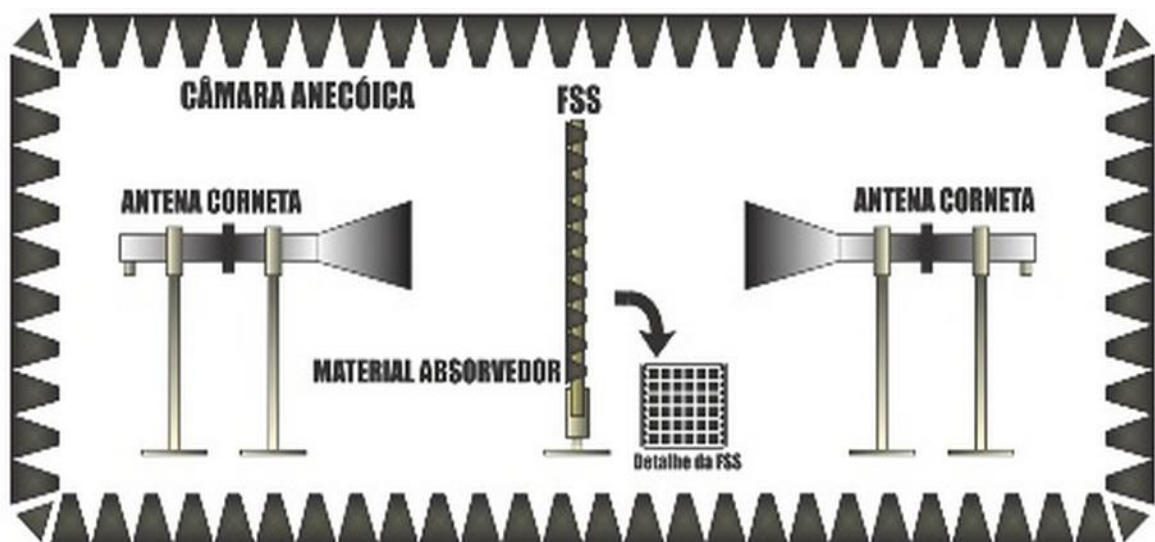


Figura 3.11 - Setup de medição com Antenas Corneta em uma câmara anecóica [33].

---

## Capítulo 4

# Implementação e Resultados

---

Este capítulo objetiva detalhar as simulações implementadas, as quais foram feitas em um software comercial dedicado a análise de antenas e superfícies com características radiantes eletromagnéticas. As simulações executadas tem como interesse principal obter as características desejadas para antenas e arranjos de antenas planares de microfita, a partir de alterações em seus parâmetros de radiação, tais como ganho, diretividade e largura de banda. Além do próprio uso de superfícies seletivas em frequência, as simulações vão objetivar implementações de técnicas conhecidas e de novas técnicas propostas para melhoria dessas características, como o truncamento do plano de terra e a adição de uma camada de plano de terra sobre o inset fed após o truncamento, para evitar efeitos indesejados, como será mostrado.

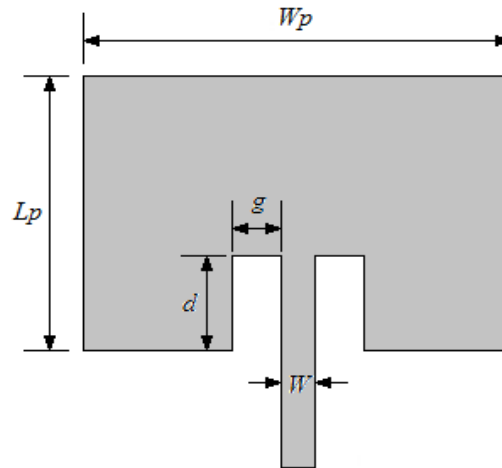
Inicialmente, será apresentado um estudo de uma antena miniaturizada, que resultará em uma aplicação eficaz para a faixa de aplicações WLAN e LTE (2,4GHz a 2,69GHz). Nessa aplicação será feito o uso de uma única FSS, funcionando como filtro rejeita-faixa, usada para compensar a perda de diretividade causada pelo truncamento do plano de terra.

O estudo seguinte deste capítulo será de um arranjo de dois elementos que partirá dos resultados encontrados em [22], o qual trata de um arranjo de antenas de microfita projetado para atuar em aplicações WLAN (2,45GHz). Aplicado a este arranjo, foram adicionadas duas estruturas de FSS. A primeira delas atua como superestrato (acima do arranjo), funcionando como filtro passa-faixa, com a intenção de maximizar o ganho da antena, na faixa de operação e absorver possíveis radiações fora da faixa de interesse. A segunda estrutura, localizada abaixo do arranjo, trabalha como elemento refletor (rejeita-faixa), no intuito de refletir a mesma faixa de frequências da aplicação em questão, da direção dos lóbulos secundários, na direção do lóbulo principal, fazendo um melhor uso da energia do sinal e melhorando a diretividade da antena.

## 4.1 Estrutura inicial do estudo

### 4.1.1. Patch Retangular

Tanto o projeto da antena como do arranjo proposto partem da geometria retangular convencional de faixa estreita, utilizada para operar na banda de frequências WLAN (centrada em 2,45 GHz). A geometria utilizada foi o patch retangular com inset fed, como mostrado na Figura 4.1. O *inset fed* é utilizado para melhorar o casamento de impedâncias entre o elemento e a linha de alimentação, reduzindo a impedância do patch com base na dimensão da abertura da base do patch até no máximo seu centro.



**Figura 4.1 - Geometria do patch da estrutura inicial.**

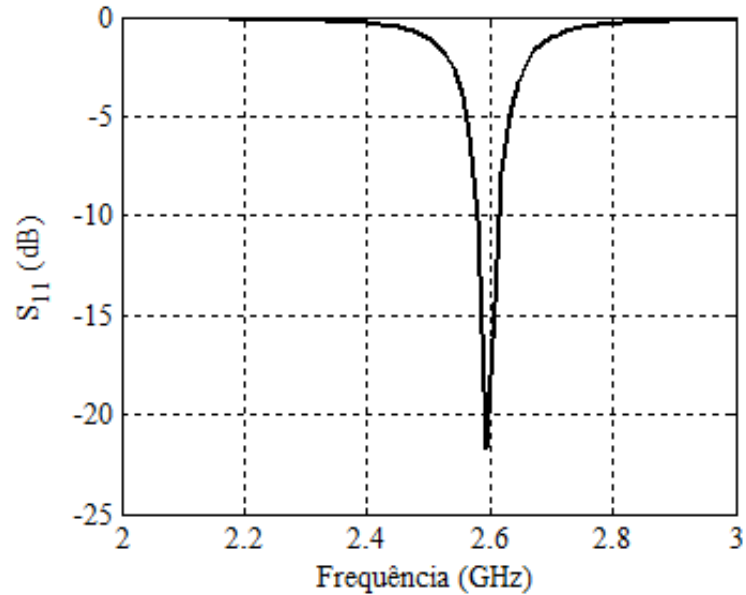
As dimensões do patch foram calculadas com base nas expressões analíticas em [34], para uma frequência de ressonância de 2,6GHz e podem ser vistas logo abaixo. As dimensões são  $W_p = 3,51\text{cm}$ ,  $L_p = 2,71\text{cm}$ ,  $d = 1,008\text{cm}$ . Além disso, o substrato utilizado foi a fibra de vidro (FR4), o qual tem uma permissividade relativa de  $\epsilon_r = 4,4$  e uma altura total de  $h = 1,6\text{mm}$ . Existe ainda a dimensão do gap do *inset fed*, que pode ser calculado com base nas expressões encontradas em [35]. A dimensão encontrada para o gap foi de  $g = 0,01993\text{cm}$ . Fisicamente o gap do inset fed é a distância entre a linha de microfita e o patch no espaço do inset fed.

$$(I) \quad Z_{fed} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L_p} d\right)$$

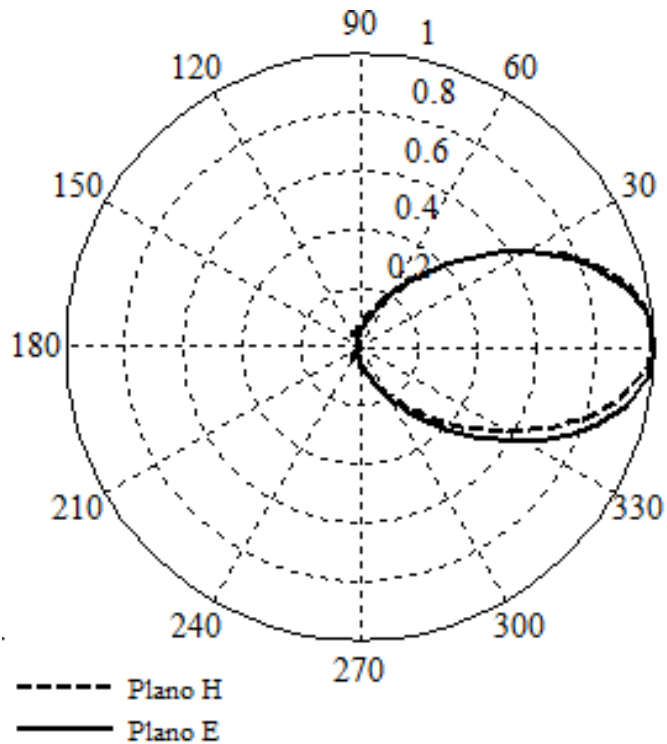
$$(II) \quad g = \frac{v_0}{\sqrt{2\epsilon_{eff}}} \frac{4,65 \times 10^{-12}}{f}$$

$$(III) \quad \epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[ 1 + \frac{12h}{W_p} \right]^{-1/2} ; \text{ Para } \frac{W_p}{h} > 1$$

Os resultados obtidos por meio de simulações mostram uma faixa estreita de 34 MHz a qual inicia em 2,58 GHz e vai até 2,61 GHz, como pode ser observado em Figura 4.2. A eficiência de radiação desse modelo ficou em torno de 93%. Adicionalmente, podemos observar um ganho máximo de 7,75 dBi e uma relação frente-costas de 22,56 dB, ilustradas na Figura 4.3.



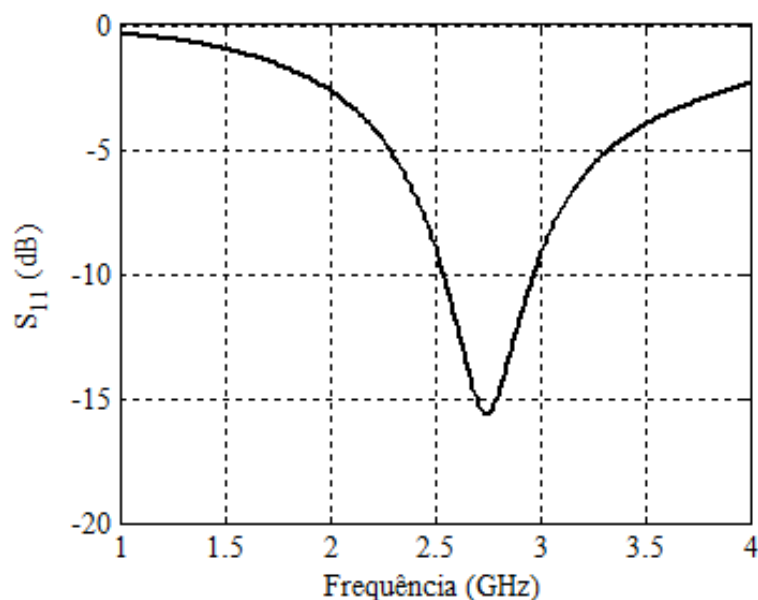
**Figura 4.2** – Perda de retorno da estrutura inicial.



**Figura 4.3** – Diagrama de radiação da estrutura inicial.

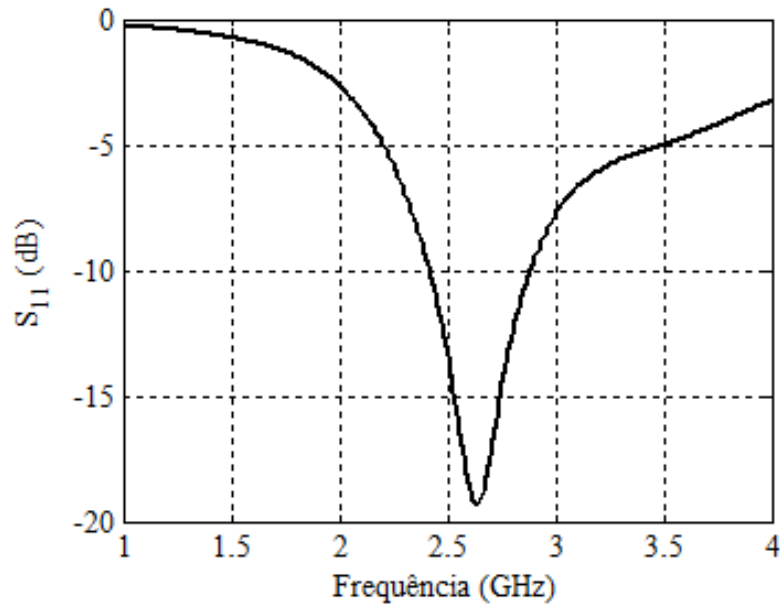
Após o truncamento do plano de terra, feito exatamente da base da alimentação até a base do patch, com uma altura 1,58cm, feito para possibilitar o aumento da largura de banda, foi realizado o redimensionamento do *patch* bem como reprojeção da linha de microfita e *inset-fed*, com a intenção de manter a frequência de ressonância. Assim a antena apresentou uma nova largura de banda de 430 MHz, tendo início em 2,54 GHz e terminando em 2,97 GHz, como pode ser observado em Figura 4.4. A eficiência de radiação desse modelo aumentou para 95%. Entretanto, a antena apresentou uma redução de ganho para 1,57 dBi e relação frente-costas de 5,45 dB.

Finalmente, foi adicionada a FSS projetada, abaixo da antena, para funcionar como um plano de terra. Com isso, a largura de banda obtida foi de 450 MHz, iniciando em 2,425 GHz e terminando em 2,875 GHz, como pode ser observado em Figura 4.5. Os valores de ganho máximo e relação frente-costas dessa nova configuração foram de 6,93 dBi e 13,85 dB, respectivamente (simulados para 2,44 GHz) e estão ilustrados em Figura 4.6. A eficiência dessa antena ficou em torno de 91 %, na frequência de ressonância.

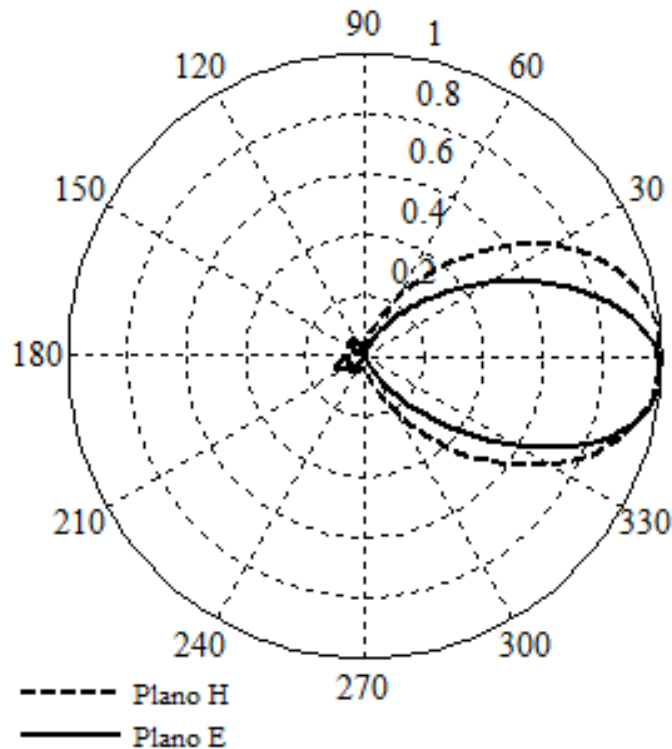


**Figura 4.4** – Perda de retorno da estrutura inicial com plano de terra truncado.

Por motivos de conveniência, o comportamento da FSS será mencionado nos subtópicos seguintes, quando será feito o estudo de um arranjo de dois elementos. Como esse arranjo faz uso de duas estruturas de FSS complementares (uma atuando como passa-faixa e outra como rejeita-faixa), optou-se por descrever essas estruturas de uma só vez.



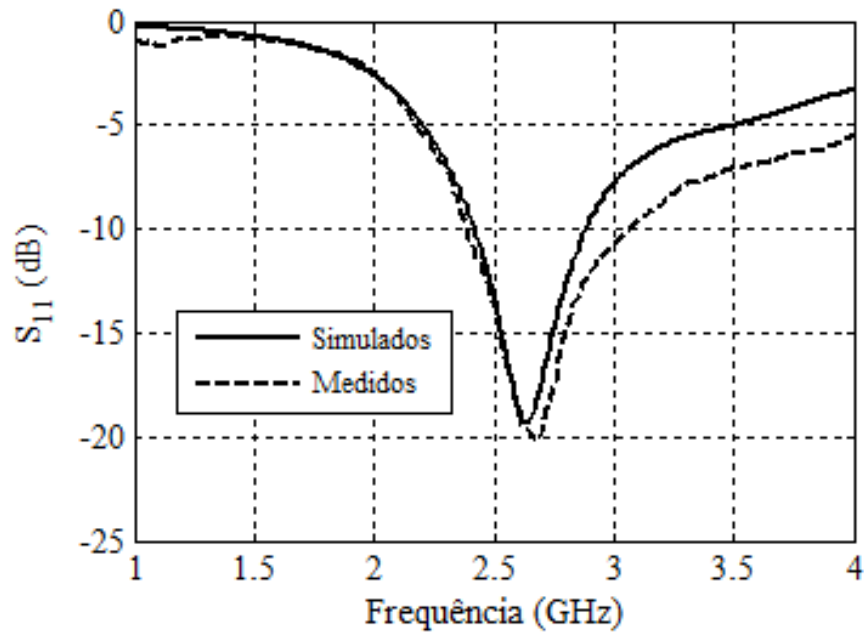
**Figura 4.5** – Perda de retorno da estrutura inicial com plano de terra truncado e FSS.



**Figura 4.6** – Diagrama de radiação da estrutura inicial com plano de terra truncado e FSS.

Para fins de validação das simulações efetuadas, um protótipo da estrutura final foi construído e medições foram efetuadas. A Figura 4.7 compara os resultados simulados e medidos para a perda de retorno, da antena com plano de terra truncado integrada com FSS. Foi utilizado um analisador vetorial de redes modelo ZVB14 da Rhode & Schwarz. Pode-se observar uma boa concordância entre os resultados, apesar de erros inerentes à fabricação. Com relação à largura de banda, a estrutura construída apresentou uma largura

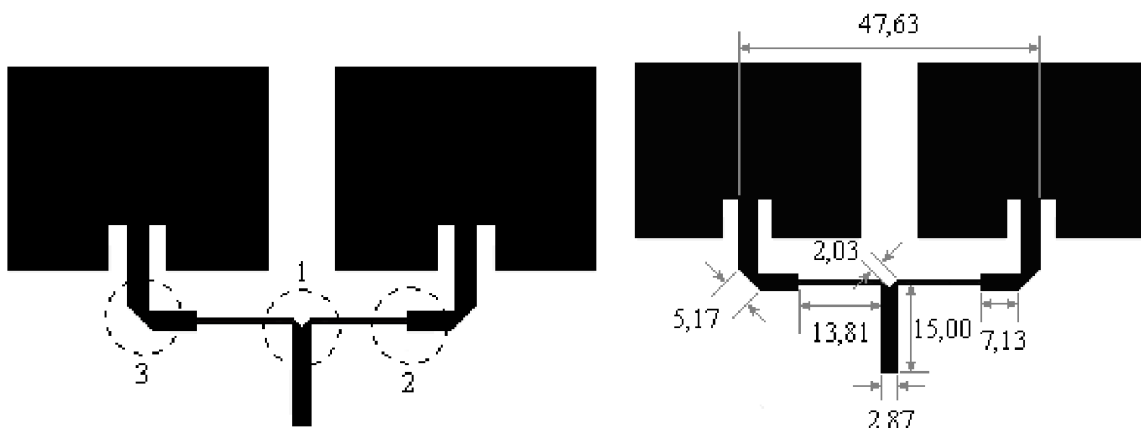
de banda um pouco maior que a simulada.



**Figura 4.7** – Comparação entre resultados simulados e medidos para a perda de retorno da antena com plano de terra truncado integrada com a FSS.

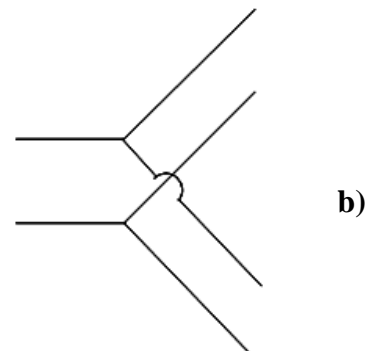
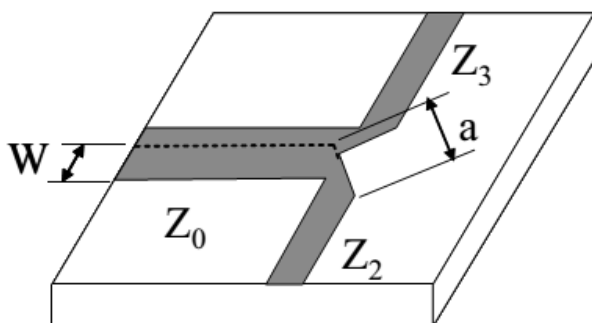
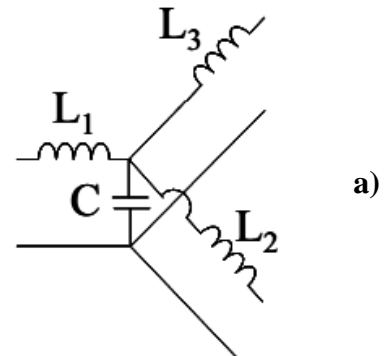
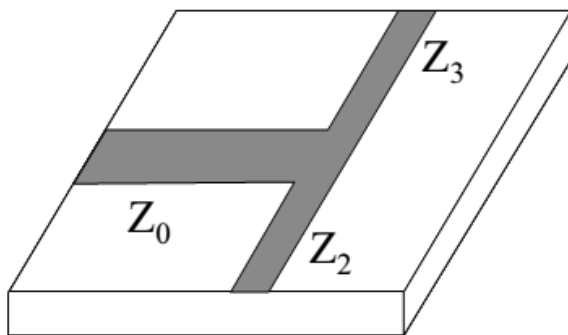
#### 4.1.2. Arranjo de dois elementos

Como fora inicialmente dito, esse estudo é baseado nos resultados encontrados em [22]. As técnicas inicialmente implementadas para garantir o casamento de impedâncias entre o patch e a linha de alimentação (como é o caso do inset fed e outras que comentaremos a seguir), deverão ser aplicadas novamente durante o estudo, pois as dimensões do patch serão alteradas no decorrer do mesmo. De qualquer forma, podemos ver as dimensões de todo o arranjo com a estrutura de alimentação por linha de microfita na Figura 4.8.



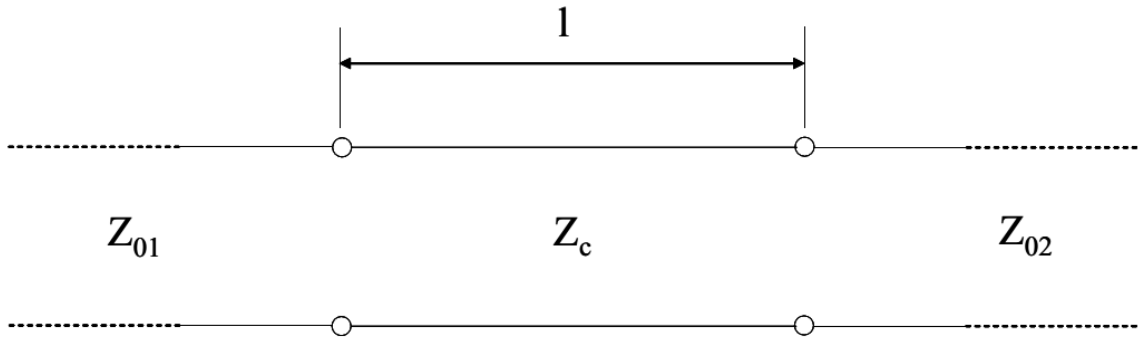
**Figura 4.8** - Dimensões da geometria completa em [22].

A descontinuidade circulada com o número (1) é denominada junção-T e é, talvez, uma das mais importantes descontinuidades utilizadas em dispositivos de microfita. A junção-T é projetada para dividir, de forma igual ou não, o sinal para ambos os elementos do arranjo. Em [36] essa descontinuidade é chamada de “Divisor de Potência” e para o caso onde queremos alimentar os patches igualmente, as expressões também em [36] mostram que a impedância de cada um dos lados da descontinuidade é o dobro da impedância inicial da linha de microfita. É importante adicionar o recorte em formato de “v” quando usamos a junção-T para compensar reatâncias parasitas que surgem no momento que usamos esse tipo de descontinuidade. É possível encontrar os valores dessas reatâncias mas, de forma mais prática, o autor em [36] mostra que elas podem ser compensadas usando  $a = 1,8W$ , como podemos ver na Figura 4.9 abaixo.



**Figura 4.9 – Junção-T e reatâncias equivalentes(a) e Junção-T com recorte para compensar as reatâncias equivalentes(b) em [36].**

A descontinuidade (2) na Figura 4.8, denominada transformador de impedância, tem a finalidade de realizar o casamento de impedância entre linhas de microfita com impedâncias diferentes. Nessa aplicação deseja-se garantir que a impedância da linha, que havia dobrado de valor após a junção-T, retorne ao seu valor inicial para garantir o casamento de impedâncias. As expressões para um transformador de impedância de um quarto de comprimento de onda também estão descritas em [36], as quais estão transcritas abaixo, com base na Figura 4.10. Uma vez obtida a impedância  $Z_c$  do segmento, podemos calcular a espessura do mesmo.



**Figura 4.10 – Transformador de um quarto de comprimento onda em [36].**

$$(IV) \quad l = \frac{\lambda_0}{4}$$

$$(V) \quad Z_c = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}$$

$$(VI) \quad \frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} ; \text{para } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] ; \text{para } \frac{w}{h} > 2 \end{cases}$$

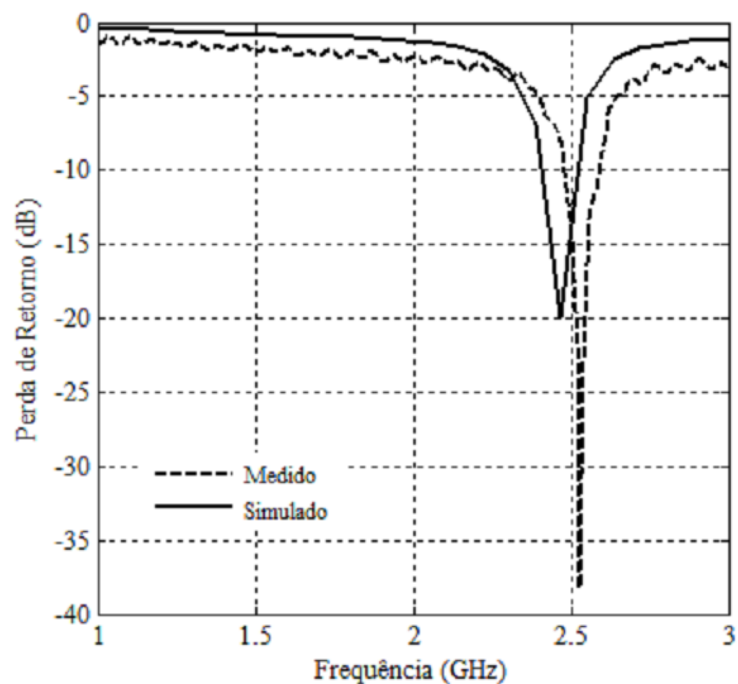
$$(VII) \quad A = \frac{60}{Z_c} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)$$

$$(VIII) \quad B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\epsilon_r}}$$

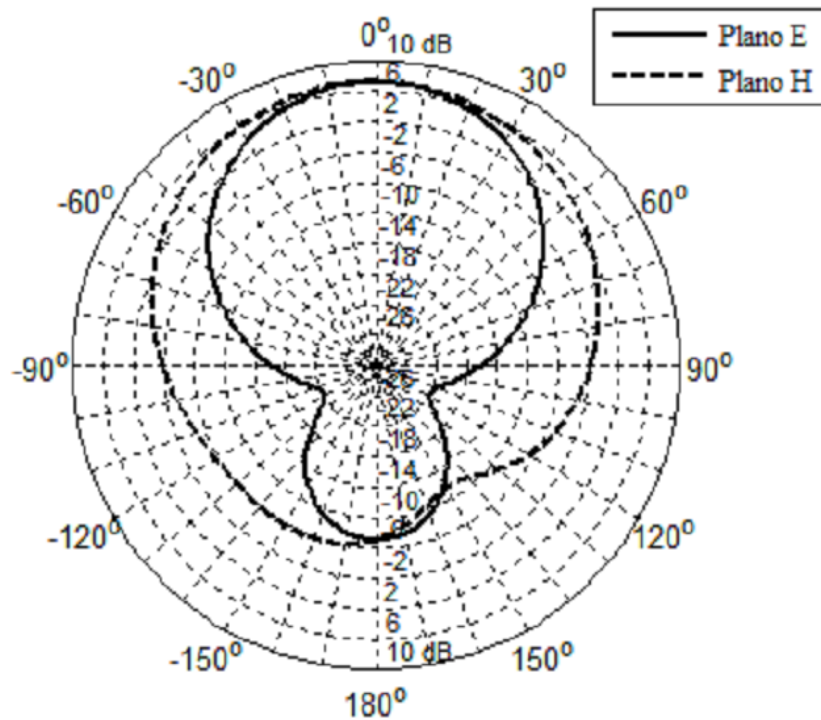
Por fim, a descontinuidade (3) na Figura 4.8, denominada dobra ou curvatura, e

tem exatamente a mesma função do recorte em formato de “v”, visto que em sua posição encontra-se uma descontinuidade tão abrupta quanto a da junção-T. Sua dimensão é equivalente a um dos lados do recorte em “v” e pode ser calculada da mesma maneira.

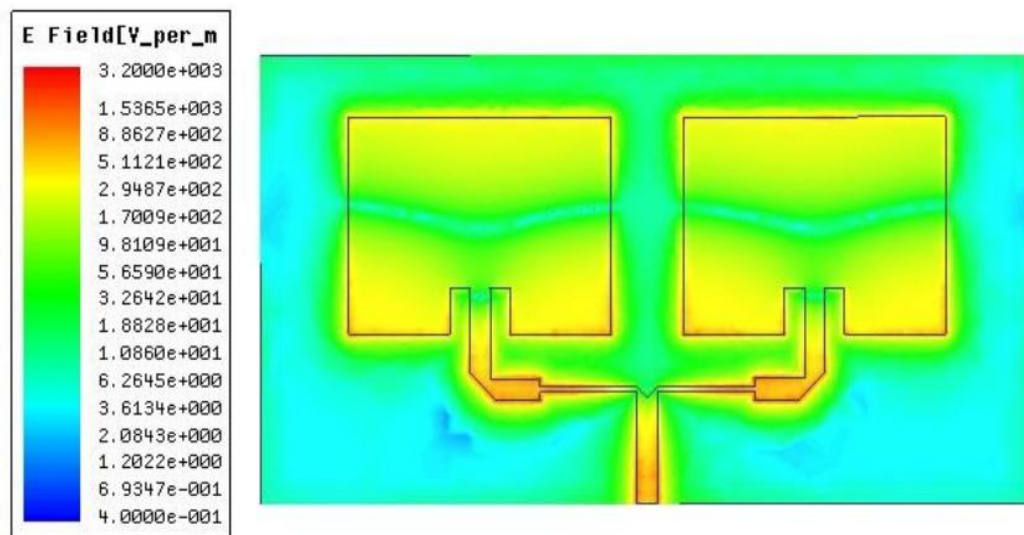
Os resultados citados pelo autor denotam largura de banda de 83,5 MHz e impedância de entrada de 50  $\Omega$ . Os parâmetros obtidos na simulação foram: coeficiente de reflexão (S11), diagrama de radiação, ganho, impedância de entrada, diretividade, ondas de superfície (campo elétrico), ângulo de meia potência, eficiência de radiação e relação frente-costas. Para a simulação na frequência de 2,45 GHz, a impedância de entrada obtida com a simulação foi de 50,9  $\Omega$  e largura de banda foi de 127 MHz, o que se mostrou maior que os resultados do autor em [22], mas ainda sendo uma largura de banda suficiente apenas para uma aplicação. O ganho simulado para essa frequência foi de 4,46 dBi e a diretividade de 7,23 dB. Em [22] também é mostrado um comparativo com os resultados simulados e uma antena fabricada e medida em laboratório. Podemos verificar esses resultados nas Figuras 4.11 e 4.12 abaixo. Juntamente com os resultados, também é fornecida no artigo uma imagem que mostra a distribuição do campo elétrico no arranjo e plano de terra, a qual está representada na Figura 4.13.



**Figura 4.11** - Perda de retorno simulado e medido em [22].



**Figura 4.12** - Diagrama de radiação TE e TM em [22].



**Figura 4.13** - Distribuição do campo elétrico em [22].

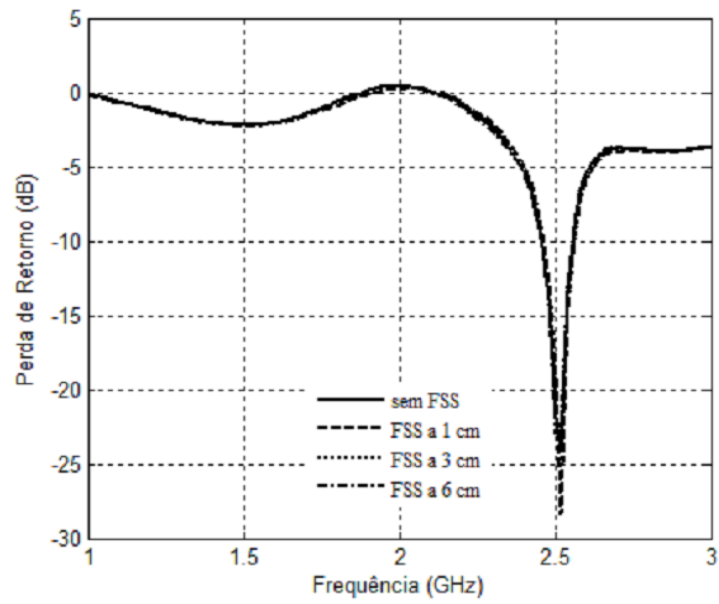
Com base na Figura 4.13 nota-se que existe uma maior concentração do campo elétrico nas bordas e arredores do patch. O próximo passo é tentar distribuir melhor esse campo para que possamos obter uma largura de banda superior. Isso será feito a partir da técnica do truncamento do plano de terra, mas antes será mostrado os efeitos da FSS passa-faixa acoplada ao arranjo, ainda em [22].

### 4.1.3. Resultados – FSS sobreposta aplicada ao arranjo

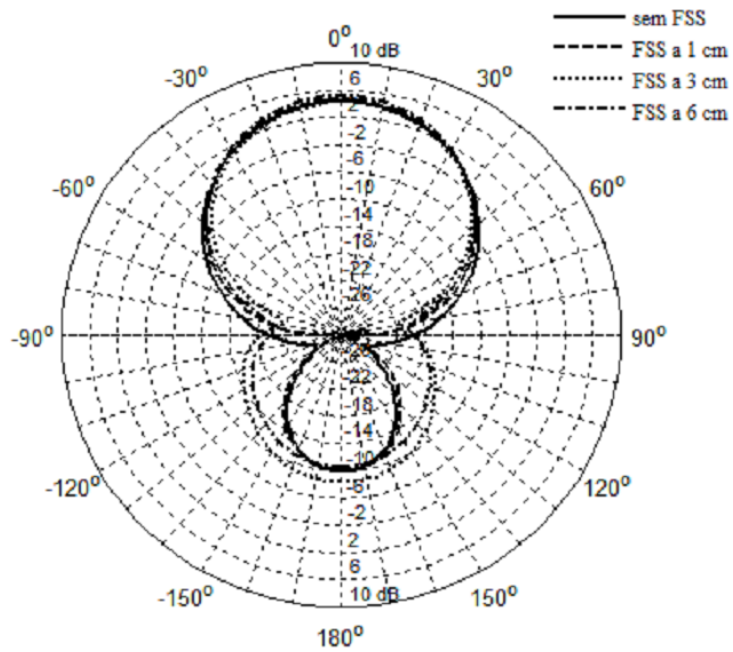
O propósito do uso de FSS, como já foi mencionado, é melhorar as características de radiação do arranjo de microfita. Ainda em [22] foi mostrado que a distância entre a FSS e a antena, tem influência no diagrama de radiação da mesma (mas não na frequência de ressonância final). Sendo assim, o autor faz um comparativo dos resultados da FSS usada como filtro passa-faixa em distâncias de 1, 3 e 6cm da antena. Podemos ver esses resultados na Figura 4.14 e 4.15.

As FSS foram projetadas para operar na faixa de frequências de 2 - 3 GHz, com frequência de ressonância em 2,45 GHz. O material do substrato escolhido foi o mesmo dos arranjos (Fibra de vidro FR4). A geometria escolhida foi a espira quadrada, do grupo 2 (Tipo Loop). Essa geometria foi escolhida por possuir uma boa estabilidade angular e, pela possibilidade de se obter dimensões bastante reduzidas para a faixa de frequência em questão, devido ao seu grande comprimento elétrico. Podemos observar as dimensões dos elementos da FSS na Figura 4.16.

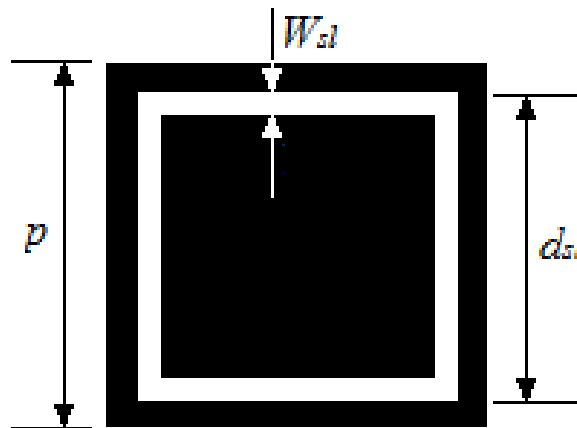
As dimensões  $d_{sl}$ ,  $W_{sl}$  e  $p$  referentes à Figura 4.16 medem respectivamente 1,9cm, 0,215cm e 2,0cm. Em [22] foram usados um total de 24 elementos, sendo 4 linhas e 6 colunas. No estudo realizado aqui, as medições e simulações fizeram uso de uma FSS menor devido às dimensões das antenas. Essas FSS apresenta as mesmas características e possui elementos de mesma dimensão.



**Figura 4.14** - Perda de retorno para as várias distâncias da FSS ao arranjo.



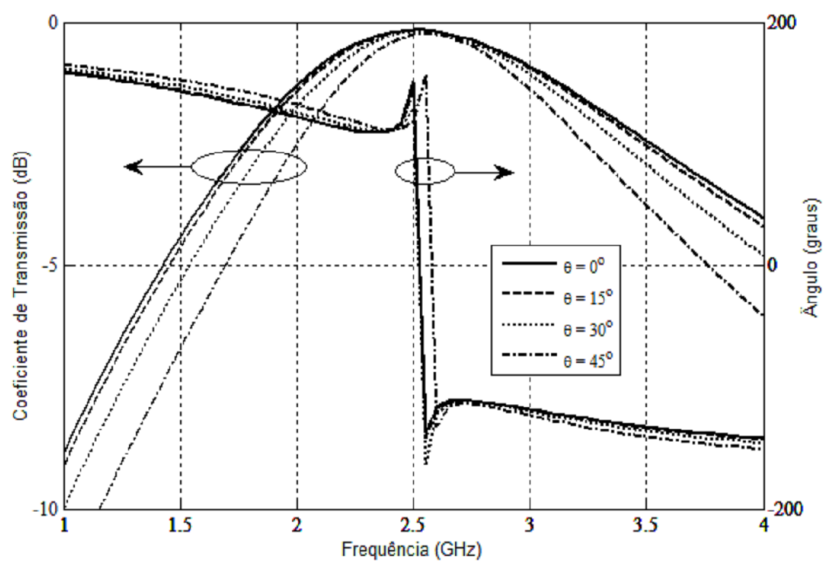
**Figura 4.15** - Diagrama de radiação para as várias distâncias da FSS ao arranjo.



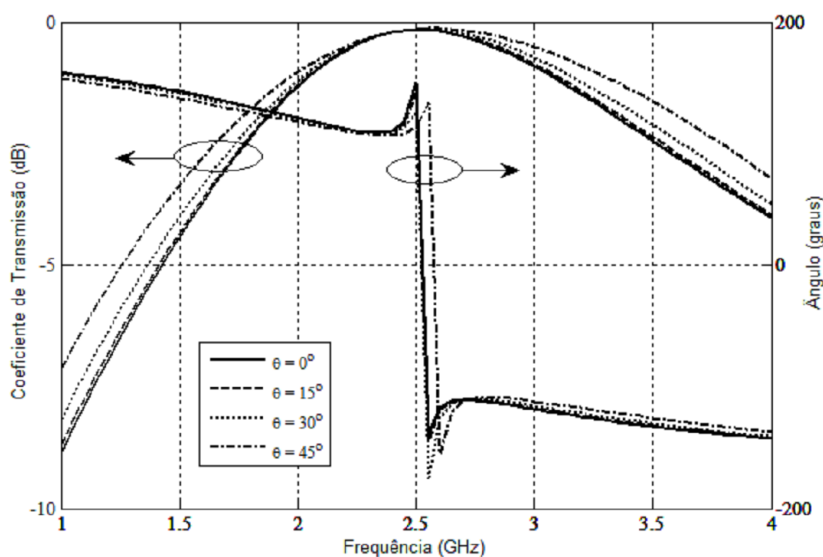
**Figura 4.16 – Geometria e dimensões da FSS sobreposta.**

Como não existiam outras bandas ressonantes fora do intervalo de comportamento da FSS não nota-se muita diferença entre os resultados da antena com um elemento e os resultados do arranjo, exceto por uma aumento nos lóbulos posteriores para distâncias muito curtas entre a estrutura e a antena. A largura de banda também manteve-se idêntica. O próximo passo é realizar o truncamento do plano de terra, e em seguida a aplicação da segunda FSS, sob a antena, com a função de refletir toda a faixa de frequência do interesse, diretamente para o lóbulo principal. No entanto, devido ao fato de que foram implementadas algumas otimizações na técnica de truncamento, adição de um segundo elemento condutor e também na miniaturização do patch e casamento de impedâncias, os resultados seguintes não serão mais coletados de [22], mas sim produzidos através de simulações próprias.

Antes de seguir a diante, serão mostrado abaixo os resultados da análise das FSS, por meio do coeficiente de transmissão e fase em polarização horizontal e vertical, para diversos ângulos de incidência de sinal. Esses resultados também foram retirados de [22] e podem ser observados nas Figuras 4.17 e 4.18.



**Figura 4.17** – Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão em função da frequência para polarização horizontal (FSS passa-banda) em [22].



**Figura 4.18** – Coeficiente de transmissão e fase do coeficiente de reflexão em função da frequência para polarização vertical (FSS passa-banda) em [22].

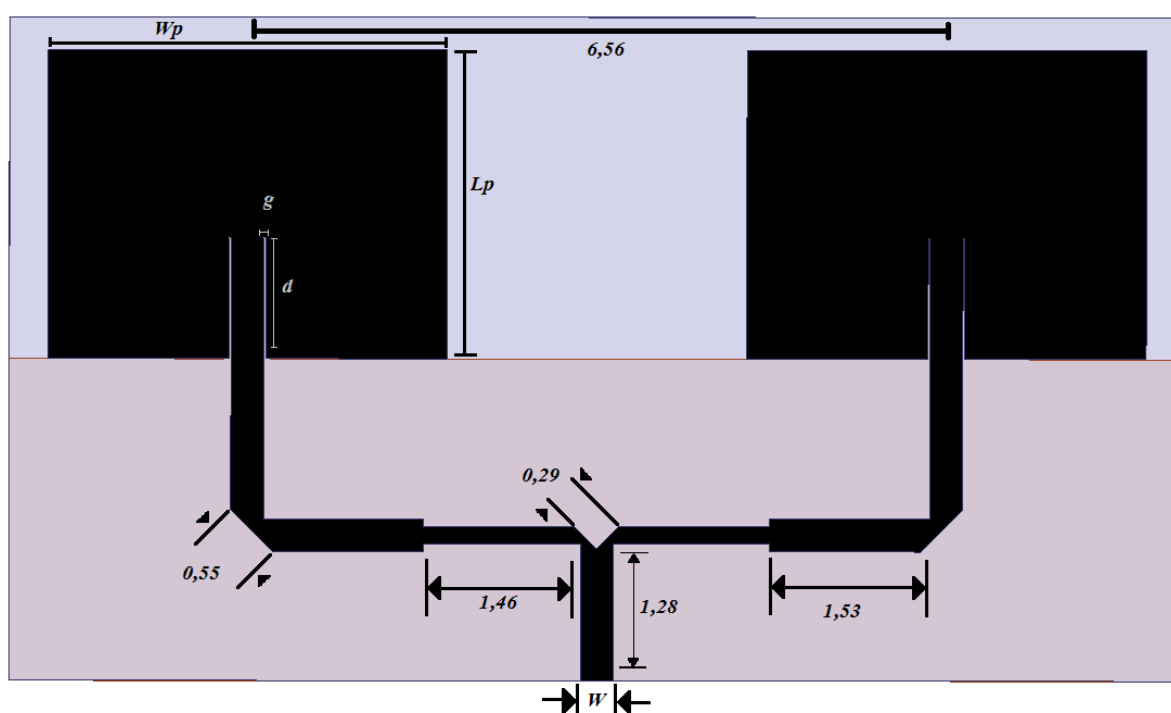
#### 4.1.4. Resultados – Truncamento do plano de terra

O truncamento do plano de terra é uma técnica bastante utilizada na literatura, a qual proporciona um aumento significativo na largura de banda atingida pela estrutura. A distribuição do campo elétrico se espalha por entre o patch, fugindo das bordas da estrutura. O maior problema dessa técnica é a perda da frequência de ressonância do arranjo, a qual tende a diminuir bastante, como pôde ser observado no estudo da geometria inicial da antena.

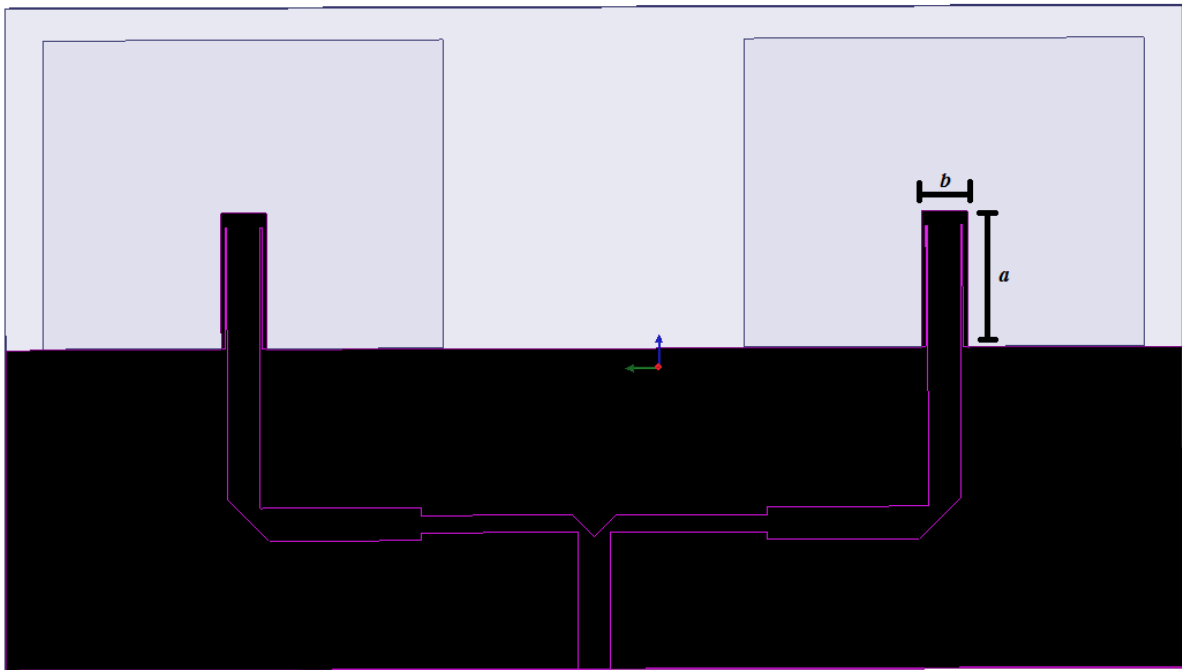
Em todos os estudos encontrados na literatura, observou-se que, quando se faz uso dessa técnica, o truncamento do plano de terra causava um deslocamento da frequência de ressonância para a esquerda. Quando o truncamento foi aplicado ao arranjo me questão, a técnica causou o inverso do efeito esperado, fazendo com que a frequência de ressonância fosse deslocada para a direita, e em um grau também maior do que o esperado.

Após um estudo empírico foi possível compensar a maior parte desse efeito adicionando frações retangulares do plano de terra na posição correspondente ao inset fed da antenna. As dimensões ótimas dos retângulos foram de  $a = 0,425\text{cm}$  e  $b = 1,28\text{cm}$ .

Após a aplicação da técnica, foi feito um ajuste fino nas dimensões dos elementos do arranjo para que a largura de banda final estivesse inserida na faixa de 2,4GHz a 2,69GHz, capacitando a antenna para as aplicações desejadas. As dimensões finais dos elementos da antenna foram de  $W_p = 3,74\text{cm}$ ,  $L_p = 2,88\text{cm}$ ,  $W = 0,306\text{cm}$ ,  $d = 1,134\text{cm}$ ,  $g = 0,018\text{cm}$ . Feito isso, uma análise rápida do diagrama de radiação da antenna mostrou-se praticamente omnidirecional, visto que com menos da metade do plano de terra do modelo original em [22], o diagrama de radiação da antenna mostra-se semelhante com relação aos lóbulos traseiros, obtendo um ganho máximo de 9,3dBi e uma relação frente-costas de 3,3dB. Verificamos esses efeitos e as dimensões do arranjo nas Figuras 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22.

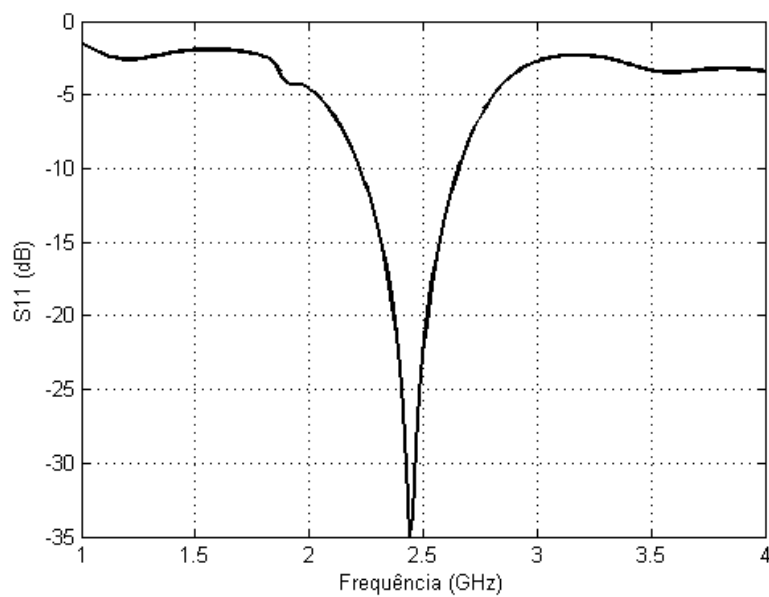


**Figura 4.19** – Arranjo com plano de terra truncado (visão dianteira).

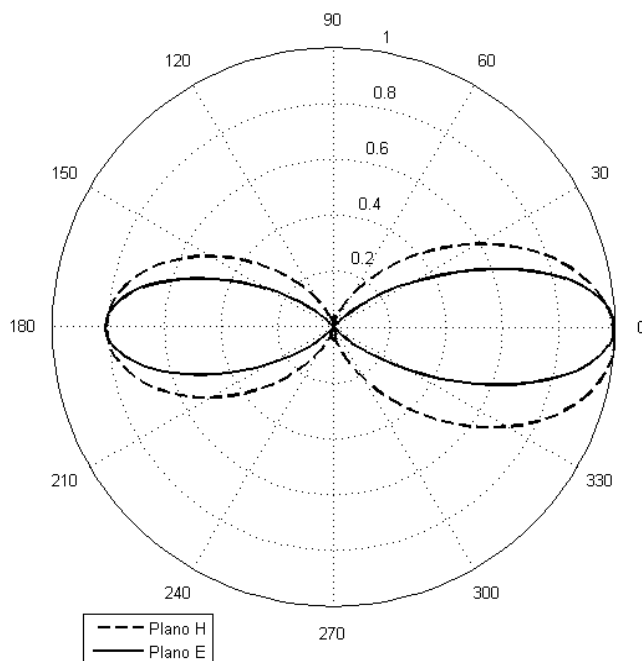


**Figura 4.20** – Arranjo com plano de terra truncado(visão traseira)..

Nos tópicos seguintes, os problemas do deslocamento da frequência e perda da diretividade, serão resolvidos com a miniaturização do patch e o acoplamento da segunda FSS, a qual redirecionará a energia dos os lóbulos traseiros, de volta para a direção de propagação.



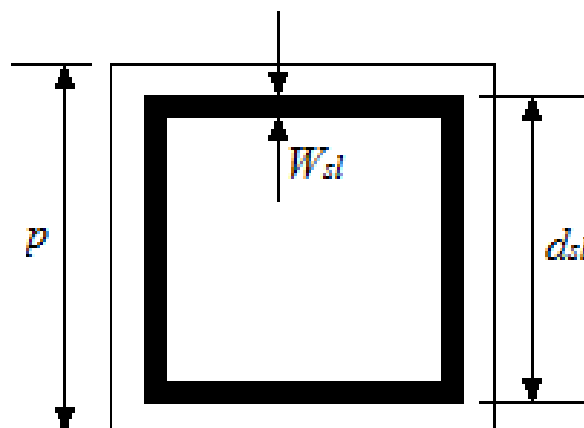
**Figura 4.21** – Perda de retorno após o truncamento do plano de terra.



**Figura 4.22** - Diagrama de radiação normalizado após o truncamento do plano de terra.

#### 4.1.5. Resultados – Acoplamento da FSS refletora

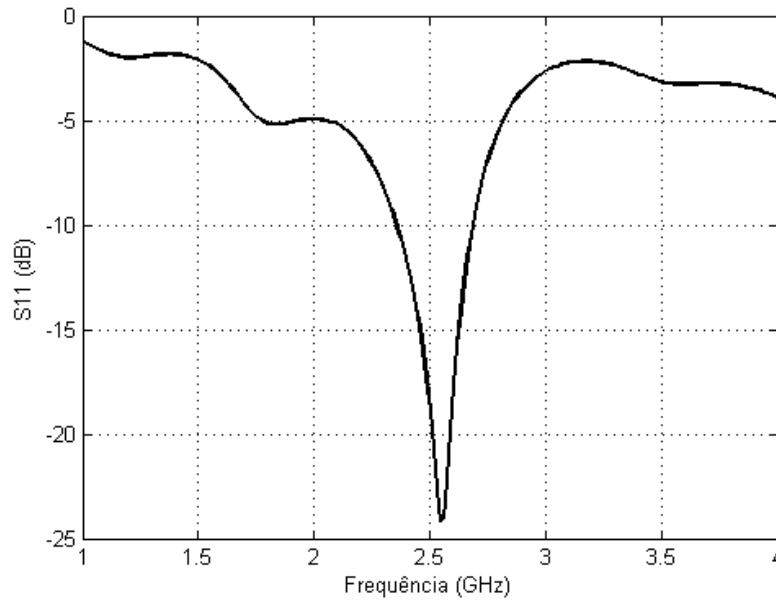
Seguindo adiante, foi adicionado a FSS sob o arranjo de microfita, a fim de solucionar o problema da diretividade e aumentar a relação frente-costas. Sendo assim, a FSS deverá funcionar como um filtro rejeita-faixa, centrado na mesma frequência da primeira FSS. Por esse motivo, a geometria e dimensões da estrutura são exatamente as mesmas, sendo que essa se trata de uma FSS do tipo abertura. A Figura 4.23 mostra a geometria e dimensões da FSS rejeita-banda, onde  $d_{sl}$ ,  $W_{sl}$  e  $p$  medem respectivamente 1,9cm, 0,215cm e 2,0cm. Da mesma forma que a estrutura da FSS anterior, essa estrutura possui um total de 24 elementos.



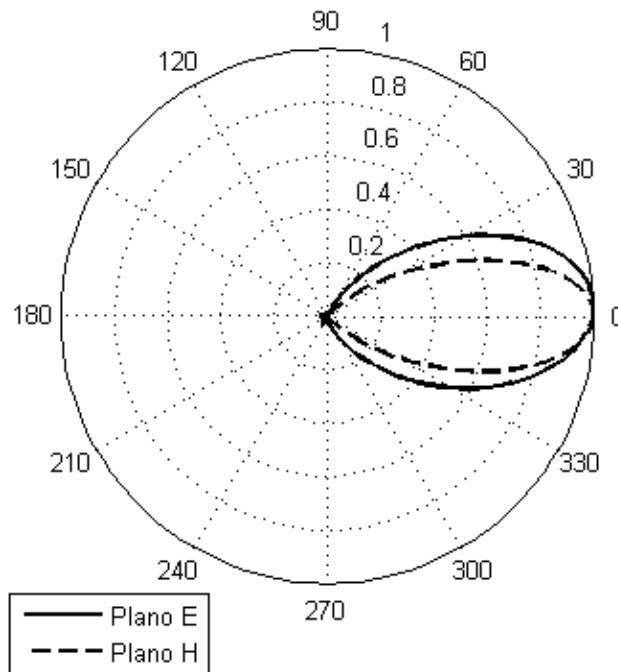
**Figura 4.23** – Geometria e dimensões da FSS rejeita-banda .

O resultado da estrutura final apresentou um ganho máximo de 8,29dBi e 15,75dB de relação frente-costas. É importante também observar a distribuição do campo elétrico após

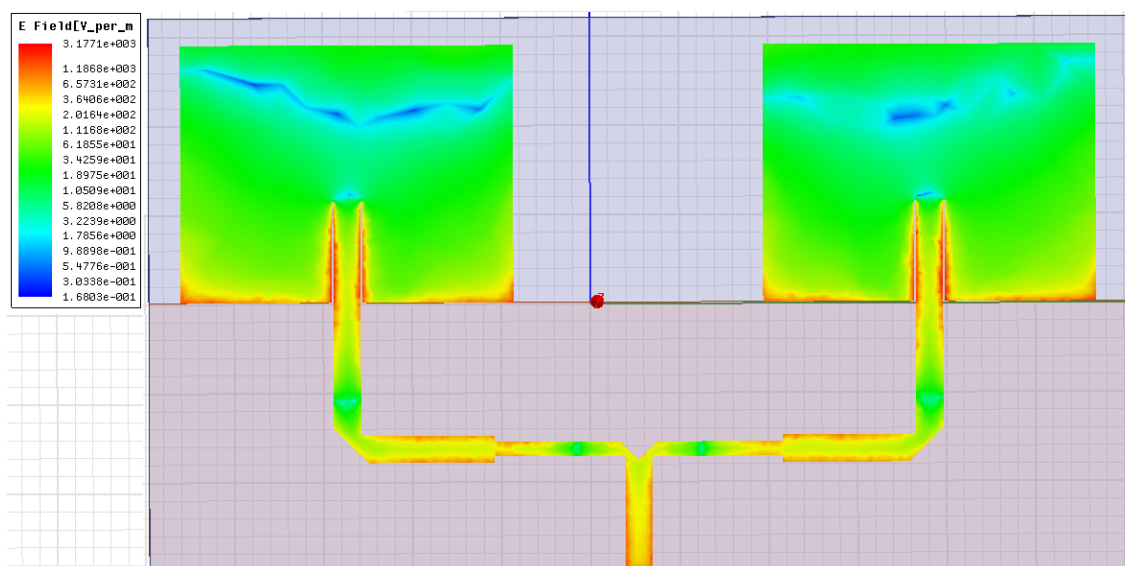
essas mudanças. Podemos ver que de fato o campo espalhou-se após o truncamento do plano de terra e que também a largura de banda aumentou consideravelmente, chegando a aproximadamente 350MHz (de 2,34GHz a 2,69GHz). Podemos observar esses resultados nas Figuras 4.24, 4.25 e 4.26.



**Figura 4.24** – Perda de retorno após a adição da FSS rejeita-banda.



**Figura 4.25** – Diagrama de radiação normalizado após a adição da FSS rejeita-banda.



**Figura 4.26** – Distribuição do campo elétrico após truncamento do plano de terra e adição da FSS rejeita-banda.

#### 4.1.6. Resultados - Medições em laboratório

Para comprovar o estudo feito até aqui, foram construídas a FSS e o arranjo truncado com as dimensões finais. Foi utilizado um analisador vetorial de redes modelo ZVB14 da Rhode & Schwarz. Pode-se observar na Figura 4.27 que obteve-se uma boa concordância entre os resultados, apesar de erros inerentes a fabricação. Com relação à frequência de ressonância, houve boa concordância. Com relação à largura de banda, a estrutura construída apresentou uma largura de banda um pouco maior que a simulada. Se desconsiderarmos a ressonância próximo a 2GHz, que provavelmente ocorreu devido a uma falha de fabricação, a largura de banda da estrutura foi de aproximadamente 480MHz (de 2,24GHz 2,72GHz). As Figura 4.28 e 4.29 mostram duas fotografias tiradas no momento da medição, mostrando a fixação da FSS ao arranjo. Baseado nesses resultados podemos afirmar que a configuração do arranjo com a FSS pode ser utilizadas nas duas aplicações sugeridas (WLAN e 4G).

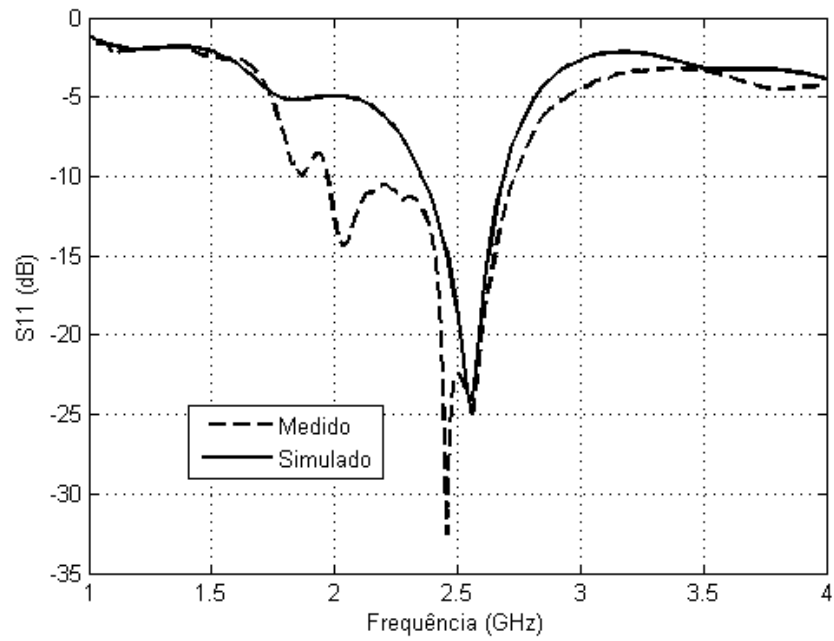


Figura 4.27 – Comparação entre resultados simulados e medidos para a perda de retorno do arranjo com plano de terra truncado integrada com FSS.

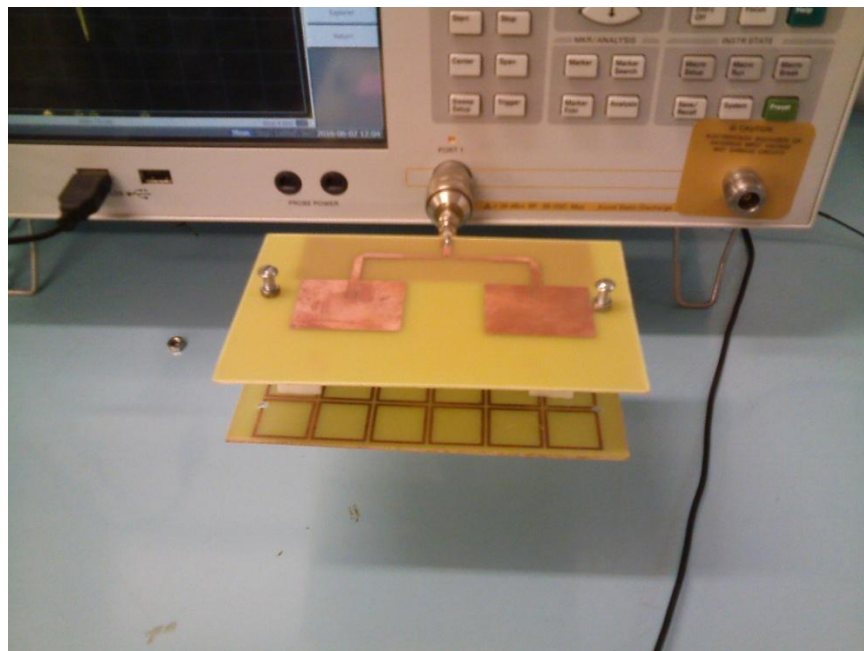


Figura 4.28 – Setup de medição e estruturas construídas.

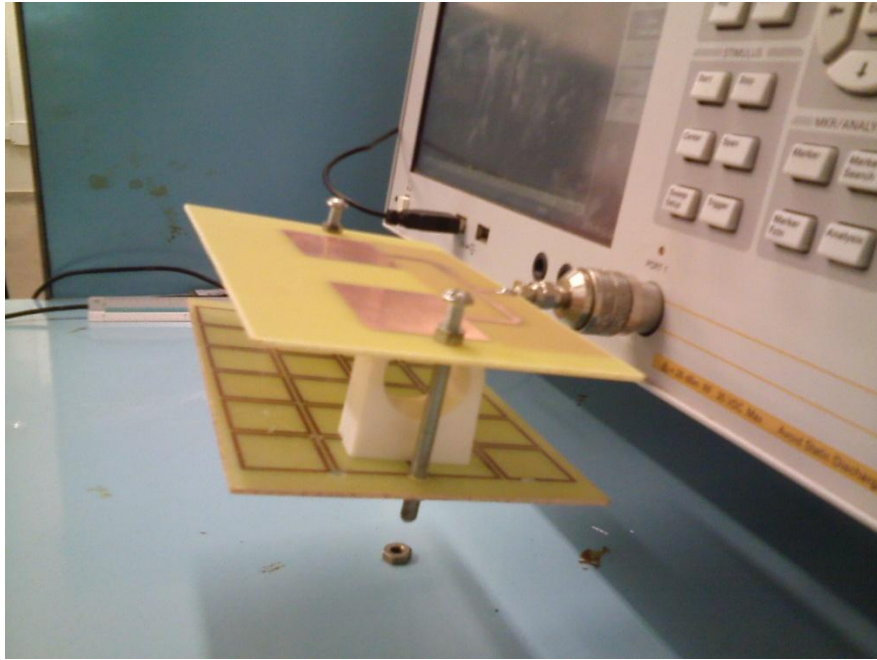


Figura 4.29 – Setup de medição e estruturas construídas.

## Capítulo 5

# Conclusões e Atividades Desenvolvidas

---

Nesse trabalho foi apresentada a proposta de melhoria das propriedades de radiação de um arranjo de antenas planares de microfita. Essas melhorias foram feitas por meio de técnicas de truncamento de plano de terra, introdução de arranjo de dois elementos, técnicas de melhoria de casamento de impedância, e principalmente, o uso de superfícies seletivas em frequência em conjunto com o arranjo.

Foram propostos dois *layouts* distintos, sendo o primeiro uma antena de geometria retangular acoplada com uma FSS refletora sobreposta. Esse primeiro layout já apresentou condições suficientes para que fosse usado simultaneamente em aplicações WLAN e 4G. O segundo *layout* foi composto por um arranjo de dois elementos retangulares acoplados a uma FSS refletora sobreposta e uma FSS superposta como filtro passa-faixa. Durante as medições percebeu-se que o uso da segunda FSS não causava grandes influências na resposta do conjunto e por esse motivo ela acabou sendo excluída do *layout*.

As FSS usadas foram projetadas para resposta centrada na frequência de 2,45GHz, sendo capazes de refletir o sinal que seria radiado para os lóbulos secundários da antena de volta para o lóbulo principal, melhorando os parâmetros de diretividade do arranjo e da antena simples.

Como propostas para trabalhos futuros, pode-se citar os seguintes tópicos:

- Estudo detalhado dos efeitos do truncamento do plano de terra
- Estudos sobre o efeito materiais dielétricos diferentes
- Uso de geometrias mais eficientes do que as retangulares clássicas ou mesmo geometrias fractais.

---

## Referências Bibliográficas

---

- [1] A. N. Silva, Análise dos Campos Eletromagnéticos de FSS com Geometria Fractal, João Pessoa: trabalho de conclusão de curso, 2012.
- [2] A. G. Neto, J. N. Carvalho, A. N. Silva, H. P. A. Ferreira, I. S. S. Lima e J. I. Fernandes, “Four Arms Star: An Useful Geometry for Switchable FSS,” em International Microwave and Optoelectronics Conference, Rio de Janeiro, 2013
- [3] AGRAWL, V.D.; IMBRIALE, W. A. Desing of Dichroic Cassegrain Subreflector. IEEE Trans., AP-27, ,1979, pp. 466-473.
- [4] RAY, Arup et al. A Novel Broad and Multiband Frequency Selective Surface. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 54, n. 6, 2012, pp. 1353-1355.
- [5] CAMPOS, A. L. P. S.; MANIÇOBA, R. H. C.; D’ASSUNÇÃO , A. G. Investigation of Enhancement Band Using Double Screen Frequency Selective Surface with Koch Fractal Geometry at Milimeter Wave Range. Journal of Infrared, Milimiter and Terahertz Waves, vol. 31, 2010, pp. 1503-1511.
- [6] LV, Yuan-Yuan; CHEN, Wen-Ling, Dual Polarized Multiband Frequency Selective Surface With Miniaturized Hilberd Element. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 55, n. 6, 2013, pp. 1221-1223.
- [7] ZHOU, H. Zhou et al. Ultrawideband frequency selective surface. Eletronic Letters, vol. 48, issue 1, 2012, pp. 11-13
- [8] KAZEMZADEH, A.; KARLSSON, A. Multilayered Wideband Absorbers for Oblique Angle Incidence. IEEE Transctions on Antennas and Propagation, vol. 58, n. 11, 2010, pp. 3637-3646.
- [9] BAISANLHIYA, Sanjay et al. Novel Compact UWB Frequency Selective Surface for Angular and Polarization Independent Operation. Progress in Eletromagnetics Research Letters, vol. 40, 2013, pp. 71-79.
- [10] SOHAIL, I. et al. A Frequency Selective Surface with a Very Wide Stop Band. 2013 7<sup>th</sup> European Conference on Antennas Propagation (EuCAP), Gethenburg. Sweden, 2013, pp. 2146-2148

- [11] B. A. Munk, Frequency Selective Surfaces - Theory and design, New York: John Wiley & Sons, 2000, 440p.
- [12] A. Vena, E. Perret e S. Tedjini, Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011.
- [13] A. Vena, E. Perret e S. Tedjini, High-Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012.
- [14] TRINDADE, J. I. A.; D'ASSUNÇÃO, A. G.; SILVA, P. H. da F. Cascaded Frequency Selective Surfaces Using Dürer's Pentagon Pre-Fractals Patch Elements for Licensed 2.5GHz and 3.5 GHz Band. COMPUMAG, Budapest-Hungary, vol. 1, 2013. 2p.
- [15] WU, T. K. Improved Dual Band FSS Performance With Fractal Elements, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 54, n. 3, 2012, pp. 833-835.
- [16] GHOSH, Basudeb; SINHA, Sachendra N.; KARTIKEYAN, M.V. Investigations on Fractal Frequency Selective Diaphragms in Rectangular Waveguide. International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 20, n. 2, 2010, pp. 209-219.
- [17] ZHENG, Shufend et al. Analysis of Miniature Frequency Selective Surfaces Based on Fractal Antenna-Filter-Antenna Arrays. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, 2012, pp. 240-243.
- [18] HUANG, Min-Jie Huang et al. A New Type of Combined Element Multiband Frequency Selective Surface. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, n. 6, 2009, pp. 1798-1803.
- [19] ARAÚJO, L. M. et al. A Simple Dual-Band Frequency Selective Surface. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 54, n. 3, 2012, pp. 833-835.
- [20] TRINDADE, J. I. A.; D'ASSUNÇÃO, A. G. ; SILVA, P. H. Da F. Caracterização de Superfícies Seletivas em Frequência e de Antenas Fractais para Aplicações em Rede sem Fio. Natal, 2010. 96p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- [21] CRUZ, R. M. S.; D'ASSUNÇÃO, A. G.; SILVA, P. H. F. A new FSS design proposal for UWB applications. 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2010, pp. 1-4.

- [22] ALMEIDA FILHO, V. A.; CAMPOS, A.L.P.S. Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjo de Antenas Planares. Natal, 2014. 89p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e de Computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- [23] KIANI, GHAFER IQBAL, Passive, Active and Absorbing Frequency Selective Surfaces for Wireless Communication Applications. Sydney, Australia, 2009. 166p. Tese(Doutorado em Filosofia), Universidade de Macquarie.
- [24] J Romeu e Y. Rahmat-Samii, “Fractal FSS: A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface”, IEEE Transactions on antennas and propagation. 48 (7), 1097 – 1105 (2000).
- [25] ALMEIDA FILHO, V. A.; D´ASSUNÇÃO, A. G .; SILVA, P. H. Da F. Arranjos Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch. Natal, 2010. 100p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- [26] REED, Jeffrey A. Frequency Selective Surfaces with Mutipole Periodic Elements. Dallas, 1997. 218p. Tese (Doutorado em Filosofia em Física), Universidade do Texas.
- [27] HUANG, F.; BATCHELOR, J. C.; PARKER E. A. Interwoven Convolved Element Frequency Selective Surface with Wide Bandwiths. Eletronic Letters, vol. 42, n. 14, 2006, 2p.
- [28] PARKER, E. A.; EL SHEIKH, A.N.A. Convolved dipole array elements. Eletronic Letters, vol. 27, n. 4, 1991. pp. 322-323.
- [29] WU, T. K. Frequency Selective Surface and Grid Array. Wiley-Interscience, 1 ed. New York, 17 de Julho 1995. 331p.
- [30] DUBROVKA, R. et. al. Multi-frequency and multi-layer frequency selective surface analysis using modal decomposition equivalent circuit method. IET Microw. Antennas Propag, vol. 30, n. 3, 2009. Pp. 492-500.
- [31] MARCUVITZ, N. Waveguide Handbook. McGraw-Hill, vol. 10, New York, 1951. 457p.
- [32] J. O. McSpadden, T. Yoo, and K. Chang, “Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40 (12), 2359 – 2366 (1992).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [33] SILVA, A. N.; NETO, G. A.; Caracterização de FSS com geometria em forma de U, João Pessoa, 2014. 95p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba.
- [34] Balanis, C. A. (2005), *Antenna Theory: Analysis and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Arizona, United States.
- [35] M A Matin e A. I. Sayeed, “A Design Rule for In Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna”, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol. 9, 2010, pp. 63-72.
- [36] Visser, Hubregt J. (2005), *Array and Phased Array Antenna Basics*, John Wiley & Sons Ltd., England.
- [37] NOBREGA, C. L.; Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfita para Aplicações com Sistemas de Banda Ultra Larga. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2008.

