



**Deisy Formiga Mamedes**

**Antena Reconfigurável Utilizando Superfícies  
Seletivas em Frequência Baseadas na Geometria  
Estrela de Quatro Braços**

**João Pessoa - PB  
Agosto de 2018**



**Deisy Formiga Mamedes**

# **Antena Reconfigurável Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência Baseadas na Geometria Estrela de Quatro Braços**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações  
Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.  
Orientador

Jens Bornemann, Dr.  
Coorientador

João Pessoa – PB, Agosto de 2018  
©Deisy Formiga Mamedes – deisymamedes@gmail.com

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP  
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *Campus* João Pessoa

M264a	<p>Mamedes, Deisy Formiga. Antena reconfigurável utilizando superfícies seletivas em frequência baseadas na geometria estrela de quatro braços / Deisy Formiga Mamedes. – 2018. 110 f. : il.</p> <p>Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.</p> <p>Orientador: Profº Alfredo Gomes Neto Coorientador : Profº Jens Bornemann</p> <p>1. Antenas. 2. Antenas reconfiguráveis. 3. Diodo Pin. 4. FSS - Frequency Selective Surface (Superfície Seletiva em Frequência) I. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU 621.396.67</p>
-------	--

Ivanise Andrade M. de Almeida  
Bibliotecária-Documentalista  
CRB-15/0096

# Antena Reconfigurável Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência Baseadas na Geometria Estrela de Quatro Braços

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Dissertação de Mestrado defendida e aprovada em 24/08/2018

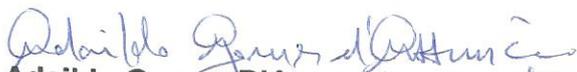
## BANCA EXAMINADORA



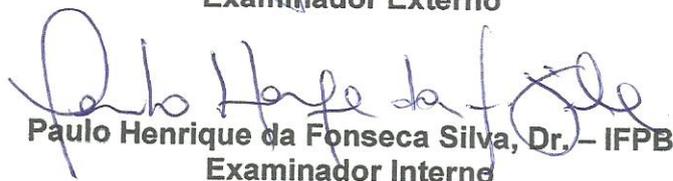
Alfrêdo Gomes Neto, Dr. – IFPB  
Orientador



Jens Bornemann, Dr. – University of Victoria  
Coorientador



Adaildo Gomes D'Assunção, Dr. – UFRN  
Examinador Externo



Paulo Henrique da Fonseca Silva, Dr. – IFPB  
Examinador Interno

## Agradecimentos

Quando fui aceita no programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, eu sabia que não seria fácil e que novos desafios seriam apresentados. Esta etapa na minha carreira proporcionou novas experiências profissionais e pessoais. Diante de tudo que aconteceu nesse período, eu não chegaria até aqui sem o suporte de algumas pessoas especiais. Eu gostaria de agradecer a:

Dr. Alfrêdo Gomes, por ser um grande orientador, sempre disposto a ajudar e responder minhas dúvidas, pelo apoio e auxílio incondicional que tem me dado ao longo dos anos, na vida profissional e pessoal. Por acreditar mais em mim do que eu mesma. Minha gratidão por você é infinita.

Dr. Jens Bornemann, pela coorientação nesta dissertação, por acreditar no meu trabalho e pelo conhecimento compartilhado, sempre disponível a ajudar. Sou muito grata pelas oportunidades de trabalhar ao seu lado nos meus estudos de graduação e mestrado.

Aos professores do programa de pós-graduação, tão importantes na minha formação, pela contribuição do meu intelecto, e em especial a Dr. Jefferson Silva, Dr. Joabson Nogueira e Dr. Paulo Henrique Silva, pelas orientações dadas nos trabalhos acadêmicos, como também na vida.

Dr. Adaildo D'Assunção, por se dispor a participar da banca examinadora deste trabalho, bem como pelo conselho em seguir meus sonhos nos estudos da pós-graduação.

A minha família, meus pais Piedade Formiga e Joatan Mamedes, pelo amor, dedicação, compreensão nos momentos que estive ausente para me dedicar à engenharia e esforços feitos. Aos meus avós e tia Corrinha (Maria do Socorro Rosa), pelo apoio, preocupação com meu futuro profissional e pessoal, além de estarem sempre comemorando comigo cada conquista. Vocês são a minha base e tudo que sou devo a vocês.

Aos meus amigos, em especial a Élyda Barros, Gabriela Luciani e Thayuan Rolim, por todo apoio que me deram, sempre me incentivando a mostrar o melhor de mim. Agradeço por todos os momentos que compartilhamos de alegrias e lágrimas, mas sempre juntos dando base de apoio ao outro. Vocês se tornaram uma família para mim.

Aos amigos do mestrado que compartilhamos momentos de estudos e diversão, tendo sempre um apoio mútuo que fez com que chegássemos aos nossos objetivos.

Aos amigos que fiz no período que vivi no Canadá, em especial a Babak Manouchehrinia, Emília Caliri, Lívia Martins e Sara Salem, por fazer me sentir em casa, mesmo estando imersa em um lugar com diferença cultural, pelas conversas e grandes aventuras. Obrigada por estarem ao meu lado, me encorajando e apoiando.

*Não se limite em um universo infinito.*

Deisy Mamedes

## Resumo

Recentemente, as tecnologias e serviços de comunicações têm tido uma crescente expansão requerendo um grande número de dispositivos sem fio. Dessa forma, a demanda por disponibilidade de bandas de frequência do espectro eletromagnético tem aumentado e também o cuidado para que os sinais não causem interferências entre si. Uma alternativa para minimizar estes problemas é o uso das antenas reconfiguráveis, capazes de direcionar suas ondas eletromagnéticas, evitando interferir em outros equipamentos. As antenas reconfiguráveis possuem graus de liberdade adicionais oferecidos com base nos estados reconfiguráveis. Pode-se imaginar cada estado como uma antena virtual diferente com diferentes características de padrão de radiação. As superfícies seletivas em frequência, FSS, podem ser aplicadas para o projeto de antenas reconfiguráveis tornando o diagrama de radiação controlável. Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma antena do tipo refletor de canto, com ângulos de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , reconfigurável por FSS considerando os estados *ON* e *OFF*. É abordado o dimensionamento da estrutura e reconfiguração da FSS pelo dispositivo ativo, diodo PIN. Para a caracterização numérica das estruturas são utilizados os aplicativos da ANSYS®, que fazem uso do método dos momentos e método dos elementos finitos. Estes resultados são comparados com os obtidos na caracterização experimental, sendo observada uma boa concordância entre os mesmos, confirmando a eficiência dos processos utilizados.

Palavras chave: FSS, antena reconfigurável, diodo PIN.

## Abstract

Recently, the technologies and communication services have been expanding, requiring a big number of wireless devices. Thus, the demand for availability of frequency bands of electromagnetic spectrum has increased and also the care that the signals do not cause interference with each other. An alternative to overcome these problems is to use reconfigurable antennas that are capable to direct their electromagnetic waves, avoiding the interference in other devices. The reconfigurable antennas have addition degrees of freedom offered by reconfigurable states. Each state works as a different virtual antenna with its own characteristic of radiation pattern. Frequency selective surface, FSS, can be applied in reconfigurable antennas design, becoming the radiation pattern controllable. This work proposes the developing of a corner reflector antenna with aperture angle of  $60^\circ$  and  $45^\circ$ , reconfigurable by frequency selective surfaces considering ON-OFF states. It is approached the FSS design and reconfiguration by active element, PIN diode. In the numerical characterization of the structures are used ANSYS<sup>®</sup> tools, analysed by method of moments and method of finite elements. These results are compared with the ones obtained in the experimental characterization, a good agreement between them is observed, confirming the techniques used.

Keywords: FSS, reconfigurable antenna, PIN diode.

## Lista de Ilustrações

Figura 1- 1 – Tecnologias com sistemas de múltiplas frequências .....	17
Figura 1- 2 – Exemplo de diagrama de radiação com lobos secundários .....	18
Figura 1- 3 – Torre com antenas de múltiplos serviços .....	18
Figura 1- 4 – FSS operando para produzir diferentes digramas de radiação [16]....	19
Figura 2- 1 – Diagrama de radiação de uma antena omnidirecional [17].....	22
Figura 2- 2 – Diagrama de radiação de uma antena direcional [17].....	23
Figura 2- 3 – Desafios de um sistema de comunicação sem fio [18] .....	24
Figura 2- 4 – Primeira definição de um sistema de antenas inteligentes [19] .....	25
Figura 2- 5 – Segunda definição de um sistema de antenas inteligentes [21] .....	26
Figura 3- 1 – Parâmetros que determinam a resposta em frequência da FSS .....	28
Figura 3- 2 – FSS com características de um filtro rejeita-faixa .....	29
Figura 3- 3 – FSS com características de um filtro passa-faixa .....	30
Figura 3- 4 – FSS com combinação de uma camada metalizada e uma dielétrica..	31
Figura 3- 5 – FSS com combinação de duas camadas metalizadas espessas e uma camada dielétrica .....	31
Figura 3- 6 – Elementos $N$ -polos conectados pelo centro [31].....	32
Figura 3- 7 – Elementos tipo espiras [31].....	32
Figura 3- 8 – Elementos de interior sólido [31].....	33
Figura 3- 9 – Elementos combinados [31].....	33
Figura 3- 10 – FSS com geometrias desenvolvidas pelo GTEMA [16], [37].....	34
Figura 3- 11 – Aplicação de FSS como anteparo em micro-ondas doméstico.....	34
Figura 3- 12 – Aplicação de FSS em radomes [41].....	35
Figura 3- 13 – Aplicação de FSS em antena refletora [38].....	35
Figura 3- 14 – Modelo de FSS reconfigurável com diodo PIN [40].....	36
Figura 3- 15 – Estrutura do diodo PIN.....	37
Figura 3- 16 – Ilustração do modelo do circuito equivalente .....	39
Figura 3- 17 – <i>Setup</i> de medição usando antenas cornetas .....	40
Figura 3- 18 – <i>Setup</i> de medição usando antenas cornetas com lentes [73].....	41
Figura 3- 19 – <i>Setup</i> de medição usando antenas cornetas com painel absorvedor41	
Figura 3- 20 – <i>Setup</i> de medição usando antenas cornetas em uma câmara anecóica [18].....	42
Figura 4- 1 – Configuração geométrica das antenas refletoras mais comuns [17]...	43
Figura 4- 2 – Esquema e parâmetros de um refletor de canto [17] .....	44
Figura 4- 3 – Esquema e parâmetros de um refletor de canto com malha de fios [17] .....	45
Figura 4- 4 – Refletores de canto e suas imagens com alimentação polarizada perpendicularmente [17].....	47
Figura 4- 5 – Diagrama de radiação normalizado de um refletor de canto de 90° [17] .....	48
Figura 5- 1 – Passos para obtenção da geometria estrela de quatro braços [55] ....	50

Figura 5- 2 – FSS ideais projetadas .....	51
Figura 5- 3 – FSS com diodo PIN.....	52
Figura 5- 4 – Esquema ilustrativo do circuito de alimentação para uma linha da FSS, $R = 150 \Omega$ , $V = 0,0 \text{ V}$ (desligado), $V = 4,0 \text{ V}$ (ligado).....	52
Figura 5- 5 – FSS com geometria estrela de quatro braços.....	53
Figura 5- 6 – FSS fabricada com diodos fixados.....	53
Figura 5- 7 – Parâmetro e diagrama de radiação do dipolo de meia onda.....	55
Figura 5- 8 – Dipolo fabricado .....	55
Figura 5- 9 – Suporte em acrílico para a antena do tipo refletor de canto.....	56
Figura 5- 10 – Peças com ângulos de $45^\circ$ e $60^\circ$ para encaixe do refletor .....	57
Figura 5- 11 – Detalhe do suporte lateral com encaixe do dipolo. ....	57
Figura 5- 12 – Suporte com o dipolo e as FSS como refletor.....	58
Figura 5- 13 – Suporte com o dipolo e as placas metálicas como refletor. ....	59
Figura 6- 1 – FSS, ideal e real, projetadas.....	61
Figura 6- 2 – <i>Setup</i> de medição para FSS ideal .....	62
Figura 6- 3 – <i>Setup</i> de medição para FSS com diodo PIN.....	62
Figura 6- 4 – Referência do nível zero para polarização $x$ e $y$ .....	63
Figura 6- 5 – Resposta em frequência, polarização $x$ , FSS em curto, <i>OFF</i> .....	63
Figura 6- 6 – Resposta em frequência, polarização $x$ , FSS em aberto, <i>ON</i> .....	64
Figura 6- 7 – Resposta em frequência, polarização $x$ , FSS com diodo PIN, <i>OFF</i> , $0,0 \text{ V}$ .....	64
Figura 6- 8 – Resposta em frequência, polarização $x$ , FSS com diodo PIN, transição, $0,7 \text{ V}$ .....	65
Figura 6- 9 – Resposta em frequência, polarização $x$ , FSS com diodo PIN, <i>ON</i> , $4,0 \text{ V}$ .....	65
Figura 6- 10 – Respostas em frequência, polarização $x$ , <i>ON</i> -transição- <i>OFF</i> .....	66
Figura 6- 11 – Resposta em frequência, polarização $y$ , FSS em aberto, <i>OFF</i> .....	67
Figura 6- 12 – Resposta em frequência, polarização $y$ , FSS em curto, <i>ON</i> .....	67
Figura 6- 13 – Resposta em frequência, polarização $y$ , FSS com diodo PIN, <i>OFF</i> , $0,0 \text{ V}$ .....	68
Figura 6- 14 – Resposta em frequência, polarização $y$ , FSS com diodo PIN, transição, $0,7 \text{ V}$ .....	69
Figura 6- 15 – Resposta em frequência, polarização $y$ , FSS com diodo PIN, <i>ON</i> , $4,0 \text{ V}$ .....	69
Figura 6- 16 – Respostas em frequência, polarização $y$ , <i>ON</i> -transição- <i>OFF</i> .....	70
Figura 6- 17 – Medição do dipolo de $4 \text{ GHz}$ .....	71
Figura 6- 18 – Resposta em frequência do dipolo projetado.....	72
Figura 6- 19 – Diagrama de radiação do dipolo de $4 \text{ GHz}$ simulado.....	73
Figura 6- 20 – Diagrama de radiação do dipolo com valores não normalizados e região uniforme .....	74
Figura 6- 21 – Diagrama de radiação do dipolo com valores não normalizados x dipolo virtual.....	74
Figura 6- 22 – Comparativo do diagrama de radiação do dipolo, medido x simulado .....	75

Figura 6- 23 – Comparativo dos parâmetros S do dipolo e da FSS .....	76
Figura 6- 24 – Representação da configuração do refletor com placas metálicas com (a) $\alpha = 60^\circ$ e (b) $\alpha = 45^\circ$ .....	77
Figura 6- 25 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com placas metálicas para (a) $\alpha = 60^\circ$ e (b) $\alpha = 45^\circ$ .....	77
Figura 6- 26 – Comparativo do diagrama de radiação simulado do dipolo e a antena com refletor .....	78
Figura 6- 27 – <i>Setup</i> de medição para a antena com refletor de placas metálicas..	79
Figura 6- 28 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo e a antena com refletor .....	80
Figura 6- 29 – Representação da configuração do refletor com FSS com (a) $\alpha = 60^\circ$ e (b) $\alpha = 45^\circ$ .....	81
Figura 6- 30 – <i>Setup</i> de medição para a antena com refletor com FSS.....	82
Figura 6- 31 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com FSS, $\alpha = 60^\circ$ , para os estados (a) <i>OFF</i> e (b) <i>ON</i> .....	83
Figura 6- 32 – Comparativo do diagrama de radiação simulado da antena com FSS como refletor, $\alpha = 60^\circ$ , nos estados <i>ON-OFF</i> .....	83
Figura 6- 33 – Comparativo do diagrama de radiação medido da antena com FSS como refletor, $\alpha = 60^\circ$ , nos estados <i>ON-OFF</i> .....	84
Figura 6- 34 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com FSS, $\alpha = 45^\circ$ , para os estados (a) <i>OFF</i> e (b) <i>ON</i> .....	85
Figura 6- 35 – Comparativo do diagrama de radiação simulado da antena com FSS como refletor, $\alpha = 45^\circ$ , nos estados <i>ON-OFF</i> .....	86
Figura 6- 36 – Comparativo do diagrama de radiação medido da antena com FSS como refletor, $\alpha = 45^\circ$ , nos estados <i>ON-OFF</i> .....	87
Figura 6- 37 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor, $\alpha = 60^\circ$ , com placas metálicas e FSS nos estados <i>ON-OFF</i> .....	88
Figura 6- 38 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor, $\alpha = 45^\circ$ , com placas metálicas e FSS nos estados <i>ON-OFF</i> .....	89
Figura A- 1 – Padrões passivos de calibração SOLT utilizados.....	105
Figura A- 2 – Processo de calibração SOLT [90] .....	106
Figura B- 1 – <i>Setup</i> de medição da câmara anecoica para a antena com FSS como refletor.....	108
Figura B- 2 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor, $\alpha = 60^\circ$ , por FSS nos estados <i>ON-OFF</i> .....	109
Figura B- 3 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor, $\alpha = 45^\circ$ , por FSS nos estados <i>ON-OFF</i> .....	110

## Lista de Tabelas

Tabela 5- 1 – Resultados sumarizados na polarização $x$ .....	66
Tabela 5- 2 – Resultados sumarizados na polarização $y$ .....	70
Tabela 6- 1 – Coeficiente de transmissão em $\theta = 0^\circ$ para refletor com $\alpha = 60^\circ$ .....	89
Tabela 6- 2 – Coeficiente de transmissão em $\theta = 0^\circ$ para refletor com $\alpha = 45^\circ$ .....	90

## Lista de Siglas

ANSYS	<i>Analysis Systems</i>
DC	<i>Direct current</i> (Corrente contínua)
F/B	<i>Front-Back ratio</i> (Relação frente-costa)
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i> (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
MEMS	<i>Micro Electro Mechanical Systems</i>
FNBW	<i>First Null Beamwidth</i> (Largura de feixe entre os primeiros nulos)
FR-4	Substrato de fibra de vidro e resina de epóxi
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva em Frequência)
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
HPBW	<i>Half-power Beamwidth</i> (Largura de feixe de meia potência)
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
LC	Indutivo – Capacitivo
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
PIN	Regiões tipos <i>P</i> – Intrínseca – <i>N</i>
RF	Radiofrequência
SINR	<i>Signal to Interference and Noise Ratio</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
$ S_{11} $	Parâmetro S, correspondente ao coeficiente de reflexão
$ S_{21} $	Parâmetro S, correspondente ao coeficiente de transmissão
UVic	<i>University of Victoria</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i> (Analisador de Rede Vetorial)
WCIP	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i> (Método Iterativo das Ondas)
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional

## Sumário

1. Introdução .....	17
2. Antenas Inteligentes.....	21
2.1 Classificação das Antenas.....	21
<b>2.1.1 Antena Isotrópica</b> .....	21
<b>2.1.2 Antena Omnidirecional</b> .....	21
<b>2.1.3 Antena Direcional</b> .....	22
<b>2.2 Necessidade de Antenas Inteligentes em Sistemas de Comunicação Sem Fio</b> .....	23
2.3 Definições de um Sistema de Antena Inteligente .....	24
2.3.1 Primeira Definição .....	24
2.3.2 Segunda Definição.....	25
2.3.3 Terceira Definição .....	27
3. Superfícies Seletivas em Frequência .....	28
<b>3.1 Classificação das FSS</b> .....	29
<b>3.1.1 Preenchimento da Célula Básica</b> .....	29
<b>3.1.2 Espessura do Anteparo</b> .....	30
<b>3.1.3 Geometria do Elemento Básico</b> .....	32
<b>3.2 Aplicações</b> .....	34
<b>3.3 FSS Reconfiguráveis</b> .....	36
<b>3.3.1 Diodo PIN</b> .....	37
<b>3.4 Técnicas de Análises</b> .....	38
<b>3.4.1 Caracterização Numérica</b> .....	38
<b>3.4.2 Caracterização Experimental</b> .....	40
4. Antenas Refletores.....	43
<b>4.1 Refletor de Canto</b> .....	44
<b>4.1.1 Refletor de Canto de 90°</b> .....	47
<b>4.1.2 Refletor de Canto de 60° e 45°</b> .....	49
5. Descrição do Projeto .....	50
5.1 Projeto da FSS .....	50
<b>5.2 Projeto do elemento ativo – dipolo</b> .....	54
5.3 Projeto da Antena do Tipo Refletor de Canto .....	56
6. Resultados .....	60

<b>6.1 Caracterização da FSS</b> .....	60
<b>6.1.1 Polarização <math>x</math></b> .....	63
<b>6.1.2 Polarização <math>y</math></b> .....	67
<b>6.2 Caracterização do Elemento Ativo</b> .....	71
6.3 Caracterização da Antena do tipo Refletor de Canto com placas metálicas ..	76
6.4 Caracterização da Antena com Refletor Reconfigurável por FSS .....	80
6.5 Comparativo das Caracterizações Experimentais das Antenas .....	87
7. Conclusão .....	91
7.1 Considerações finais .....	91
7.2 Trabalhos Futuros.....	93
7.3 Trabalhos Publicados .....	93
REFERÊNCIAS.....	95
Apêndice A – Processo de Calibração .....	104
Apêndice B – Resultados UVic/Victoria.....	107

# Capítulo 1

## 1. Introdução

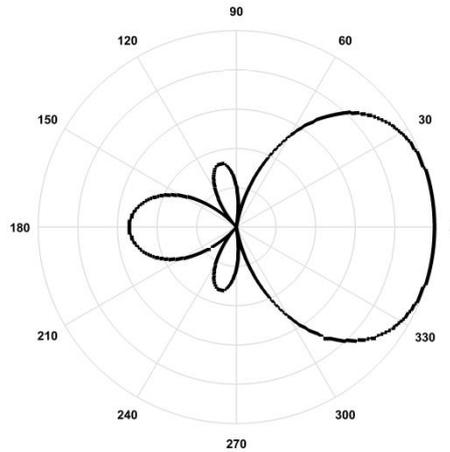
---

Nos últimos anos, os sistemas de comunicações sem fio têm apresentado uma evolução contínua em função da demanda por maior disponibilidade de bandas de frequência do espectro eletromagnético, que está cada vez mais disputado [1]–[6]. Atualmente, há um intenso tráfego de informações de vários tipos de aplicações fixas e móveis para comunicações sem fio, entre pessoas e máquinas, Figura 1-1. Além da comunicação com o usuário final, é preciso prover enlaces de alta capacidade que possam conectar diferentes pontos das redes de telecomunicações.



**Figura 1- 1 – Tecnologias com sistemas de múltiplas frequências**

É comum em sistema de telecomunicações que as antenas emitam radiações eletromagnéticas para regiões indesejadas através dos lobos secundários, Figura 1-2. Estes sinais indesejados muitas vezes acabam interferindo e degradando o sinal de outras tecnologias, tornando aquele ambiente ruidoso. Conseqüentemente, limitar as interferências entre os diferentes sistemas, assim como maximizar a utilização das antenas, torna-se cada vez mais importante e um desafio para os engenheiros de telecomunicações devido às limitações da disponibilidade de torres e outros espaços para instalação de antenas com seus próprios requisitos de frequência e potência, compartilhando espaços restritos, Figura 1-3.



**Figura 1- 2 – Exemplo de diagrama de radiação com lobos secundários**



**Figura 1- 3 – Torre com antenas de múltiplos serviços**

Diante dessa demanda, diversos pesquisadores têm sido motivados a desenvolver antenas adequadas para superar as limitações do sistema, como é o caso das antenas reconfiguráveis, que podem melhorar a capacidade de transmissão dos sistemas direcionando o seu sinal, favorecendo uma melhor utilização do espectro eletromagnético, evitando que o sinal eletromagnético seja radiado em direções indesejadas [7]–[9].

Uma opção que vem sendo usada para minimizar o efeito de sinais indesejados, ou orientar sinais em uma direção preferencial, é a utilização de superfícies seletivas em frequência, FSS, em antenas reconfiguráveis [10]–[12]. As FSS podem ser reconfiguradas eletronicamente, permitindo alterar uma ou mais das características de operação da antena (frequência de ressonância, diagrama de radiação, largura de banda e polarização), tornando os sistemas de telecomunicações mais eficazes, tanto do ponto de vista energético, como em termos de qualidade da comunicação [13], [14].

Para alterar os estados de transmissão e de reflexão das FSS, podem ser utilizados dispositivos ativos, tais como os diodos PIN, *varactors* e chaves MEMS, com os quais é possível modificar a sua resposta em frequência, modificando a geometria equivalente [15], e conseqüentemente o diagrama de radiação da antena. A Figura 1-4 ilustra uma antena reconfigurável radiando três frequências distintas utilizando FSS para a orientação do diagrama de radiação. Neste caso, as frequências  $f_1$  e  $f_3$  estão na região de ressonância de umas das FSS, fazendo com que seja refletida em uma FSS e atravessando a outra. Já a frequência  $f_2$  está na região de ressonância de ambas as FSS, fazendo com que o diagrama seja orientado na direção paralela às FSS.

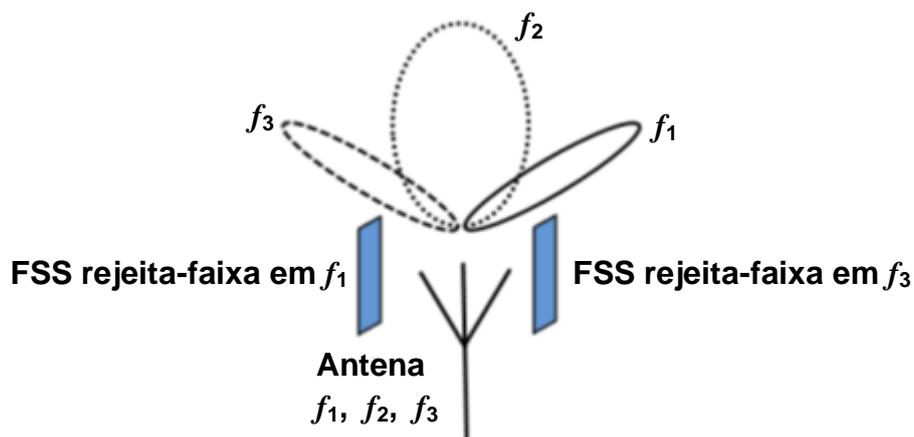


Figura 1- 4 – FSS operando para produzir diferentes digramas de radiação [16]

Nesta dissertação é proposto o desenvolvimento de uma antena reconfigurável utilizando FSS baseadas na geometria estrela de quatro braços. Um estudo inicial da reconfiguração das FSS foi realizado, utilizando diodo PIN como elemento de comutação. Para este trabalho a reconfiguração da antena foi baseada

apenas na utilização das FSS com diodo PIN. As análises numéricas são realizadas através dos *softwares* ANSYS® Designer e HFSS, que se baseiam no Método dos Momentos e Método dos Elementos Finitos, respectivamente. Como forma de validar os resultados obtidos numericamente, são apresentados os resultados da caracterização experimental, realizada nos laboratórios do GTEMA-IFPB, Brasil, e University of Victoria, Canadá.

Este trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos sobre antena inteligente, descrevendo suas características e classificação conforme sua operação no sistema.

No Capítulo 3 são apresentados os conceitos básicos sobre FSS, seu comportamento e classificação quanto ao preenchimento da célula unitária, à geometria e à espessura da camada de metalização, além das principais técnicas de análise, aplicações e técnicas de reconfiguração.

O Capítulo 4 apresenta o funcionamento e modelagem da antena do tipo refletor de canto, relacionando o diagrama de radiação da mesma quanto ao ângulo de abertura do refletor.

No Capítulo 5 é apresentada a descrição do projeto desta dissertação, obtenção da geometria das FSS, o elemento ativo e a técnica para obtenção da antena do tipo refletor de canto.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados das caracterizações numéricas e experimentais das FSS, dipolo e antena com refletor tanto metálico quanto usando as FSS.

As considerações finais estão presentes no capítulo 7, onde são feitos comentários a cerca dos resultados obtidos e sugestões para trabalhos futuros.

## Capítulo 2

### 2. Antenas Inteligentes

---

#### 2.1 Classificação das Antenas

Em geral, as antenas podem ser classificadas como isotrópicas, omnidirecionais e direcionais de acordo com suas características de radiação. Esta classificação será apresentada nesta Seção.

##### 2.1.1 Antena Isotrópica

Uma antena isotrópica é aquela que radia sua energia igualmente em todas as direções [17]. Apesar de que tais antenas não sejam implementadas fisicamente, elas são utilizadas como referências para comparar suas características de radiação com as de antenas reais.

##### 2.1.2 Antena Omnidirecional

As antenas omnidirecionais são bastante utilizadas nos sistemas de comunicações, principalmente o dipolo que possui um diagrama de radiação isotrópico no plano do azimute (plano  $xy$ ) e direcional no plano ortogonal (plano  $xz$ ), Figura 2-1. Este tipo de antena é adequado para ambientes que se deseja radiar em todas as direções, onde não é necessário saber as direções dos usuários [17]. Entretanto, esta abordagem faz com que o sinal atinja os usuários desejados com apenas uma pequena parcela da energia total entregue ao ambiente. Com isso, muitas vezes, nas antenas omnidirecionais existe um desperdício de energia, uma vez que a maior parte da potência do sinal transmitido radia em diferentes direções com relação ao usuário. Além disso, em uma configuração de vários usuários, o sinal pode torna-se uma interferência, influenciando na eficiência espectral.

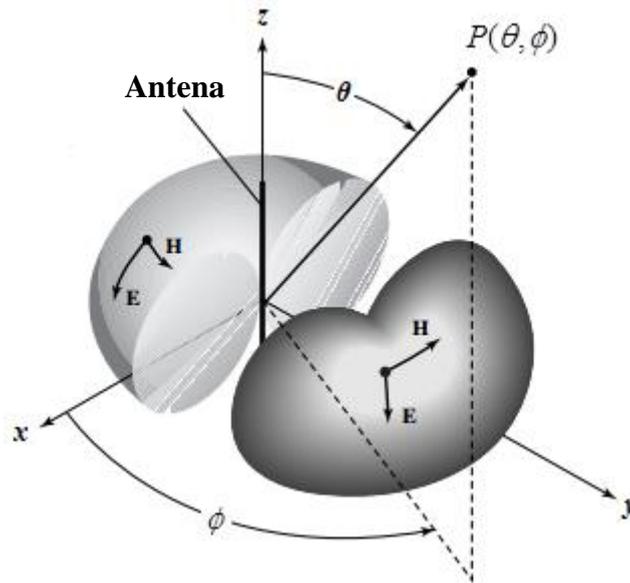


Figura 2- 1 – Diagrama de radiação de uma antena omnidirecional [17]

### 2.1.3 Antena Direcional

Uma antena direcional concentra sua energia em uma determinada direção preferencial para transmissão e recepção. Esta direção em que a intensidade de radiação/ganho é máxima, é referida como a direção de radiação. As antenas direcionais possuem um ganho maior quando comparadas com as antenas isotrópicas e/ou omnidirecionais. A Figura 2-2 mostra o diagrama de radiação de uma antena direcional no qual a direção de radiação está no ângulo de  $\theta = 0^\circ$ , que consiste em um lobo principal e nas outras direções contém os chamados lobos secundários que radiam a energia numa quantidade menor. Entre estes lobos estão os pontos nulos, onde a intensidade de radiação é praticamente zero.

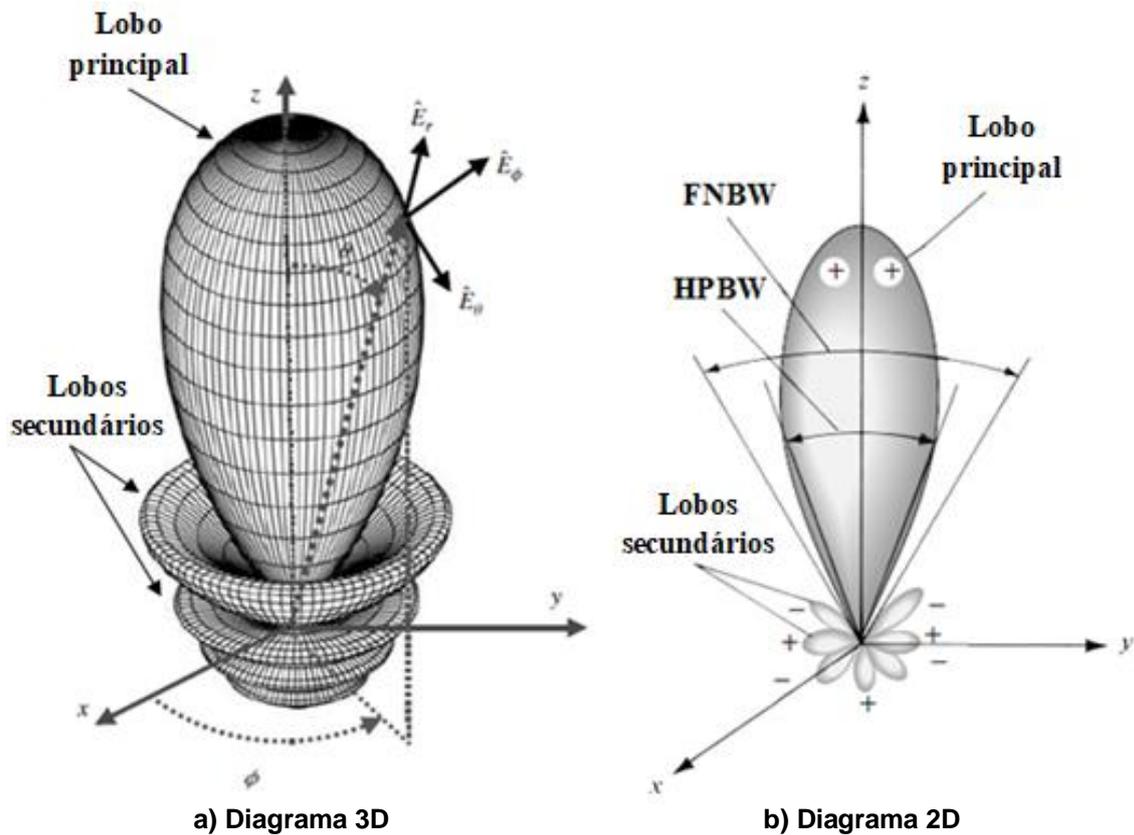


Figura 2- 2 – Diagrama de radiação de uma antena direcional [17]

## 2.2 Necessidade de Antenas Inteligentes em Sistemas de Comunicação Sem Fio

Sistemas de comunicação sem fio apresentam alguns desafios a serem superados, tais como:

- O espectro eletromagnético limitado, resultando em um limite da capacidade;
- O ambiente de radiopropagação e a mobilidade dos usuários dão origem ao desvanecimento do sinal e espalhamento no tempo, espaço e frequência;
- A privacidade da informação;
- A interferência devido a reutilização de frequências.

Com o rápido crescimento do uso de comunicações sem fio têm surgido novas tecnologias para minimizar essas dificuldades, como é o caso do uso de

esquemas de acesso múltiplo, codificação de canal e equalização, e utilização de antena inteligente. As antenas inteligentes aparecem com a perspectiva de minimizar tais problemas, uma vez que a forma como a energia de radiofrequência é distribuída e recebida a partir do espaço tem influência sobre o uso eficiente do espectro, o custo do estabelecimento de novas redes de comunicação e a qualidade do serviço prestado por essas redes. A Figura 2-3 apresenta as dificuldades dos sistemas de comunicação sem fio que as antenas inteligentes são desafiadas a combater.

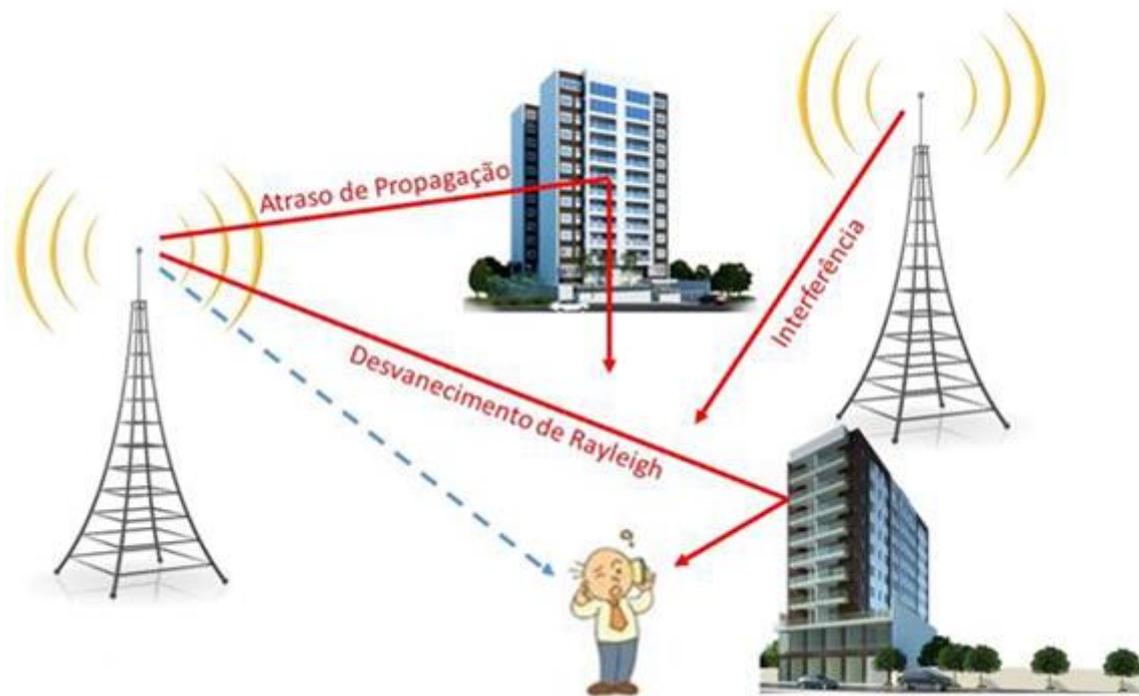


Figura 2- 3 – Desafios de um sistema de comunicação sem fio [18]

## 2.3 Definições de um Sistema de Antena Inteligente

Nesta seção serão apresentadas as três definições mais presentes na literatura para os sistemas de antenas inteligentes. A diferença entre elas é a forma como cada tipo de sistema de antena inteligente é categorizado.

### 2.3.1 Primeira Definição

O sistema de antenas inteligentes consiste em um conjunto de antenas com processamento digital de sinais com capacidade de adaptar seu feixe à medida que o sinal muda de ambiente, concentrando a radiação para o usuário desejado e

rejeitando interferências de outras direções. A antena inteligente radia energia apenas na direção desejada do usuário, com aumento de ganho, o que leva a aumentar o alcance e a cobertura do sistema sem fio. Existem duas configurações de antena inteligente: arranjo de fase e arranjo adaptativo [19], Figura 2-4.

**Arranjo de Fase:** consiste em um número de feixes fixos com um feixe orientado para a direção do sinal desejado, ou um único feixe que pode ser direcionado para o sinal desejado apenas com o ajuste da fase.

**Arranjo Adaptativo:** é um arranjo de múltiplas antenas onde os sinais recebidos são ponderados e combinados de maneira a maximizar a recepção do sinal desejado e a relação sinal/(interferência + ruído) (SINR). Isso implica que o lobo principal é colocado na direção do sinal desejado, enquanto que os pontos nulos estão na direção das interferências.

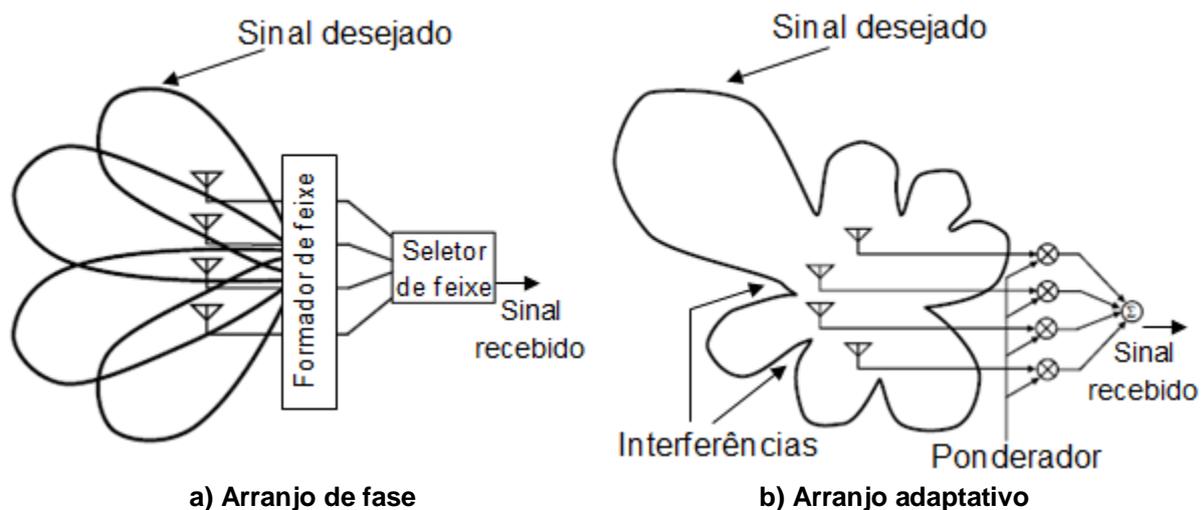


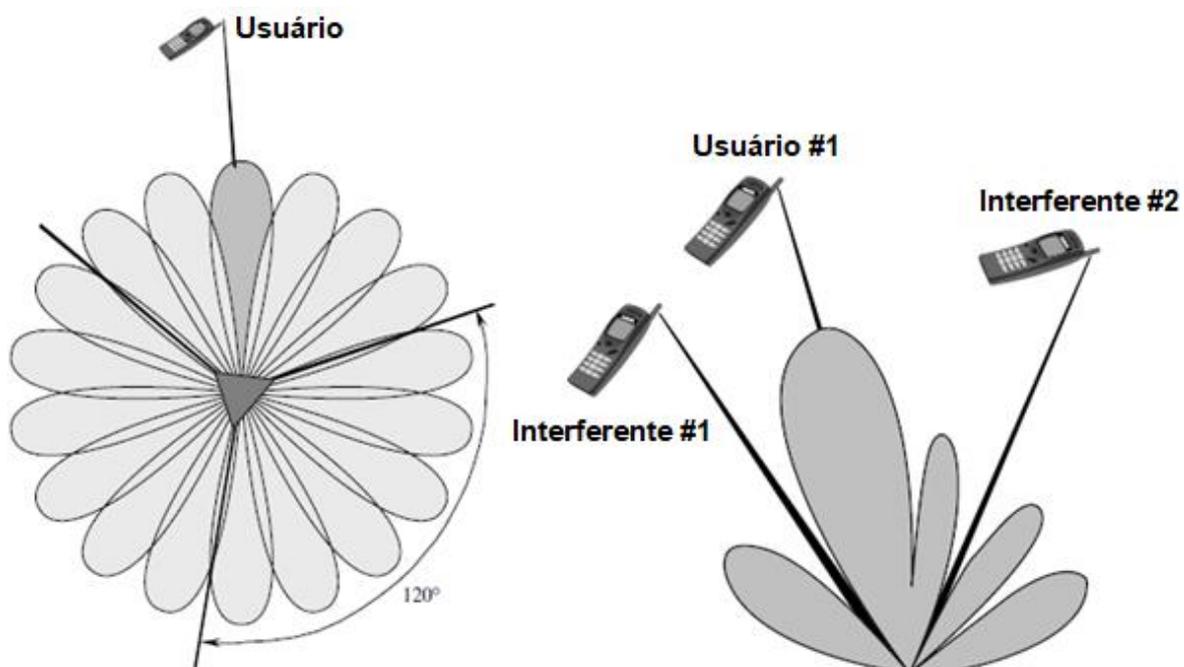
Figura 2- 4 – Primeira definição de um sistema de antenas inteligentes [19]

### 2.3.2 Segunda Definição

Um sistema de antena inteligente que combina múltiplas antenas com um processamento de sinal capaz de otimizar automaticamente o seu diagrama de radiação e/ou recepção em resposta ao sinal percebido no ambiente. Os sistemas de antenas inteligentes são normalmente categorizados como feixes comutáveis ou sistemas de arranjos adaptativos.

**Sistema de feixes comutáveis:** é um sistema que pode escolher entre um de vários feixes pré-definidos para melhorar o sinal recebido, Figura 2-5-(a). À medida que a unidade móvel se move ao longo da célula, o sistema de feixes comutáveis detecta a intensidade do sinal, escolhe o feixe pré-definido apropriado e comuta continuamente os feixes conforme necessário. O objetivo geral do sistema de feixes comutáveis é aumentar o ganho de acordo com a localização do usuário. Ao invés de moldar o diagrama da antena com as propriedades físicas e metálicas de um único elemento, o sistema de feixes comutáveis combina a recepção de múltiplas antenas de tal forma que é possível obter feixes setorizados melhores, com melhor seletividade espacial, do que se obteria ao utilizar antenas convencionais.

**Sistemas de antenas adaptativas:** fornecem mais graus de liberdade, uma vez que eles têm a capacidade de adaptar dinamicamente o diagrama de radiação ao ambiente do sinal do usuário [20]. Este tipo de sistema pode direcionar o feixe principal para o sinal do usuário, enquanto suprime os sinais interferentes, colocando nulos nessa direção, Figura 2-5-(b).



a) Sistema de feixe comutável

b) Sistema de antena adaptativa

Figura 2- 5 – Segunda definição de um sistema de antenas inteligentes [21]

### 2.3.3 Terceira Definição

Antenas inteligentes são arranjos de antenas que mudam seu diagrama de radiação dinamicamente para se ajustar ao ruído, interferência e o canal, e assim minimizar as degradações do sinal de interesse [22].

A diferença entre a antena inteligente e as demais é a capacidade de adaptar o seu diagrama de radiação. A capacidade da antena inteligente em receber e transmitir sinais de forma adaptativa, e espacialmente sensível, está no processamento digital do sinal presente. A antena é composta pelos arranjos de antenas e pelos algoritmos utilizados para fazer a antena efetivamente inteligente. Isto mostra que antenas inteligentes são mais do que apenas antenas, são um conceito completo de transceptor [23].

Apesar de terem sido apresentadas três definições de antenas inteligentes, apresenta-se aqui uma quarta definição, onde é mais utilizado o termo reconfigurável do que inteligente. Nas antenas reconfiguráveis as características da antena (resposta em frequência, diagrama de radiação, etc.) podem ser modificadas, de maneira semelhante à antena adaptativa, como na segunda definição, porém com um número limitado de estados possíveis. Portanto, neste trabalho foi proposto o desenvolvimento de uma antena reconfigurável, ou seja, que pode mudar as suas características de operação (diagrama de radiação, frequência de operação, polarização, etc.), sendo bastante atrativa, devido aos graus de liberdade adicionados pelos estados de comutação, fazendo com que cada estado seja como uma antena virtual diferente. A mudança das características da antena proposta é obtida utilizando FSS reconfiguráveis, cuja resposta em frequência é modificada com o chaveamento de diodos PIN.

## Capítulo 3

### 3. Superfícies Seletivas em Frequência

As superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surface – FSS*) são estruturas geralmente planares compostas por arranjos periódicos de elementos impressos sobre um substrato dielétrico com altura  $h$  e constante dielétrica  $\epsilon_r$ . A estrutura periódica que compõem a FSS é chamada de célula básica e esta contém elementos com diversas formas geométricas. As FSS se comportam como um filtro espacial, com uma resposta em frequência que tanto pode ser do tipo rejeita faixa, para as geometrias tipo *patch* condutor, quando são formados pela camada de metalização, ou passa faixa, para as geometrias tipo abertura, quando é feita uma fenda na camada de metalização com o formato da geometria [24]–[26]. O comportamento das FSS é determinado por parâmetros como espessura e permissividade do substrato dielétrico, dimensões da estrutura  $W_x$  e  $W_y$ , geometria a ser utilizada e periodicidade, além da estabilidade angular através da polarização da onda incidente [27], como exemplificado na Figura 3-1.

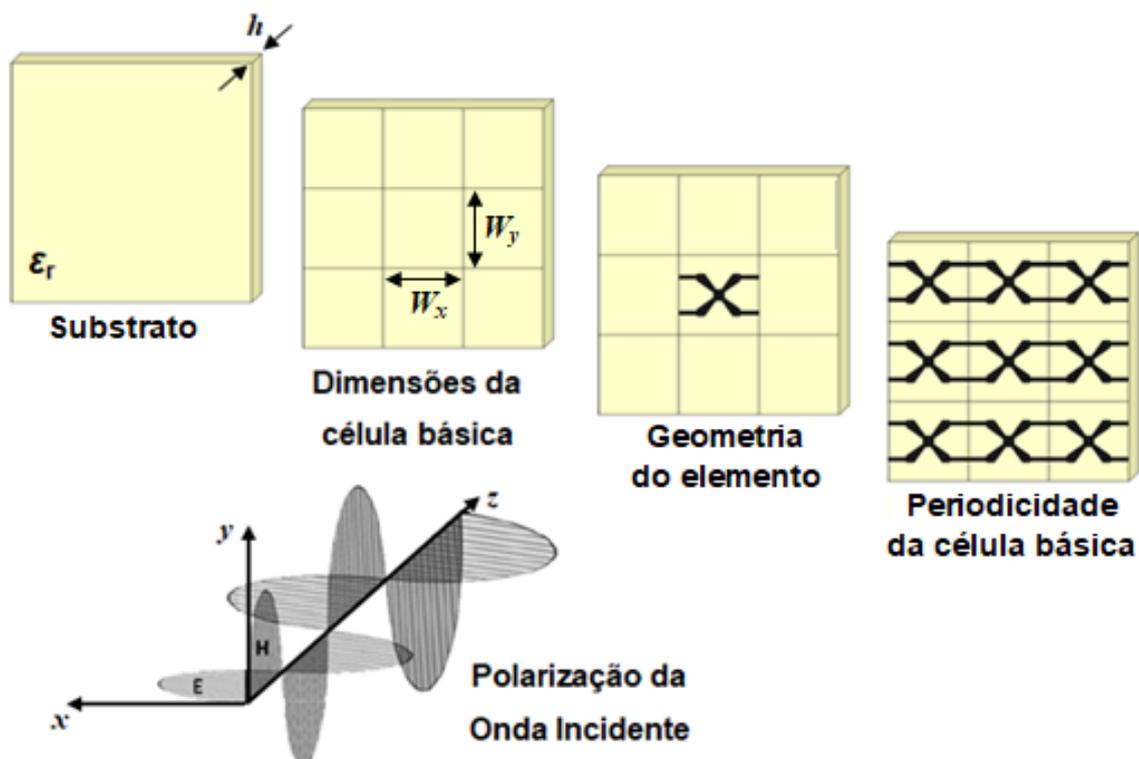


Figura 3- 1 – Parâmetros que determinam a resposta em frequência da FSS

### 3.1 Classificação das FSS

O comportamento do campo eletromagnético ao incidir sobre uma FSS está diretamente relacionado com as características do elemento básico da estrutura. Dessa forma, o projetista de FSS deve levar alguns parâmetros em consideração. Tais parâmetros serão apresentados nesta Seção.

#### 3.1.1 Preenchimento da Célula Básica

A FSS pode ser caracterizada em função da forma como o elemento básico do arranjo periódico é preenchido, podendo este ser do tipo condutor ou do tipo abertura.

Em FSS do tipo condutor, *patch*, Figura 3-2-(a), a estrutura se comporta como um circuito LC em série, Figura 3-2-(b), com características de um filtro rejeita-faixa, Figura 3-2-(c). Sendo assim, considerando uma incidência, à medida que os elementos vão entrando em ressonância, ocorre a radiação de potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comportará idealmente como um condutor, refletindo a onda incidente, [28], [29].

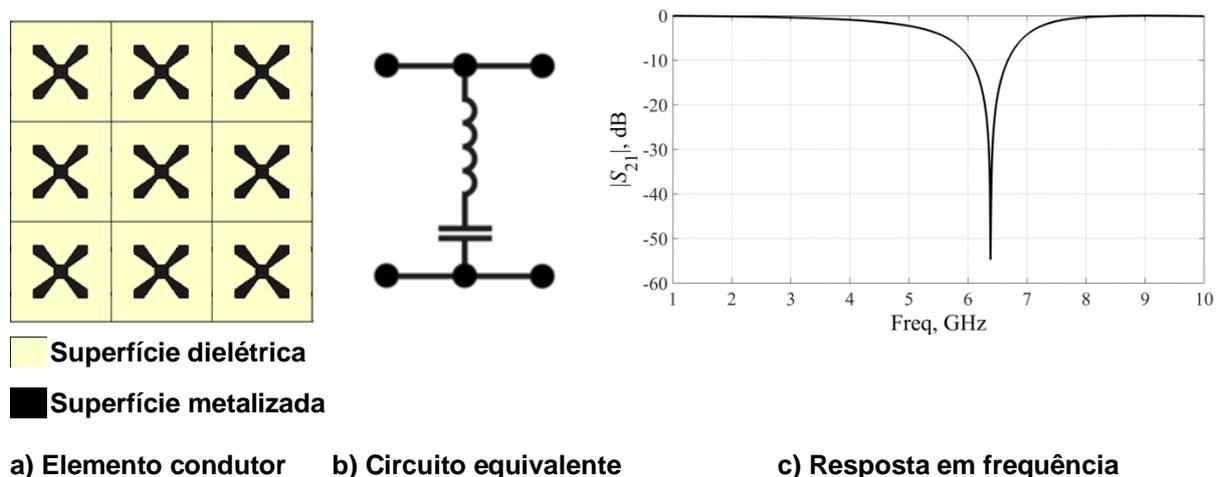


Figura 3- 2 – FSS com características de um filtro rejeita-faixa

Em estruturas do tipo abertura, *slot*, Figura 3-3-(a), a FSS tem um comportamento semelhante a um circuito LC em paralelo, Figura 3-3-(b), com características passa-faixa, Figura 3-3-(c). Quando a estrutura é submetida a uma onda incidente perpendicular à sua superfície, à medida que os elementos vão entrando em ressonância a estrutura vai se tornando transparente para a onda incidente, até que idealmente na frequência de ressonância, ocorra a transmissão da onda.

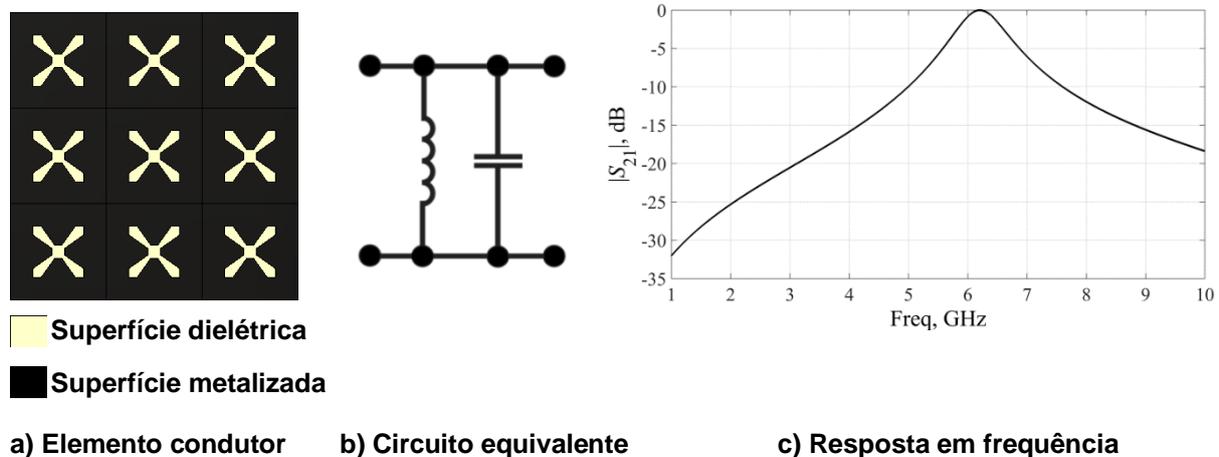


Figura 3- 3 – FSS com características de um filtro passa-faixa

### 3.1.2 Espessura do Anteparo

Uma FSS pode ser definida como sendo um anteparo resultado da combinação do material metalizado e do dielétrico, Figura 3-4. Com isso, as FSS podem ser classificadas de acordo com a espessura de sua camada metalizada  $t$ , que pode ser com um anteparo fino ou anteparo espesso. As FSS do tipo anteparo fino são aquelas que possuem uma camada de metalização de espessura menor que  $0,001\lambda_0$ , em que  $\lambda_0$  é o comprimento de onda para a frequência de ressonância da FSS. As FSS do tipo anteparo fino são leves, com pequeno volume e podem ser fabricadas com um baixo custo através das tecnologias convencionais de circuito impresso [30]–[32].

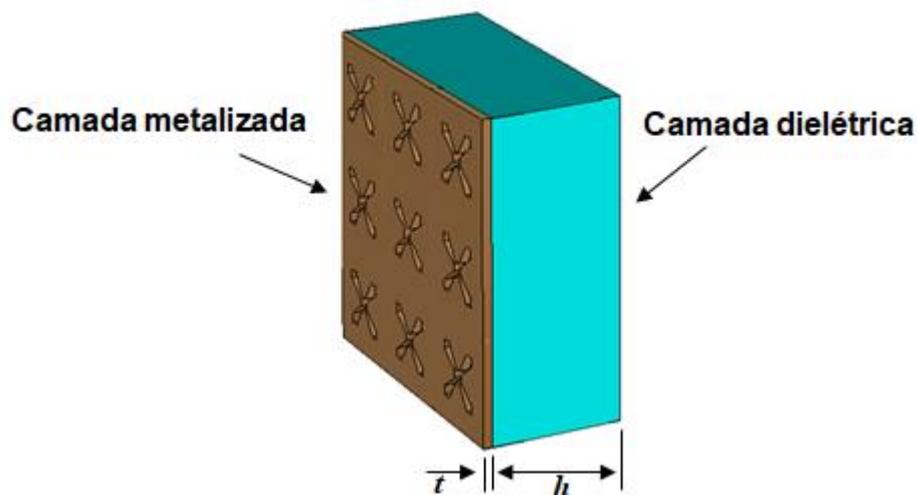


Figura 3- 4 – FSS com combinação de uma camada metálica e uma dielétrica

As FSS de anteparo espesso possuem uma camada metálica mais espessa, apresentam um maior volume e peso, requerendo na sua fabricação uma maior precisão, o que torna o processo mais caro. Entre as vantagens das FSS de anteparo espesso, ou de FSS empilhadas com duas ou mais camadas, estão a transição mais rápida da banda passante para a banda de rejeição, *roll-off*, e a banda passante mais plana [33], [34], Figura 3-5.

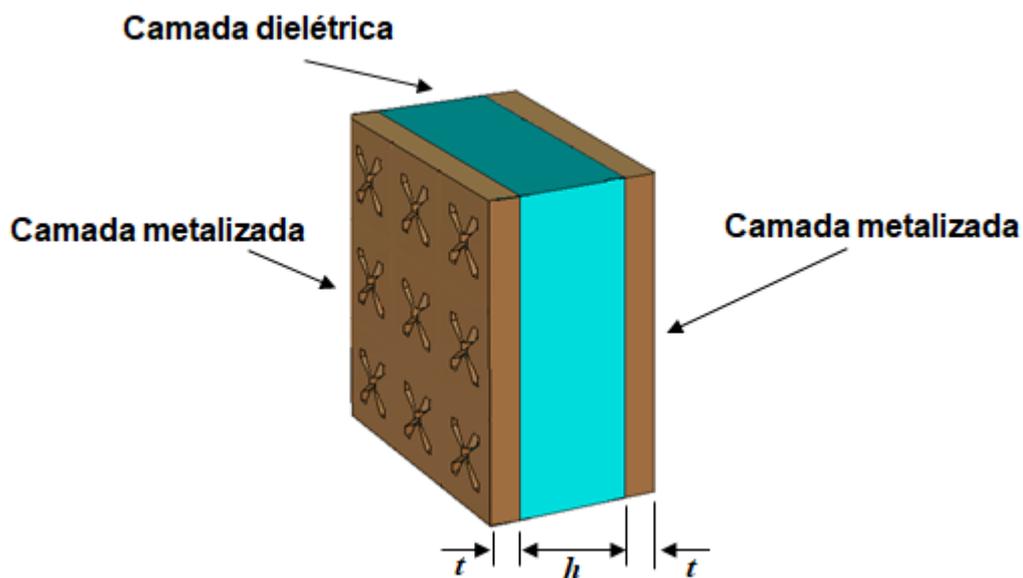


Figura 3- 5 – FSS com combinação de duas camadas metálicas espessas e uma camada dielétrica

### 3.1.3 Geometria do Elemento Básico

A resposta em frequência de uma FSS está relacionada com o formato do elemento básico utilizado [28], [29]. Na literatura é possível encontrar uma variedade de estudos com diversas geometrias de elementos básicos. Essa diversidade de geometrias resultou em uma classificação em quatro grupos, incluindo elementos tradicionais, bem como na combinação destes [30], [31].

**Grupo I:** Formado pelos elementos com  $N$ -polos conectados pelo centro. As formas mais conhecidas são o dipolo fino, dipolo cruzado, tripolo, cruz de Jerusalém, dentre outros, como pode ser observado na Figura 3-6.

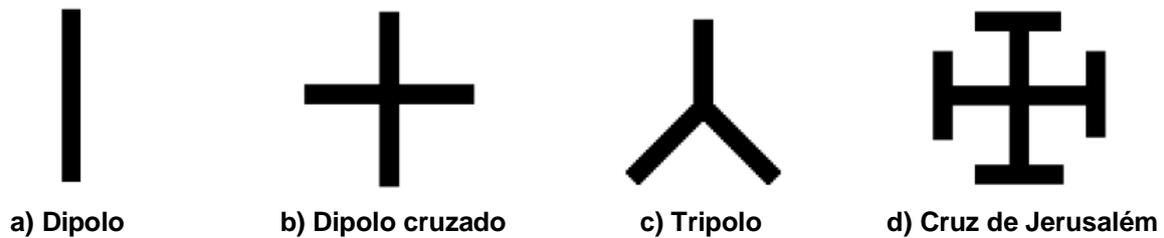


Figura 3- 6 – Elementos  $N$ -polos conectados pelo centro [31]

**Grupo II:** Corresponde aos elementos do tipo espira. Os tipos mais conhecidos são a espira quadrada, espira quadrada dupla, espiras quadradas com grade, anéis circulares concêntricos, entre outros, Figura 3-7.

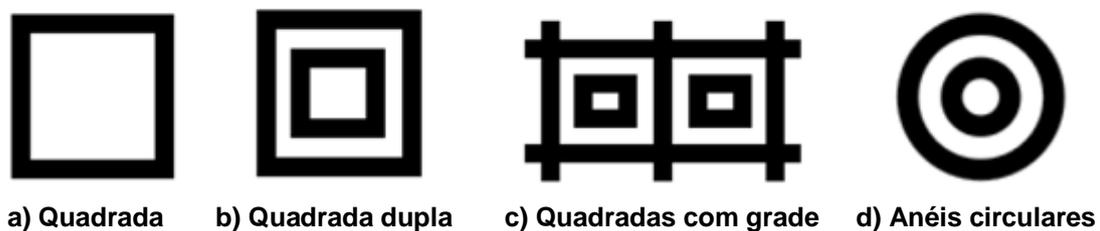


Figura 3- 7 – Elementos tipo espiras [31]

**Grupo III:** Formado pelos elementos de interior sólido, os quais podem assumir várias formas geométricas como os *patches* quadrados, retangulares, hexagonais e circulares, Figura 3-8.

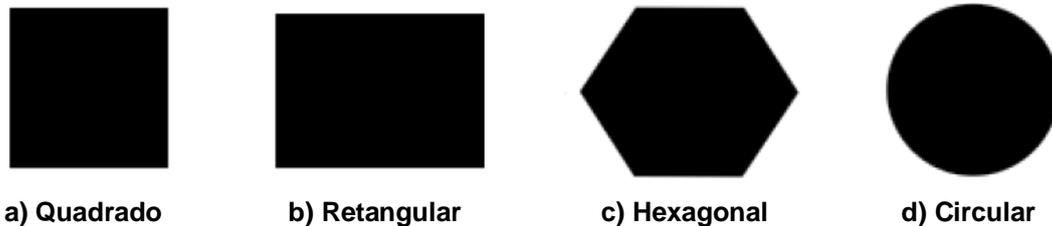


Figura 3- 8 – Elementos de interior sólido [31]

**Grupo IV:** Composto por elementos originados pela combinação dos três grupos anteriores. A Figura 3-9 exemplifica algumas destas combinações.

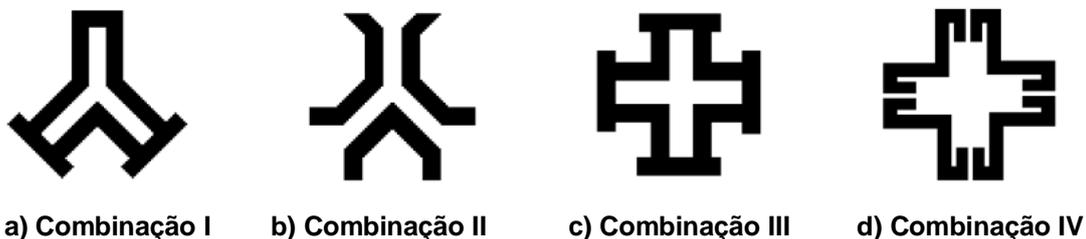
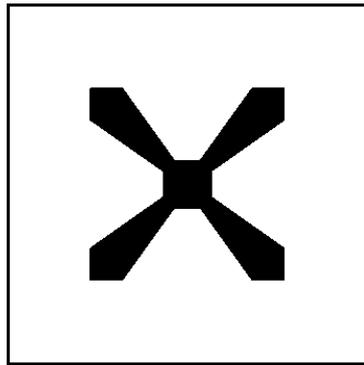
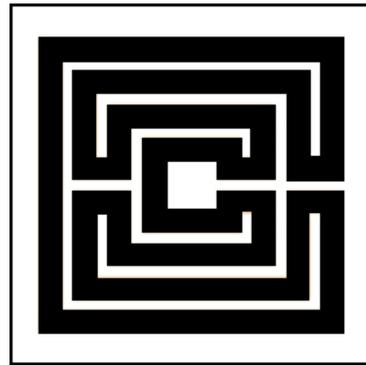


Figura 3- 9 – Elementos combinados [31]

Existem inúmeras possibilidades quanto às formas de elementos básicos, que geram diferentes comportamentos característicos na resposta da FSS [35]–[38]. As suas propriedades se definem mediante análises de estruturas e sugestões de novas disposições geométricas, validadas por meio de simulações e experimentos. Dessa forma, seguindo esta linha de pesquisa, o Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado – GTEMA, do Instituto Federal da Paraíba – IFPB, tem desenvolvido trabalhos no sentido de identificar geometrias a serem implementadas em FSS, como exemplificada na Figura 3-10.



a) Estrela de Quatro Braços



b) Matrioska

Figura 3- 10 – FSS com geometrias desenvolvidas pelo GTEMA [16], [37]

### 3.2 Aplicações

Uma FSS pode ser utilizada em diversas aplicações, ocupando diferentes faixas do espectro eletromagnético. Como exemplo as FSS vêm sendo aplicadas em estruturas de proteção contra interferências em antenas, como no caso de radomes, absorvedores de micro-ondas, blindagens eletromagnéticas, filtros angulares, comunicações militares, etc. [30], [32], [39].

A propriedade reflexiva da FSS é utilizada em fornos de micro-ondas doméstico, como exemplificado na Figura 3-11. A FSS atua como um bloqueador na porta do forno de micro-ondas e possui características de um filtro, deixando passar frequências de luz visíveis e rejeitando as faixas de micro-ondas em torno de 2,45 GHz [40].



Figura 3- 11 – Aplicação de FSS como anteparo em micro-ondas doméstico

Outra aplicação das FSS fornecendo características de um filtro passa-faixa é a utilizada em radomes, Figura 3-12. O sinal na frequência de operação da antena passa através do radome, e o mesmo reflete o sinal fora da banda desejada, evitando-se interferências indesejadas [32], [38].

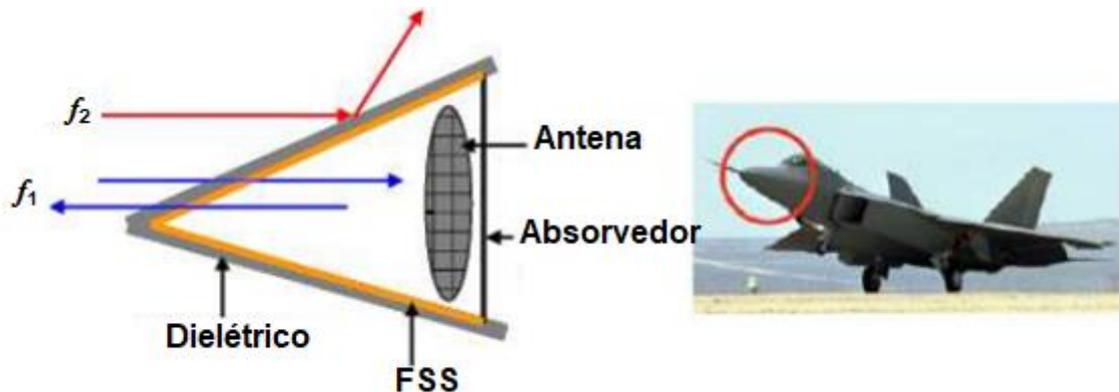


Figura 3- 12 – Aplicação de FSS em radomes [41]

As FSS podem ser utilizadas para obter maior eficiência de antenas refletoras, como por exemplo, as antenas multibandas. Na Figura 3-13 é apresentado um sistema de antena do tipo banda dupla, onde o alimentador 2 é colocado no ponto focal do refletor principal, enquanto que o alimentador 1 é colocado no ponto focal do sub-refletor, que é formado por uma FSS projetada para refletir a faixa de frequência para o alimentador 1, mas é transparente para a faixa de frequência do alimentador 2 [39], [41].

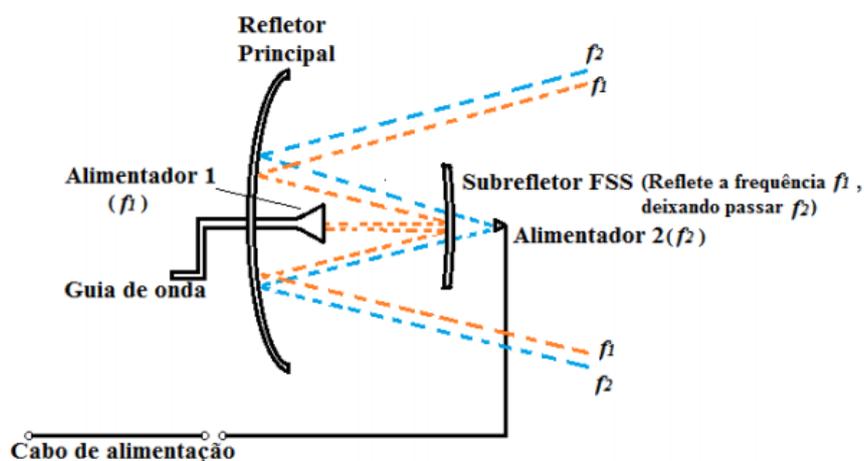


Figura 3- 13 – Aplicação de FSS em antena refletora [38]

### 3.3 FSS Reconfiguráveis

As FSS podem ser reconfiguradas por meio da alteração da sua resposta em frequência, por exemplo, modificando as propriedades eletromagnéticas do substrato [31], [42]–[44]. Outra forma é através da modificação da geometria da FSS utilizando uma sintonia da frequência por meio da orientação do arranjo mecanicamente, por deslocamento ou rotação mecânica, utilizando motores ou micro-motores, sendo que nesse caso, os elementos metálicos da FSS são projetados com o intuito de modificar a orientação ou posição para alterar a frequência de operação [42], [45], [46]. Por fim, uma técnica para reconfigurar a FSS que tem mostrado ser bastante utilizada é a incorporação de dispositivos ativos, Figura 3-14, que quando adequadamente polarizados alteram as características eletromagnéticas da FSS [47]–[52]. Neste trabalho é utilizada a incorporação de diodos PIN à FSS para obtenção de uma resposta em frequência reconfigurável. A modificação dos estados do diodo de ligado (*ON*) para desligado (*OFF*), altera a resposta em frequência da FSS.

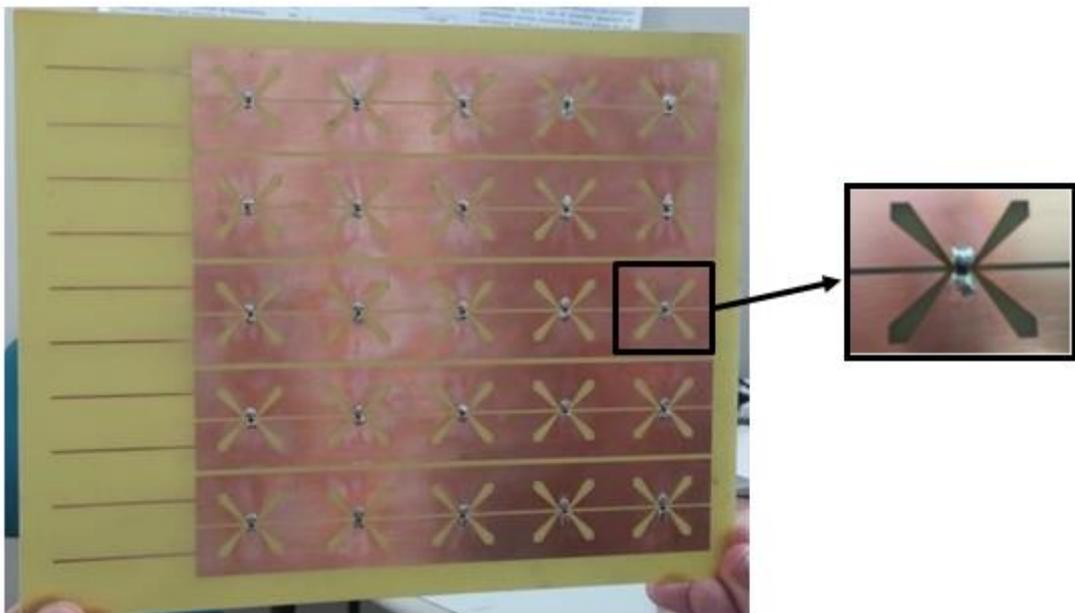


Figura 3- 14 – Modelo de FSS reconfigurável com diodo PIN [40]

### 3.3.1 Diodo PIN

O diodo PIN é um dispositivo semicondutor que opera como um resistor variável em aplicações de RF e micro-ondas. Basicamente, é um dispositivo semicondutor de silício constituído de uma camada de material intrínseco de alta resistividade, de área e espessura finitas, contida entre camadas altamente dopadas de materiais tipo *P* e *N*, cuja impedância, nas frequências de micro-ondas, é controlada por uma excitação DC [53]. São considerados bons comutadores uma vez que a impedância do diodo PIN pode ser alterada a partir de um valor muito alto para quase zero num curto espaço de tempo, através do controle por valores baixos corrente DC [54].

Basicamente, existem dois pontos de operação do diodo PIN, a polarização direta e a reversa. Na polarização direta (estado *ON*), uma grande quantidade de portadores é injetada na camada intrínseca, resultando na elevação da condutividade do material, sendo que esta elevação na condutividade pode ser interpretada como a diminuição da resistência do componente. Na polarização reversa (estado *OFF*), acontece um acúmulo de cargas nas regiões de alta dopagem *P* e *N* e este acúmulo de cargas resulta numa resistência elevada. Sob estas circunstâncias, o diodo PIN comporta-se como uma resistência quase pura na faixa de frequência RF, com um valor de resistência que pode ser variado sobre uma faixa de aproximadamente  $1 \Omega$  até  $10k \Omega$  através do uso de uma tensão DC ou uma corrente de controle de baixa frequência. Na Figura 3-15, é apresentado o esquema com as camadas do Diodo PIN e o seu circuito equivalente.

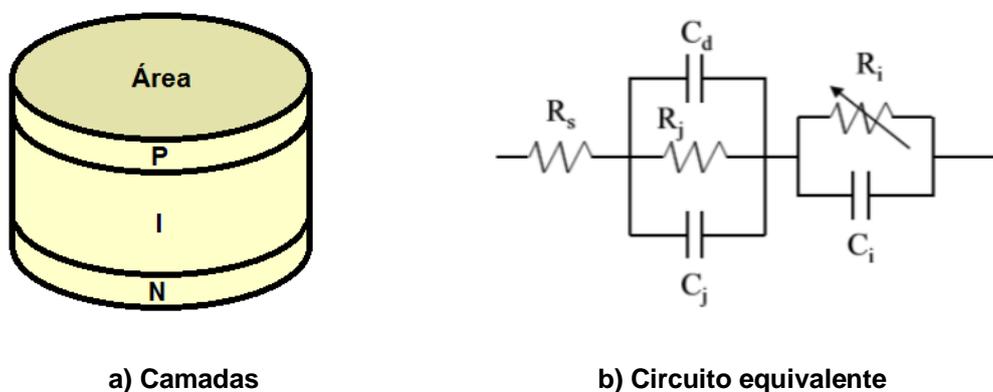


Figura 3- 15 – Estrutura do diodo PIN

Além dos estados ligado e desligado, uma terceira configuração do diodo PIN foi identificada em [55] e os resultados são apresentados no Capítulo 6. Diferentemente dos estados *OFF* para *ON*, que fazem com que a FSS apresente as respectivas frequências de ressonância, na região de transição a FSS se comporta como um filtro que passa tudo, ficando praticamente transparente.

### **3.4 Técnicas de Análises**

Várias técnicas de análise são usadas para obter as características de uma FSS. Basicamente é realizada uma caracterização numérica, validada pela caracterização experimental. Nesta Seção serão detalhadas estas técnicas.

#### **3.4.1 Caracterização Numérica**

No projeto de FSS, a primeira etapa a ser realizada é a caracterização numérica. Alguns autores desenvolveram fórmulas simples e aproximadas, a fim de determinar as características de transmissão e de reflexão para as FSS tipo *patches* condutores ou aberturas. Dependendo da complexidade da geometria esse tipo de análise produz resultados satisfatórios, diminuindo consideravelmente o tempo da análise computacional [56], [57]. No entanto, essas fórmulas possuem limitações para algumas aplicações específicas, podendo apresentar resultados imprecisos [31], [58], [59], principalmente para frequências mais elevadas e ressonâncias de ordem superior.

Um dos métodos mais simples para caracterizar uma FSS é pelo modelo do circuito equivalente. Neste modelo a espessura do substrato, as dimensões do elemento e sua geometria são relacionadas a componentes indutivas e capacitivas, formando um circuito LC [60], [61], Figura 3-16. Entretanto, ao inserir variações na estrutura dos elementos da FSS, é possível que novos elementos reativos sejam gerados. Esses novos elementos reativos não podem ser determinados analiticamente, sendo influenciados por fatores tais como dimensões, posicionamento, orientação do detalhe, polarização do campo elétrico e ordem do modo ressonante, [62]–[64].

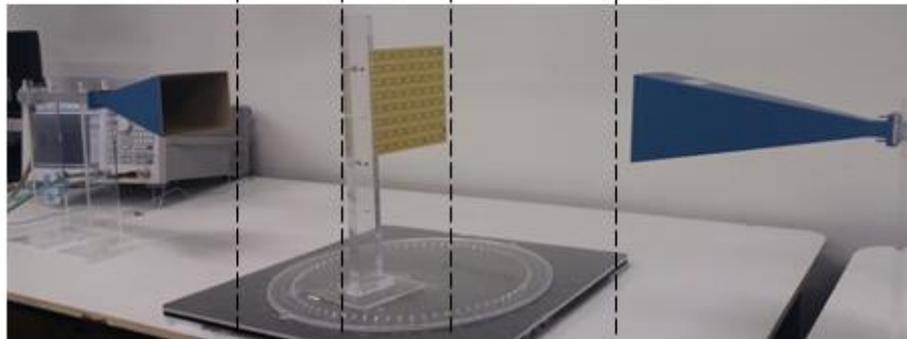
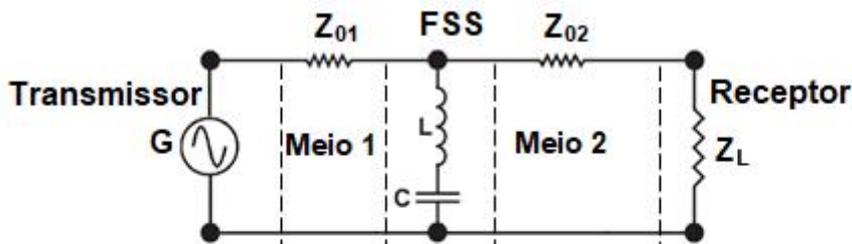


Figura 3- 16 – Ilustração do modelo do circuito equivalente

O método de casamento modal, aplicado em FSS, permite a análise em diversos ângulos de incidência, possibilitando verificar a resposta em frequência, incluindo o efeito da polarização [28], [65].

Com os avanços nas pesquisas em FSS e o surgimento de geometria mais complexas, assim como a maior disponibilidade de recursos computacionais, os projetistas passaram a utilizar métodos numéricos mais eficazes para aproximar os resultados. Neste sentido, um dos métodos que vem sendo bastante utilizado é o das diferenças finitas no domínio do tempo (*Finite-Difference Time-Domain – FDTD*), que possibilita a análise de qualquer tipo de elemento, assim como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas e a análise de estruturas não homogêneas [66]. O método dos elementos finitos (*Finite Element Method – FEM*) também é uma técnica muito utilizada, que possibilita ter uma maior flexibilidade de geometrias e melhor aproximação dos resultados, através da sua forma de resolução numérica por um sistema de equações diferenciais parciais [67]. Já o método dos momentos (*Method of Moments – MoM*) transforma uma equação diferencial complexa em um sistema de equações algébricas mediante a aproximação de uma incógnita por funções de base ponderadas, fazendo uso da técnica dos resíduos ponderados [68].

Outra técnica aplicada à análise numérica das FSS é o método iterativo das ondas (*Wave Concept Iterative Procedure – WCIP*), baseado no conceito de ondas para simulação de circuitos planares. Esta técnica relaciona as ondas incidentes com as ondas refletidas em dois meios, separadas por uma interface [69]. O WCIP apresenta uma reduzida necessidade de esforço computacional e flexibilidade quanto à forma da estrutura [70], [71].

### 3.4.2 Caracterização Experimental

Após a etapa de definição dos parâmetros da FSS é realizada a caracterização experimental. Este processo tem como objetivo validar os resultados obtidos numericamente.

O *setup* de medição mais básico para medir as propriedades de transmissão ou reflexão de FSS é a utilização de duas antenas tipo corneta, uma funcionando como antena transmissora e a outra como receptora, e entre elas é posicionada a FSS, como visto na Figura 3-17. As antenas são ligadas a um analisador de redes em micro-ondas e a relação entre os sinais recebido e transmitido é medida, obtendo-se assim a caracterização da FSS em questão. Este método permite a medição das características de transmissão nas polarizações  $x$  e  $y$ , simplesmente alterando a polarização das antenas de vertical para horizontal, ou rotacionando a FSS. Entretanto, dependendo das dimensões da FSS e do comprimento de onda, neste *setup* podem ser gerados resultados imprecisos devido à difração do sinal nas bordas da FSS [40].

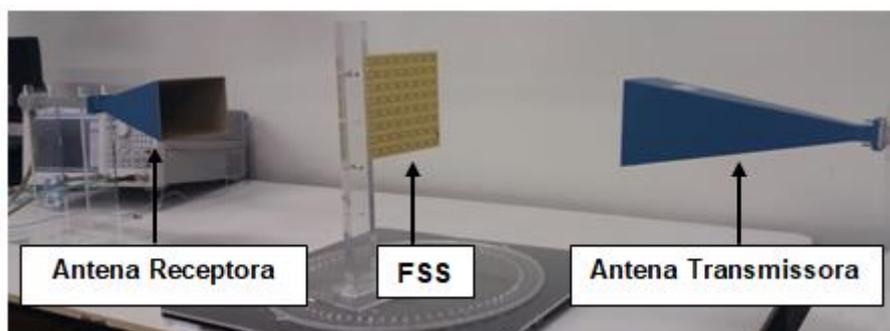


Figura 3- 17 – *Setup* de medição usando antenas cornetas

Para reduzir o efeito da difração nas bordas da FSS, pode-se utilizar lentes em conjunto com as antenas cornetas, Figura 3-18, as quais concentram a onda incidente no centro da FSS [39], [40], [72].

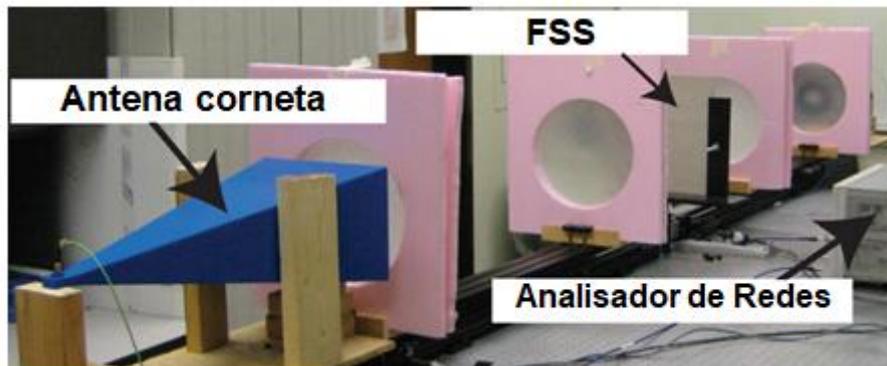


Figura 3- 18 – *Setup* de medição usando antenas cornetas com lentes [73]

Outra forma de aumentar a confiabilidade da medição no *setup* básico é a utilização de painéis absorvedores em torno da estrutura a fim de eliminar as difrações nas bordas, como exemplificado na Figura 3-19.

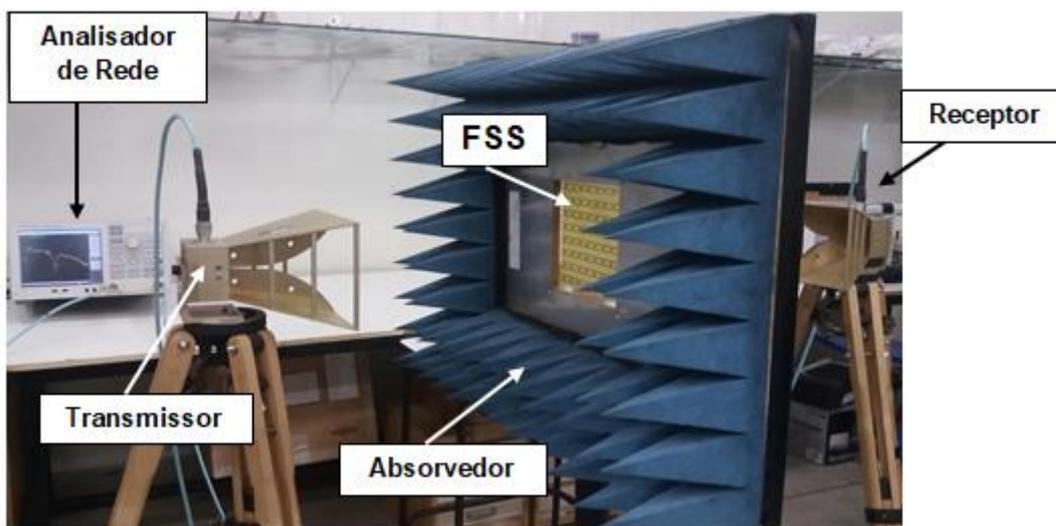


Figura 3- 19 – *Setup* de medição usando antenas cornetas com painel absorvedor

O *setup* que obtém resultados mais precisos é através da utilização de uma câmara anecóica, porém este envolve uma maior complexidade, onde as reflexões são eliminadas por meio de absorvedores em torno da estrutura da câmara [74], Figura 3-20.

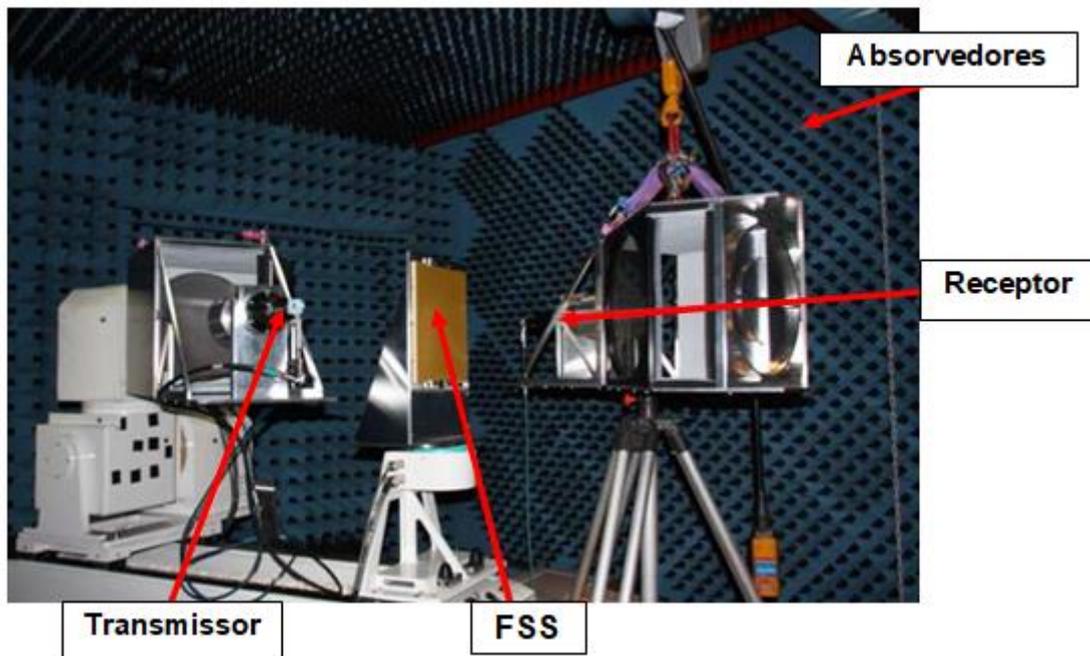


Figura 3- 20 – *Setup* de medição usando antenas cornetas em uma câmara anecóica [18]

## Capítulo 4

### 4. Antenas Refletoras

Desde os primórdios da aplicação das ondas eletromagnéticas as antenas refletoras vêm sendo usadas. Entretanto, a análise e projeto de refletores de diversas geometrias só avançou a partir da Segunda Guerra Mundial, quando inúmeras aplicações de radar evoluíram, fato que proporcionou a aplicação em radioastronomia e comunicações na faixa de micro-ondas. Apesar das antenas refletoras terem várias formas geométricas, as mais populares são os refletores planos, refletores de canto e de superfície curva (especialmente a parabólica) [17], Figura 4-1.

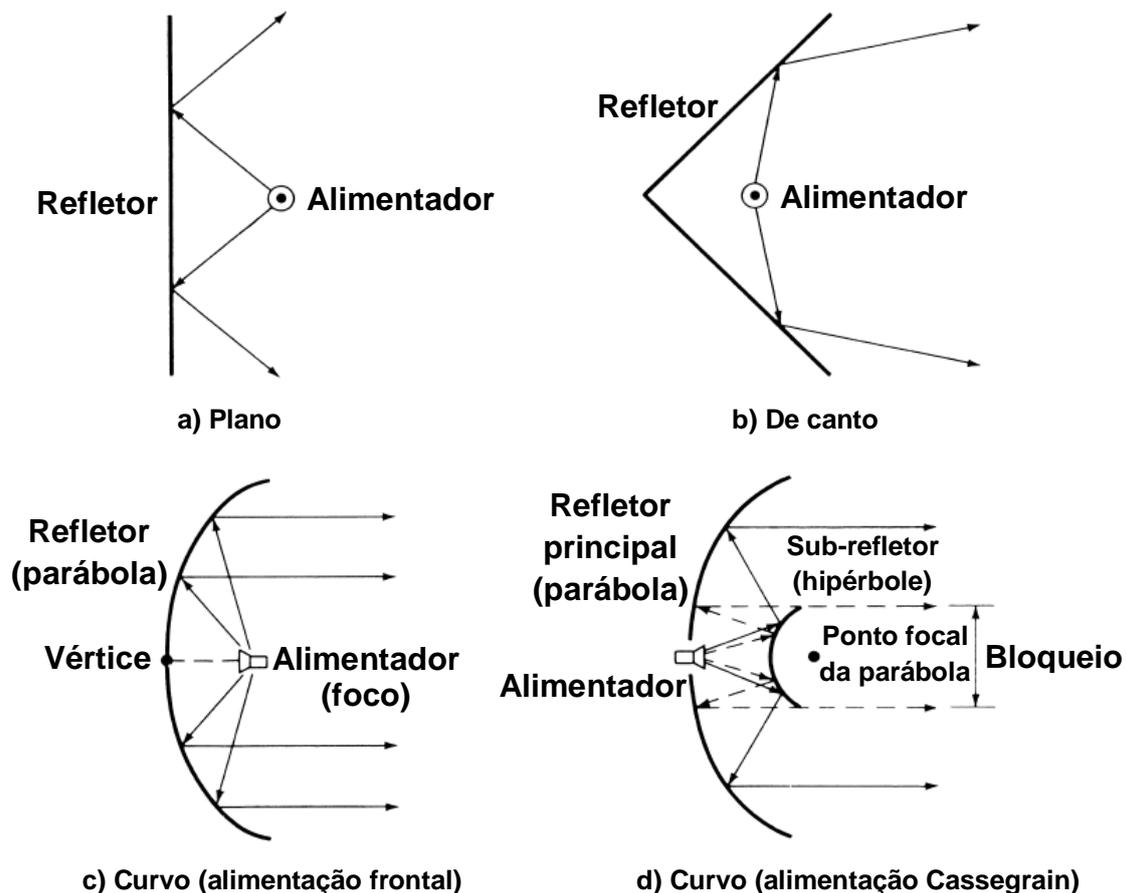


Figura 4- 1 – Configuração geométrica das antenas refletoras mais comuns [17]

Dentre as antenas refletoras citadas, será explanada apenas a do tipo refletor de canto, pois é o tipo de antena que foi utilizado neste trabalho.

## 4.1 Refletor de Canto

Em aplicação de rádio enlace é desejado obter características de radiação apropriadas, como elevado ganho das antenas e alta relação frente-costas. Tais características podem ser alcançadas utilizando antenas refletoras, nas quais a radiação na direção oposta à principal é bastante reduzida. O refletor de canto consiste de duas placas condutoras planas, dispostas em interseção formando um ângulo [17]. Comumente são empregados dipolos de meio comprimento de onda como elementos de alimentação dos refletores de canto, os quais são posicionados a uma distância  $s$  da aresta que une as placas. Estas possuem dimensões finitas com largura  $l$  e altura igual a  $h$ , formando o ângulo de abertura  $\alpha$  com abertura  $D_a$  [17], como é ilustrado na Figura 4-2.

A distância entre o elemento radiador e o refletor influencia na distribuição do campo em torno deste conjunto e, com isso afetará o valor do ganho máximo da antenna. Portanto, para se obter um projeto otimizado, é necessário verificar o comportamento do conjunto em função deste espaçamento dipolo-placa [74].

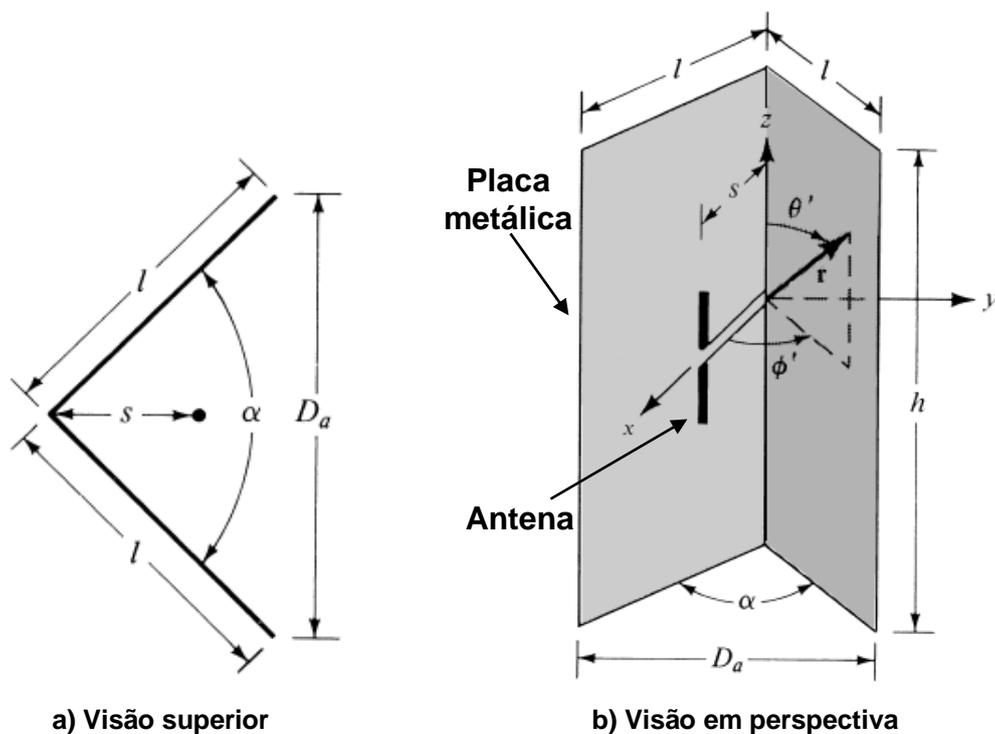


Figura 4- 2 – Esquema e parâmetros de um refletor de canto [17]

Em diversas aplicações, onde há limitações em relação à resistência do ar e ao peso total do sistema, são empregados refletores com malhas de fios ao invés das placas metálicas, Figura 4-3. Ao utilizar este tipo de refletor, é necessário estabelecer parâmetros para que a mesma tenha um comportamento de reflexividade o mais próximo de uma placa metálica. Dessa forma, o espaçamento entre os fios  $g$ , deve ser uma fração do comprimento de onda (geralmente,  $g \leq \lambda/10$ ).

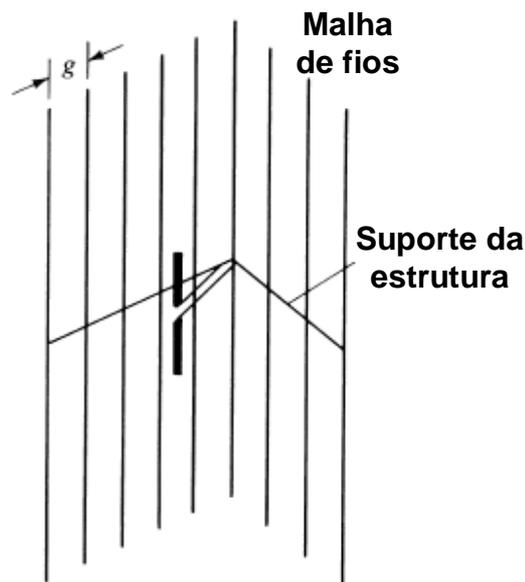
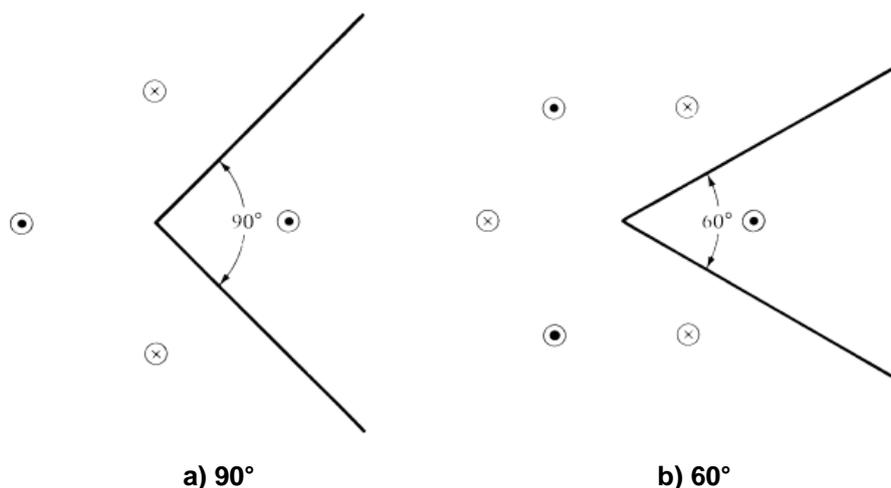


Figura 4- 3 – Esquema e parâmetros de um refletor de canto com malha de fios [17]

A abertura do refletor de canto,  $D_a$ , normalmente é projetada com valores entre um e dois comprimentos de onda ( $\lambda < D_a < 2\lambda$ ). Para o refletor com abertura de  $90^\circ$ , comumente o comprimento dos lados do refletor  $l$  é aproximadamente duas vezes a distância do alimentador à aresta ( $l \cong 2s$ ). Para os refletores com abertura menor que  $90^\circ$  normalmente os lados são maiores e a distância do alimentador à aresta varia entre um terço e dois terços do comprimento de onda ( $\lambda/3 \leq s \leq 2\lambda/3$ ). Para cada refletor, existe um espaçamento ideal entre o alimentador e a aresta. No caso do espaçamento ser muito grande, o sistema produz lobos secundários indesejáveis, perdendo as suas características direcionais. Se o espaçamento for muito pequeno a resistência de radiação se torna comparável à resistência de perdas do sistema, o que contribuirá para a ineficiência da antena [75].

Foi observado experimentalmente que o aumento do comprimento dos lados do refletor não afeta diretamente a largura do feixe e a diretividade, mas aumenta a largura de banda e a resistência de radiação. A altura  $h$  do refletor é geralmente cerca de 1,2 a 1,5 vezes maior do que o comprimento total do elemento de alimentação do sistema, de forma a melhorar a relação frente/costas [17].

A análise do campo radiado por uma fonte com um refletor de canto é facilitada quando o ângulo de abertura é  $\alpha = \pi/n$  radianos, onde  $n$  é um inteiro ( $\alpha = \pi, \pi/2, \pi/3, \pi/4$ , etc.). Para esses casos ( $\alpha = 180^\circ, 90^\circ, 60^\circ, 45^\circ$ , etc.) é possível formar um sistema de imagens que, quando adequadamente colocada na ausência das placas refletoras, formam um arranjo que produz o mesmo campo do sistema com as placas refletoras, efeito este produzido apenas no espaço compreendido pela abertura do refletor. O número de imagens, polaridade e posição de cada uma é controlado pelo ângulo de abertura do refletor de canto e pela polarização do elemento de alimentação. A Figura 4-4 mostra a disposição geométrica e elétrica das imagens para refletores de canto com ângulos de abertura de  $90^\circ, 60^\circ, 45^\circ$  e  $30^\circ$  e uma alimentação com polarização vertical. Para refletores de canto com ângulo de abertura igual a  $\alpha = 180^\circ/n$ , o número de imagens  $N$  será igual a  $N = 2n - 1$  [17].



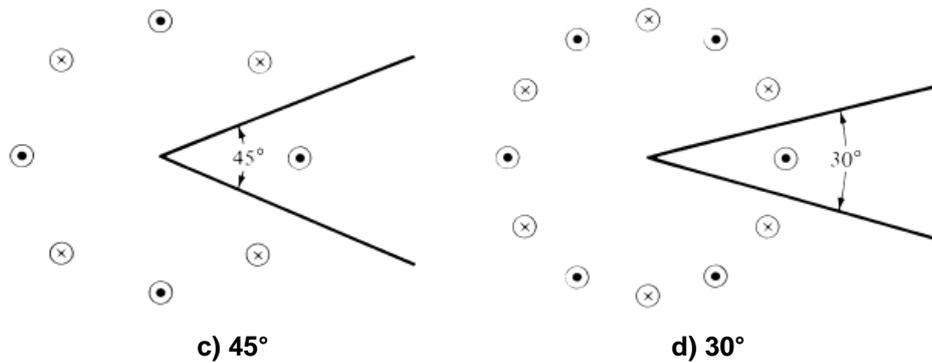


Figura 4- 4 – Refletores de canto e suas imagens com alimentação polarizada perpendicularmente [17]

Para este trabalho foi projetado o refletor de canto com ângulo de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , e seu funcionamento será apresentado na Subseção 4.1.2. Esta escolha foi realizada tendo em vista as características direcionais e facilidade na montagem dos elementos do sistema, uma vez que utilizar refletores com ângulos de abertura menor se torna mais complexo. A próxima Subseção detalhará o funcionamento do refletor de canto de acordo com o parâmetro de espaçamento, mostrando sua influencia na intensidade de campo.

#### 4.1.1 Refletor de Canto de $90^\circ$

O refletor de canto com ângulo de abertura de  $90^\circ$  tornou-se o mais popular em relação aos demais, devido as suas características de radiação e facilidade de construção. A Figura 4-5 mostra os diagramas de radiação normalizados para este tipo de refletor com espaçamento  $s$  variando de  $0,1\lambda$ ,  $0,7\lambda$ ,  $0,8\lambda$ ,  $0,9\lambda$  e  $1,0\lambda$ . Observa-se que valores pequenos de  $s$ , o diagrama consiste de um lóbulo, enquanto que lobos secundários surgem para  $s > 0,7\lambda$ . Para o valor de  $s = \lambda$  é possível observar dois lobos separados por um nulo ao centro do diagrama, ao longo do eixo  $\phi = 0^\circ$  [17].

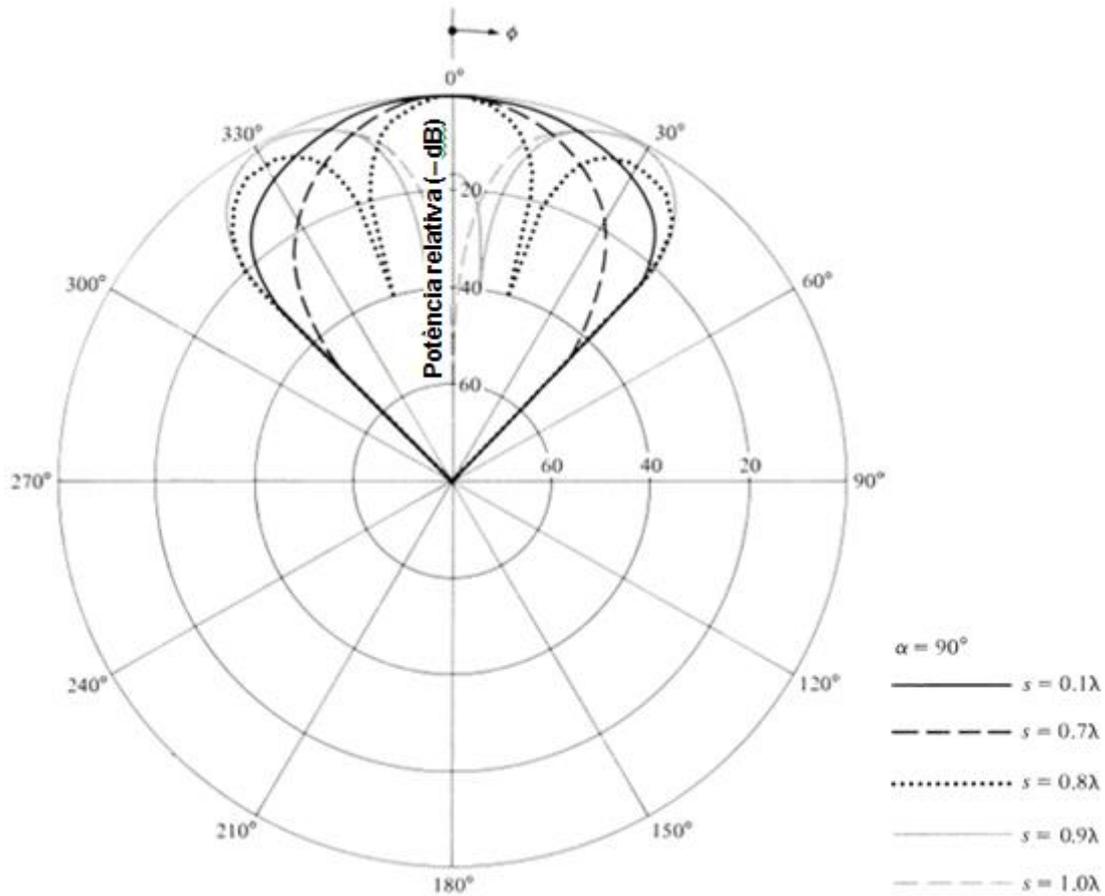


Figura 4- 5 – Diagrama de radiação normalizado de um refletor de canto de 90° [17]

A intensidade do campo total do refletor bem como o fator de arranjo pode ser escrito conforme a Equação (1) [17].

$$\frac{E}{E_0} = AF(\theta, \phi) = 2 \left[ \cos(ks \cdot \text{sen} \theta \cdot \cos \phi) - \cos(ks \cdot \text{sen} \theta \cdot \text{sen} \phi) \right] \quad (1)$$

Onde,  $k = 2\pi/\lambda$

No plano do azimute ( $\theta = \pi/2$ ) a Equação (1) pode ser reduzida como é mostrado na Equação (2).

$$\frac{E}{E_0} = AF(\theta = \pi/2, \phi) = 2 \left[ \cos(ks \cdot \cos \phi) - \cos(ks \cdot \text{sen} \phi) \right] \quad (2)$$

Outro parâmetro de desempenho para o refletor de canto é a intensidade de campo ao longo do eixo de simetria ( $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 0^\circ$ ) em função do espaçamento  $s$  de alimentador para vértice [79]. A intensidade de campo normalizada (em relação ao campo de um único elemento isolado)  $|E/E_0|$  em função de  $s/\lambda$  ( $0 \leq s \leq 10\lambda$ ) para  $\alpha = 90^\circ$  é igual a 4 para o primeiro pico de intensidade alcançado em  $s = 0,5\lambda$ .

#### 4.1.2 Refletor de Canto de $60^\circ$ e $45^\circ$

Os fatores de arranjo e a intensidade do campo total dos refletores de  $60^\circ$  e  $45^\circ$  podem ser escritos conforme a Equação (3) e (4) [17], respectivamente, onde  $s$  é o espaçamento entre o elemento ativo e a aresta do refletor.

$$AF(\theta, \phi) = 4 \operatorname{sen} \left( \frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi}{2} \right) \left[ \cos \left( \frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi}{2} \right) - \cos \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \operatorname{sen} \phi \right) \right] \quad (3)$$

$$AF(\theta, \phi) = 2 \left[ \cos(ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi) + \cos(ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \operatorname{sen} \phi) - 2 \cos \left( \frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi}{\sqrt{2}} \right) \cdot \cos \left( \frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \operatorname{sen} \phi}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (4)$$

O diagrama para os refletores de canto de  $60^\circ$  e  $45^\circ$  também tem um lóbulo para os valores menores de  $s$ , e mais estreito, uma vez que o ângulo de abertura é menor comparado ao refletor de  $90^\circ$ . Os lobos secundários começam a aparecer quando  $s = 0,95\lambda$  e  $s = 1,20\lambda$  para os refletores de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , respectivamente [17].

## Capítulo 5

### 5. Descrição do Projeto

Neste capítulo é descrito o desenvolvimento do projeto, que teve como objetivo implementar e caracterizar o comportamento de uma antena do tipo refletor de canto, substituindo suas placas metálicas por superfícies seletivas em frequência.

#### 5.1 Projeto da FSS

A geometria utilizada é a estrela de quatro braços simétrica e a escolha da mesma se deu devido às suas características que possibilitam a comutação [55], [77]. Como descrito em [55], para obtenção da geometria, uma FSS com *patch* retangular,  $L_x$  e  $L_y$ , é inicialmente projetada na célula básica de dimensões  $W_x$  e  $W_y$ , Figura 5-1-(a). O ponto de comutação é delimitado no centro do *patch* com dimensões  $S_x$  e  $S_y$ , Figura 5-1-(a). As dimensões dos braços são definidas pelas mesmas dimensões do patch retangular, com espaçamento da fenda triangular de  $dx_1$  e  $dy_1$  para finalizar a obtenção dos braços, são traçadas diagonais das extremidades triangular até o canto oposto do ponto de comutação, Figura 5-1-(b). Em seguida, a camada metálica que não constitui a estrela de quatro braços é retirada, dando a forma ao elemento do tipo *patch* e característica de um filtro rejeita-faixa, Figura 5-1-(c).

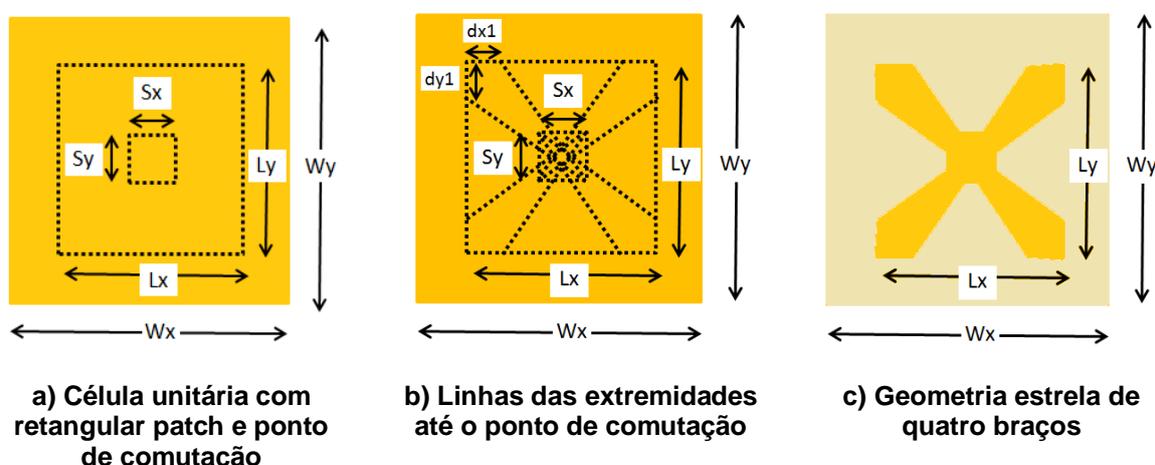


Figura 5- 1 – Passos para obtenção da geometria estrela de quatro braços [55]



[80], o que contribui para o desacoplamento do circuito de polarização da parte de RF. Por fim, é utilizado um resistor de  $150\ \Omega$  em cada linha de célula para limitar a corrente do diodo, como exemplificado na Figura 5-4.

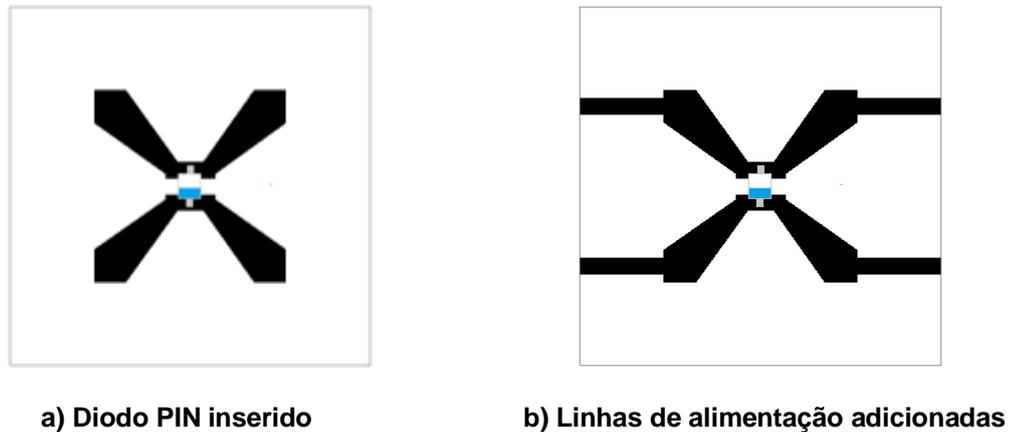


Figura 5- 3 – FSS com diodo PIN

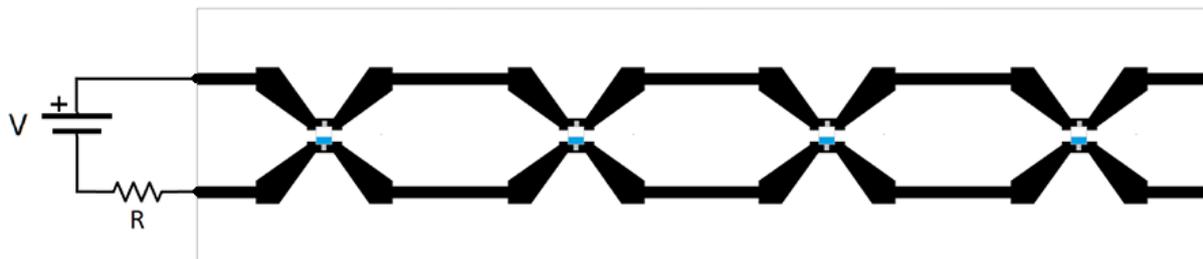
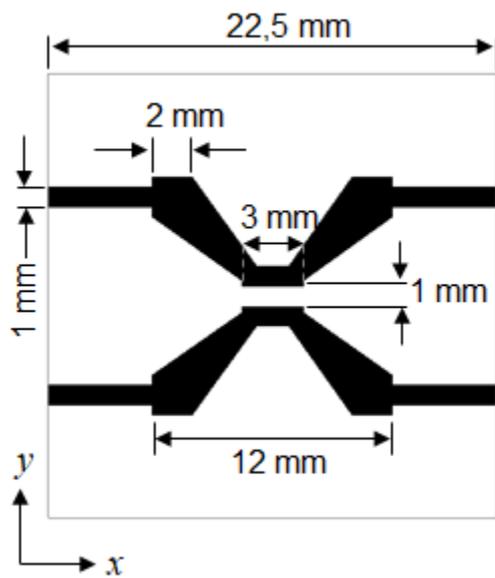
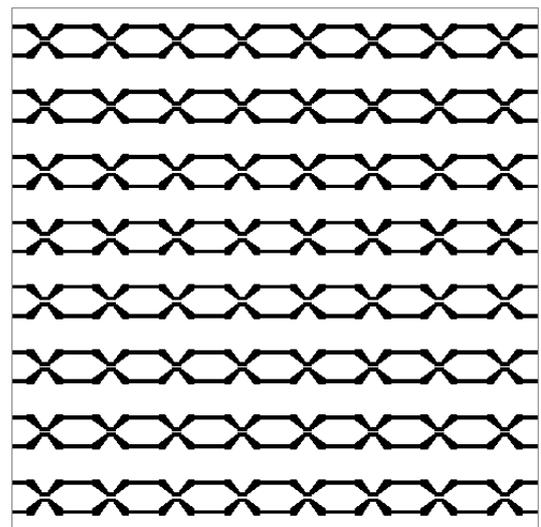


Figura 5- 4 – Esquema ilustrativo do circuito de alimentação para uma linha da FSS,  $R = 150\ \Omega$ ,  $V = 0,0\ \text{V}$  (desligado),  $V = 4,0\ \text{V}$  (ligado)

A FSS projetada possui uma dimensão total de  $180\ \text{mm} \times 180\ \text{mm}$ , um número total de sessenta e quatro células, com de  $8 \times 8$  elementos, cada uma com  $22,5\ \text{mm} \times 22,5\ \text{mm}$ , com a geometria simétrica de  $12\ \text{mm} \times 12\ \text{mm}$ , como visto na Figura 5-5. O substrato escolhido foi o de fibra de vidro FR-4 de baixo custo, com espessura  $h = 1\ \text{mm}$  e constante dielétrica  $\epsilon_r = 4,4$ . A FSS fabricada com os diodos inseridos é apresentada na Figura 5-6. Os diodos PIN foram fixados utilizando a pasta de solda MBO A11/L 1301EV e a estação de retrabalho SMD modelo TS-850D, com temperatura ajustável de  $100^\circ\ \text{C}$  a  $480^\circ\ \text{C}$  [81].



a) Parâmetros da célula unitária



b) FSS com 8 x 8 elementos

Figura 5- 5 – FSS com geometria estrela de quatro braços

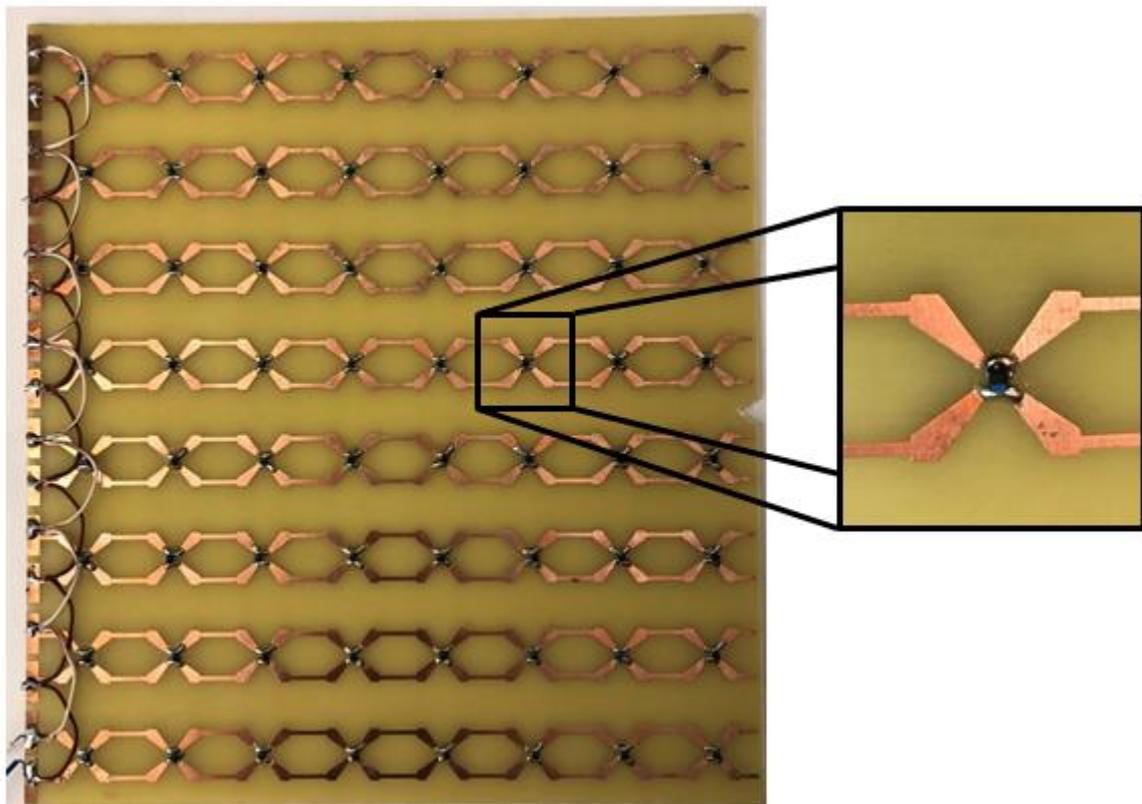


Figura 5- 6 – FSS fabricada com diodos fixados

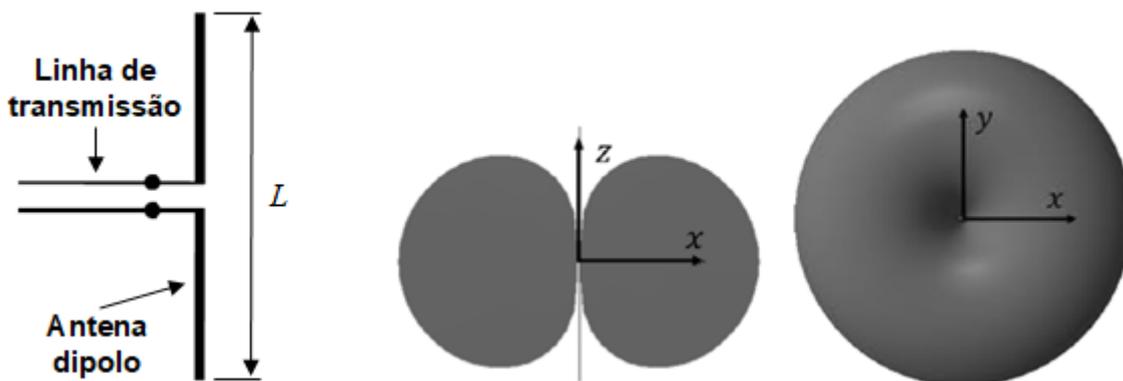
Neste trabalho foi utilizado o diodo PIN modelo BAR64-03W fabricado por Infineon Technologies. Este diodo apresenta as seguintes características [82]:

- Encapsulamento SOD323;
- Máxima corrente direta de 100 mA;
- Máxima tensão reversa de 150 V;
- Máxima capacitância de 0,17 pF para uma tensão reversa de 0 V em frequências acima de 1 GHz;
- Tensão direta de 1,1 V para uma corrente de 50 mA;
- Resistência 2,1 ohms para uma corrente de 10 mA;
- Faixa de frequência de operação de 1 MHz a 6 GHz.

## 5.2 Projeto do elemento ativo – dipolo

A partir da análise do comportamento da FSS para os estados *ON-OFF* e visto suas respectivas frequências de ressonância, foi projetado e fabricado um dipolo como elemento ativo. O projeto do dipolo foi feito com frequência de ressonância compatível com a da FSS no estado *ON*, para que pudesse ser observado o comportamento da FSS como refletor.

A antena dipolo de meia onda é uma das antenas mais usadas e simples, que consiste em dois segmentos metálicos alinhados, com comprimento total igual a aproximadamente meio comprimento de onda ( $L \approx \lambda_0/2$ ) [17], Figura 5-7-(a). O dipolo de meia onda foi escolhido pelo fato de possuir um diagrama de radiação bem definido e simétrico em relação aos planos horizontal e vertical [83], como pode ser observado na Figura 5-7-(b).



a) Antena dipolo  $\lambda/2$

b) Diagrama vertical e horizontal

Figura 5- 7 – Parâmetro e diagrama de radiação do dipolo de meia onda

O dipolo foi projetado inicialmente com 100% de  $\lambda_0/2$  e depois foi otimizado numericamente e experimentalmente para aproximar da frequência desejada.

A antena dipolo foi construída utilizando um cabo semi-rígido da marca Huber-Suhner, modelo EZ141TP [84], o qual possui conector SMA em sua extremidade. O cabo foi partido ao meio para a construção dos polos. Sendo um dos polos formado pelo condutor central e para a construção do outro polo foi retirada uma parte do condutor central e esta soldada ao condutor externo, com comprimento total de 35 mm que corresponde a 93,33% de  $\lambda_0/2$ . A Figura 5-8 apresenta o dipolo fabricado para a frequência de 4 GHz, comparando sua dimensão à moeda de dólar canadense.



Figura 5- 8 – Dipolo fabricado

### 5.3 Projeto da Antena do Tipo Refletor de Canto

Uma antena do tipo refletor de canto foi projetada, no qual o refletor metálico foi substituído por duas FSS para obter a característica reconfigurável. Um suporte em acrílico foi confeccionado para possibilitar a montagem das FSS junto com o dipolo, bem como as placas metálicas, como visto na Figura 5-9.

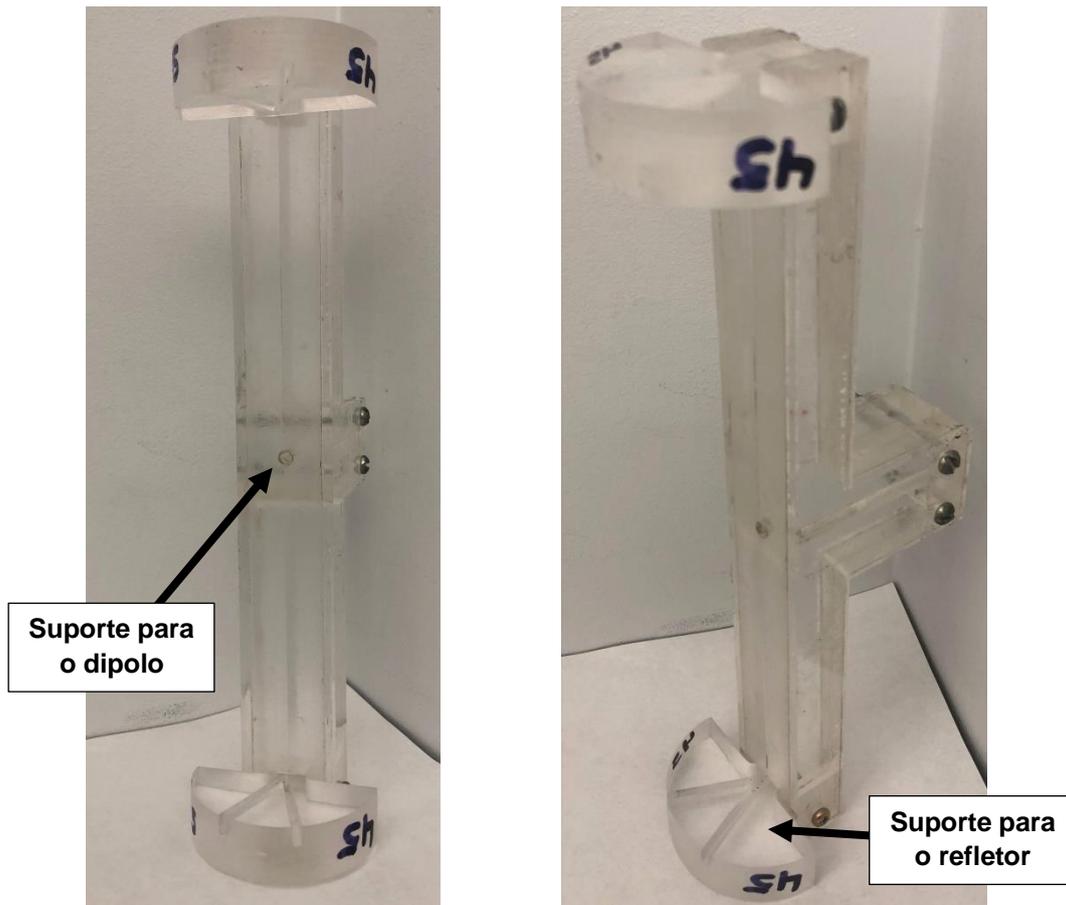


Figura 5- 9 – Suporte em acrílico para a antena do tipo refletor de canto

O suporte oferece as opções de fixação das placas e FSS no ângulo de abertura desejado, através da utilização de duas peças com os ângulos de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , como pode ser visto na Figura 5-10. O suporte lateral possibilita posicionar o dipolo na distância desejada com relação ao vértice do refletor, como é visto em detalhes na Figura 5-11.

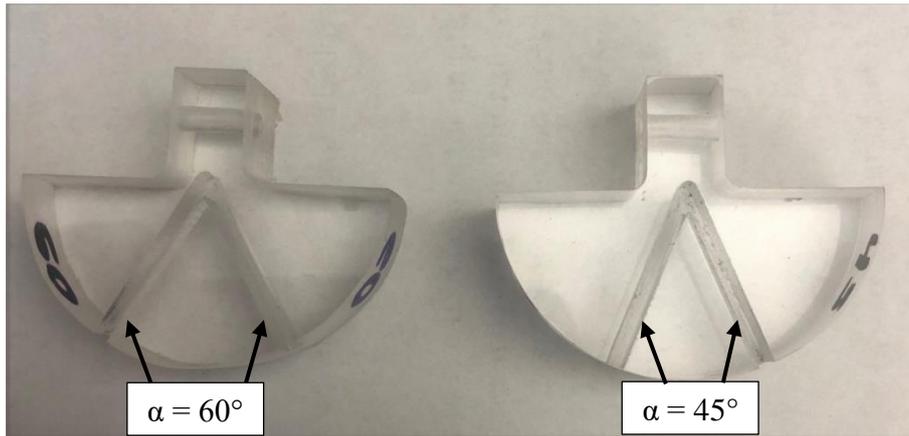


Figura 5- 10 – Peças com ângulos de 45° e 60° para encaixe do refletor

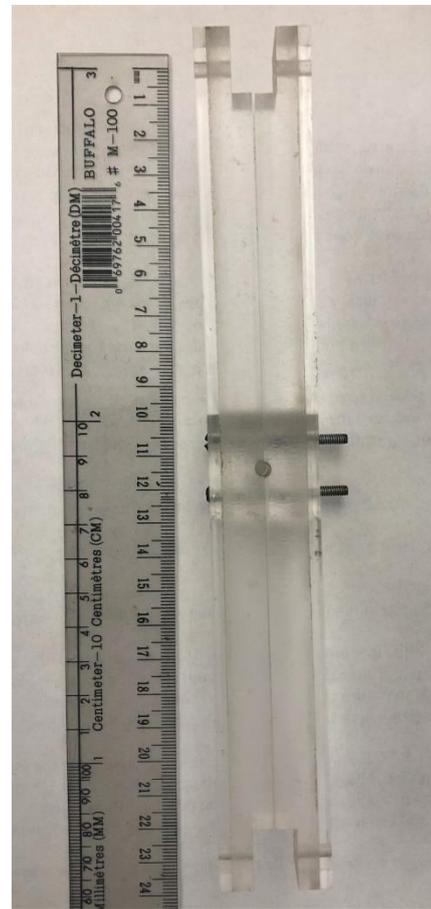


Figura 5- 11 – Detalhe do suporte lateral com encaixe do dipolo.

O dipolo é inserido no centro da estrutura lateral, com distância determinada pelo ângulo utilizado pelo refletor, e as FSS nas peças com o ângulo desejado,

Figura 5-12. A fim de ter um parâmetro de comparação para demonstrar a eficácia dos resultados da antena utilizando as FSS, foram utilizadas placas de alumínio com 1,75 mm de espessura, com dimensões de 180 mm x 180 mm, Figura 5-13. Após montado toda a estrutura, foram realizados as caracterizações experimentais e numéricas, cujos procedimentos e resultados são apresentados no próximo Capítulo.

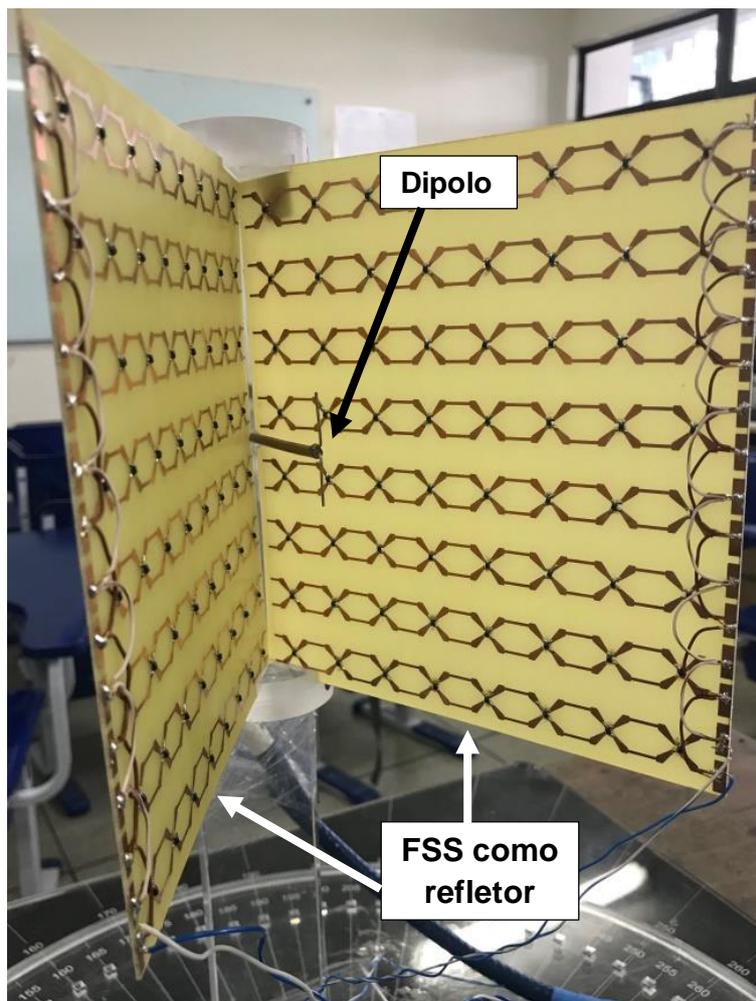


Figura 5- 12 – Suporte com o dipolo e as FSS como refletor.

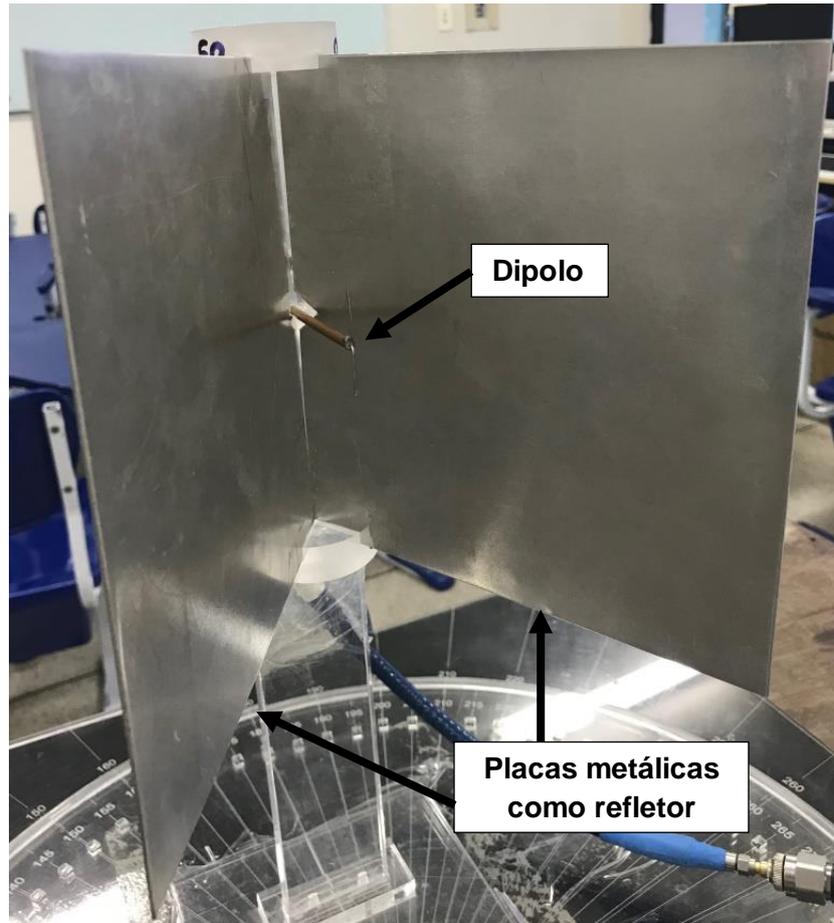


Figura 5- 13 – Suporte com o dipolo e as placas metálicas como refletor.

## Capítulo 6

### 6. Resultados

---

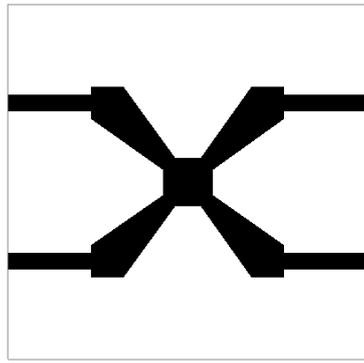
Neste Capítulo são apresentados os resultados das caracterizações numéricas e experimentais para analisar os elementos individuais, FSS e elemento ativo, bem como o conjunto deste formando a antena do tipo refletor de canto reconfigurável.

No Apêndice A é apresentado o processo de calibração do equipamento de medição do diagrama de radiação, para que o resultado final não contenha as perdas obtidas através dos cabos e conectores.

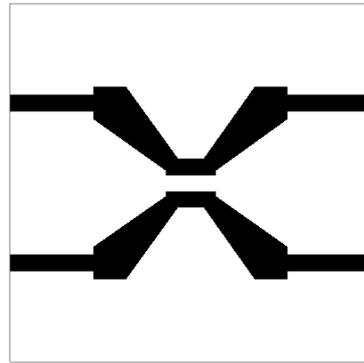
Para os resultados, da caracterização numérica e experimental, do diagrama de radiação 2D na forma polar foram realizadas normalizações dos dados para que fossem comparados na mesma escala, conforme é descrito na Seção 6.2.

#### 6.1 Caracterização da FSS

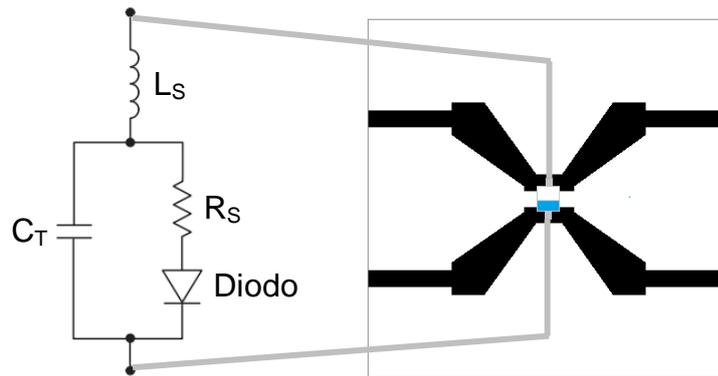
A caracterização numérica foi realizada utilizando duas plataformas da ANSYS® [85], Designer e HFSS, que implementam o método dos momentos e o método dos elementos finitos, respectivamente. Para o caso da FSS considerando o estado *ON* como um curto circuito, Figura 6-1-(a), e estado *OFF* como circuito aberto, Figura 6-1-(b), a simulação foi feita por ambos os programas. Para o caso da FSS inserindo as características do diodo PIN, Figura 6-1-(c), a simulação foi feita pelo programa ANSYS® HFSS, ferramenta esta que possibilitou incorporar a parte eletromagnética junto ao esquemático do circuito equivalente do diodo.



a) Caso 1 – curto circuito



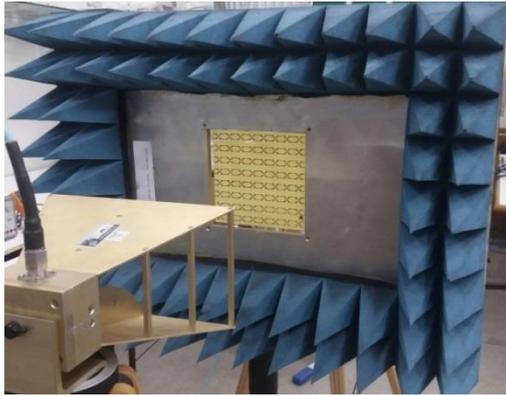
b) Caso 2 – circuito aberto



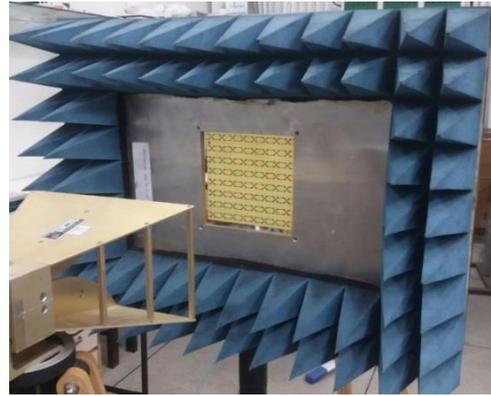
c) Incluindo o diodo PIN

Figura 6- 1 – FSS, ideal e real, projetadas

A caracterização experimental foi realizada no laboratório de medidas em telecomunicações do IFPB. Nesta caracterização foram utilizadas duas antenas do tipo cornetas A. H. Systems modelo SAS-571 (700 MHz a 18 GHz) [86] com distância de 85 cm entre elas, um painel absorvedor, um analisador de redes Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [87] e uma fonte de alimentação E3633A (0 V a 20 V) [88], sendo esta última utilizada apenas para a FSS com diodo PIN. O *setup* de medição é mostrado na Figura 6-2 para o caso das FSS em aberto e curto circuito e na Figura 6-3 para a FSS com diodo PIN.

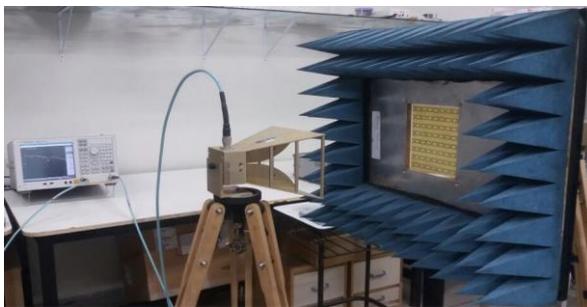


a) Caso 1 – curto circuito



b) Caso 2 – circuito aberto

Figura 6- 2 – *Setup* de medição para FSS ideal



a) Visão frontal



b) Visão traseira

Figura 6- 3 – *Setup* de medição para FSS com diodo PIN

A caracterização da FSS com o diodo PIN sendo polarizado, foi feita com diferentes níveis de tensão. São apresentados os resultados para 0,0 V (estado *OFF*), 4,0 V (estado *ON*) e região de transição de 0,7 V, mostrando como funciona o processo de comutação, considerando as polarizações  $x$  e  $y$ , com incidência da onda eletromagnética normal à FSS. Na simulação foi realizado, além dos estados *ON-OFF*, a caracterização desta região de transição.

Os resultados das medições da FSS com diferentes estados foram normalizados a partir da curva de referência do nível zero. Neste processo, foi realizada a medição do  $|S_{21}|$  do *setup*, apenas, com duas antenas cornetas, considerando as perdas nos conectores, cabos e meio de transmissão. A Figura 6-4 apresenta o resultado da referência para a polarização  $x$  e  $y$ .

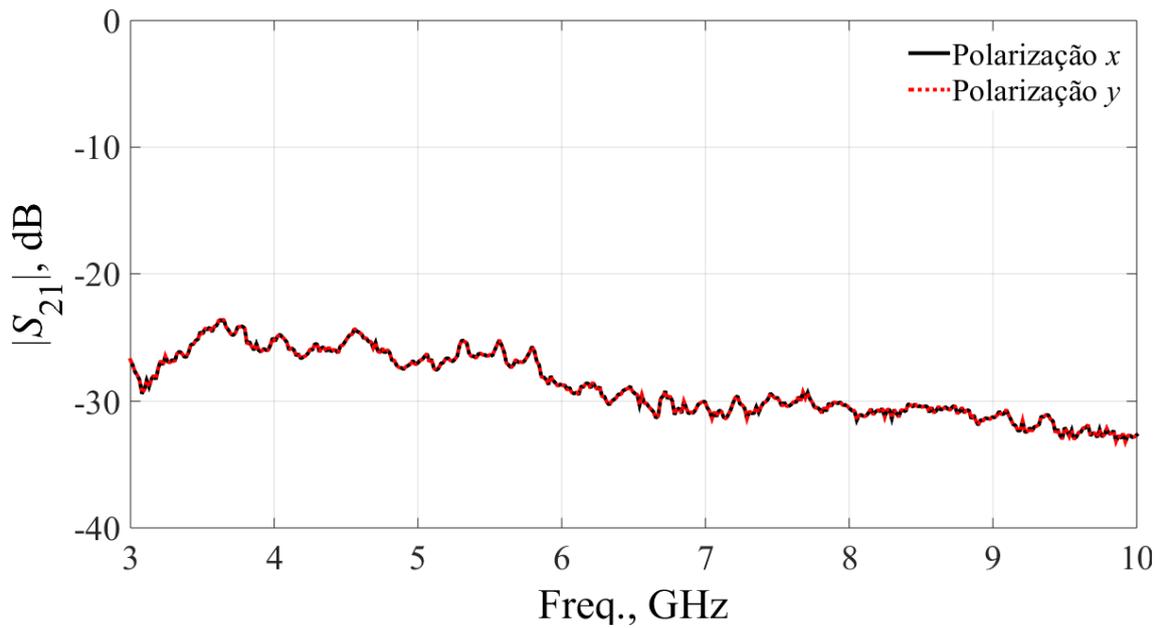


Figura 6- 4 – Referência do nível zero para polarização x e y

### 6.1.1 Polarização x

Os resultados numéricos e experimentais são apresentados com a faixa de frequência de 3 GHz a 10 GHz. Na Figura 6-5 são apresentadas as respostas em frequência para a FSS em curto considerando o estado desligado, *OFF*. Para o caso da FSS em aberto no estado ligado, *ON*, os resultados são mostrados na Figura 6-6.

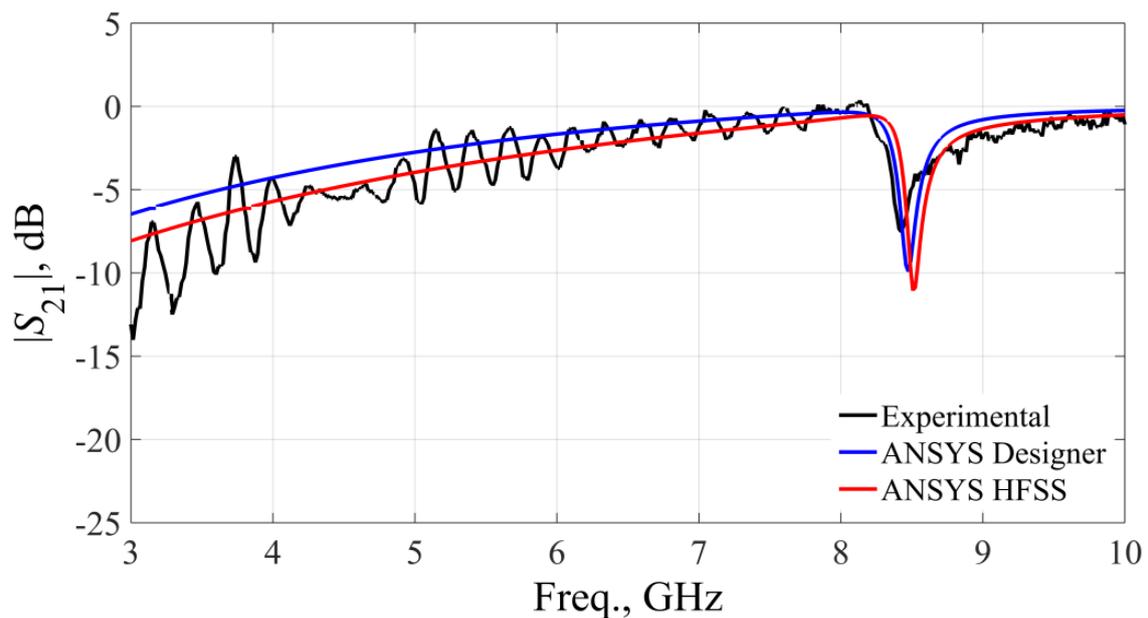


Figura 6- 5 – Resposta em frequência, polarização x, FSS em curto, *OFF*

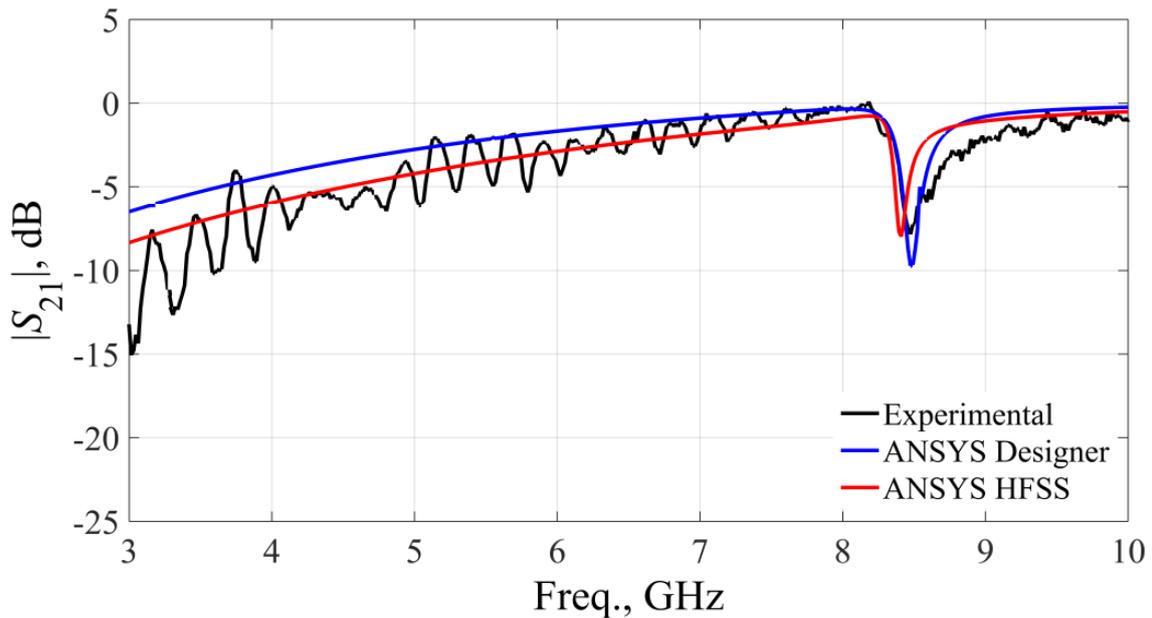


Figura 6- 6 – Resposta em frequência, polarização x, FSS em aberto, ON

Após analisado o comportamento da FSS considerando um curto circuito e um circuito aberto, foi então fabricada a FSS com o diodo PIN atuando como elemento de comutação. As respostas em frequência desta caracterização são apresentadas a seguir, considerando os diferentes níveis de tensão. A Figura 6-7 mostra o resultado para a FSS com o diodo no estado desligado, OFF, 0,0 V.

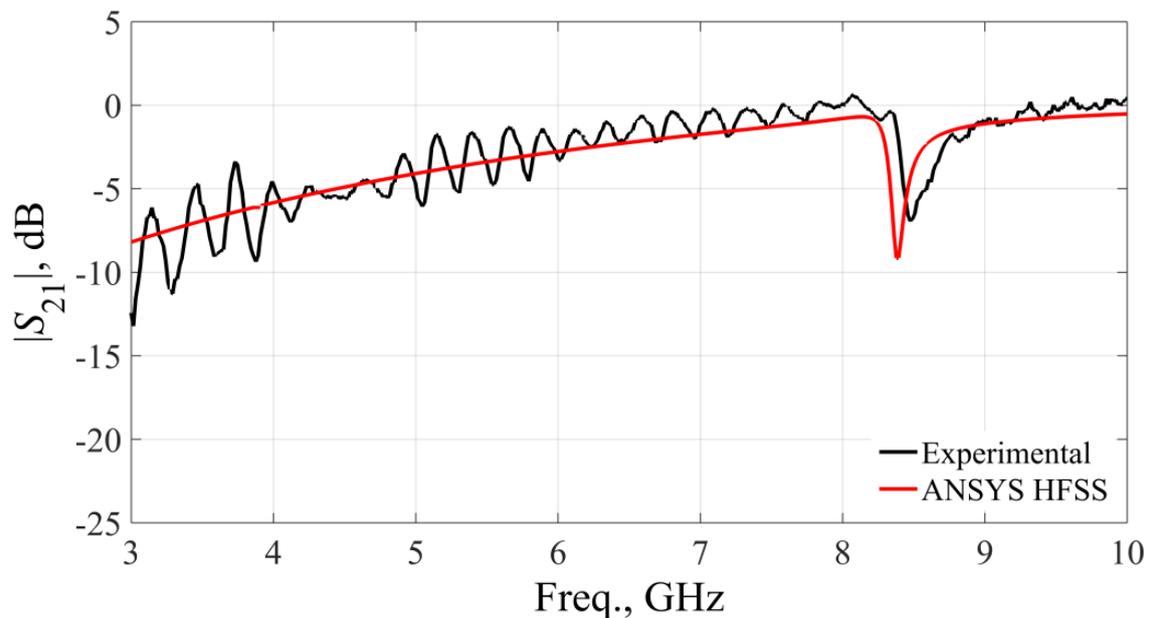


Figura 6- 7 – Resposta em frequência, polarização x, FSS com diodo PIN, OFF, 0,0 V

Foi analisada a região de transição da FSS com uma tensão sendo aplicado ao diodo PIN de 0,7 V, como apresentado na Figura 6-8. Por fim, foi aplicada a tensão de 4,0 V para obter o estado ligado, *ON*, como pode ser visto na Figura 6-9.

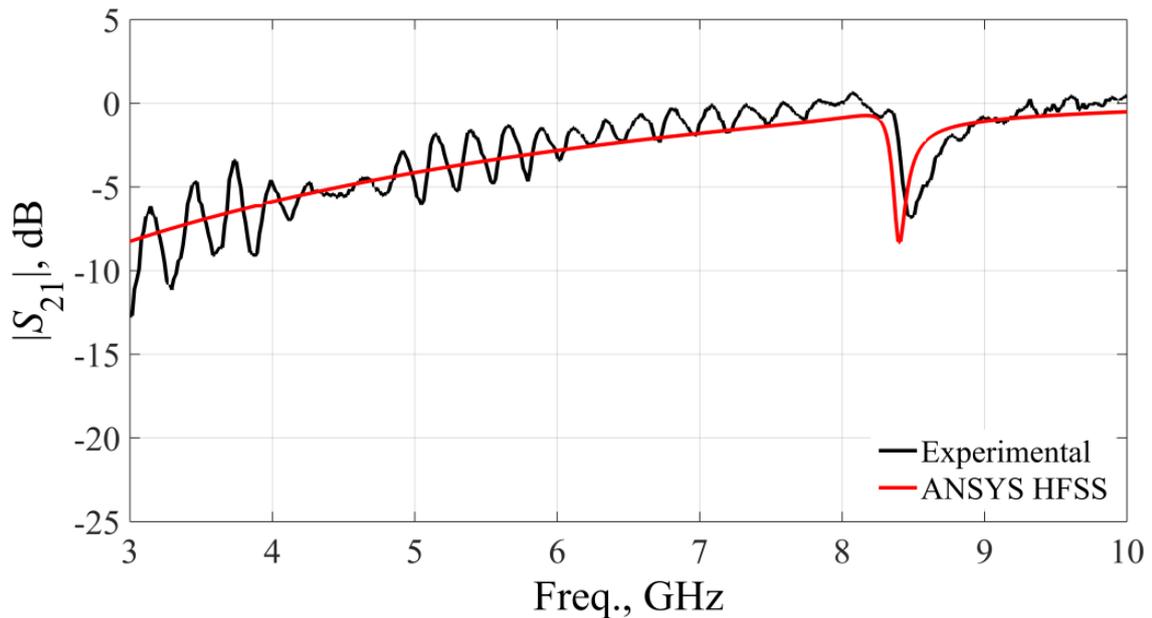


Figura 6- 8 – Resposta em frequência, polarização x, FSS com diodo PIN, transição, 0,7 V

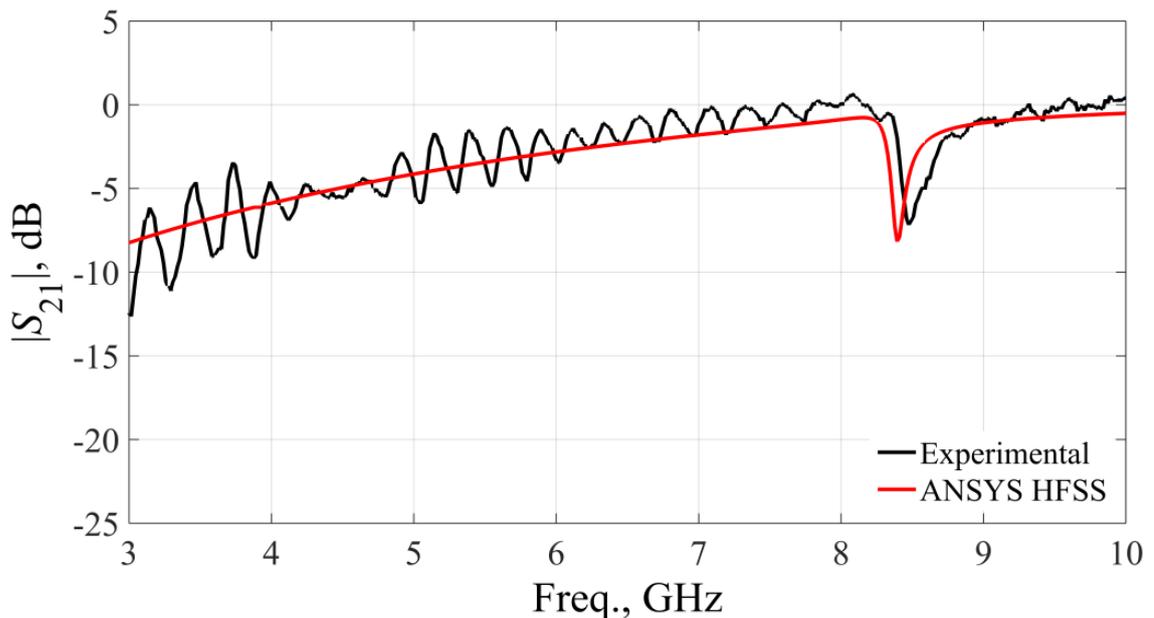


Figura 6- 9 – Resposta em frequência, polarização x, FSS com diodo PIN, *ON*, 4,0 V

Ao comparar as respostas em frequência dos estados *ON-OFF* para a polarização  $x$ , observa-se que praticamente não há diferenças entre os resultados, Figura 6-10. Isto é esperado porque para a polarização  $x$ , o campo elétrico é praticamente nulo na região do diodo PIN.

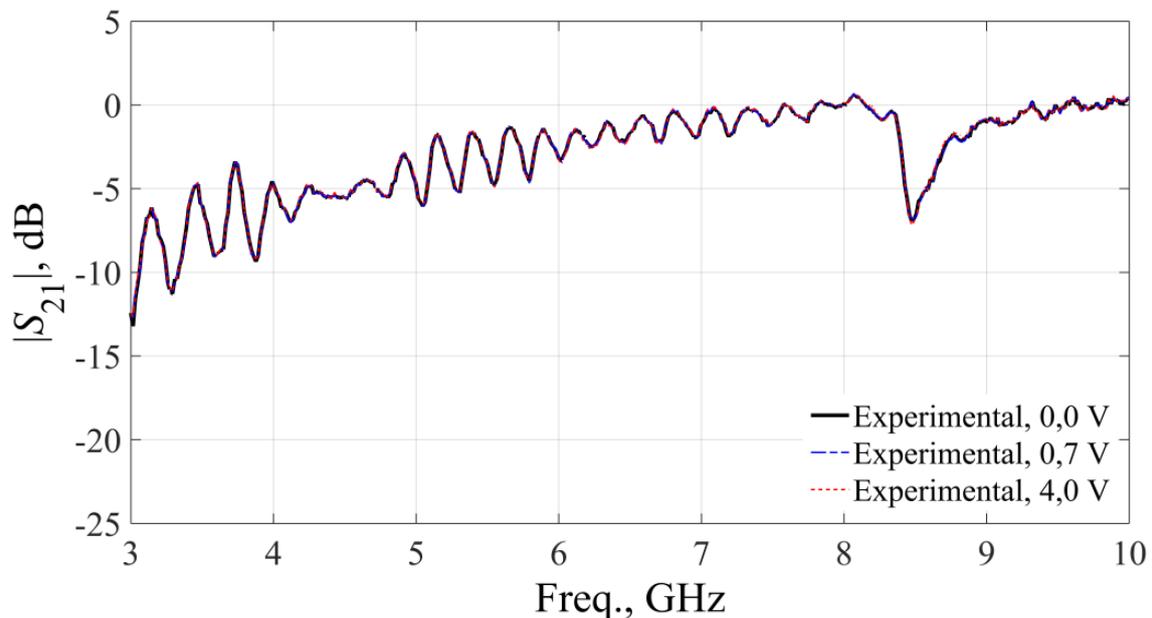


Figura 6- 10 – Respostas em frequência, polarização  $x$ , *ON*-transição-*OFF*

A Tabela 5-1 apresenta os resultados sumarizados da resposta em frequência para todas as caracterizações feitas. Nota-se ter uma uniformidade entre eles devido à análise destes ser na polarização  $x$ .

Tabela 5- 1 – Resultados sumarizados na polarização  $x$

Tipo de FSS		Frequência (GHz)		
		Designer	HFSS	Experimental
FSS	Aberto	8,47	8,51	8,43
	Curto	8,47	8,41	8,47
FSS com Diodo	<i>OFF</i>	—	8,38	8,47
	Transição	—	8,39	8,47
	<i>ON</i>	—	8,37	8,47

### 6.1.2 Polarização $y$

Nesta Subseção são apresentados resultados das respostas em frequência do coeficiente de transmissão,  $|S_{21}|$ , da FSS com faixa de frequência de 3 GHz a 10 GHz, considerando a polarização  $y$ . A FSS considera os estados desligado como circuito aberto, *OFF*, e ligado como curto circuito, *ON*, observando que há uma mudança na sua resposta em frequência a medida que é comutado os estados na polarização  $y$ , Figura 6-11 e Figura 6-12, respectivamente.

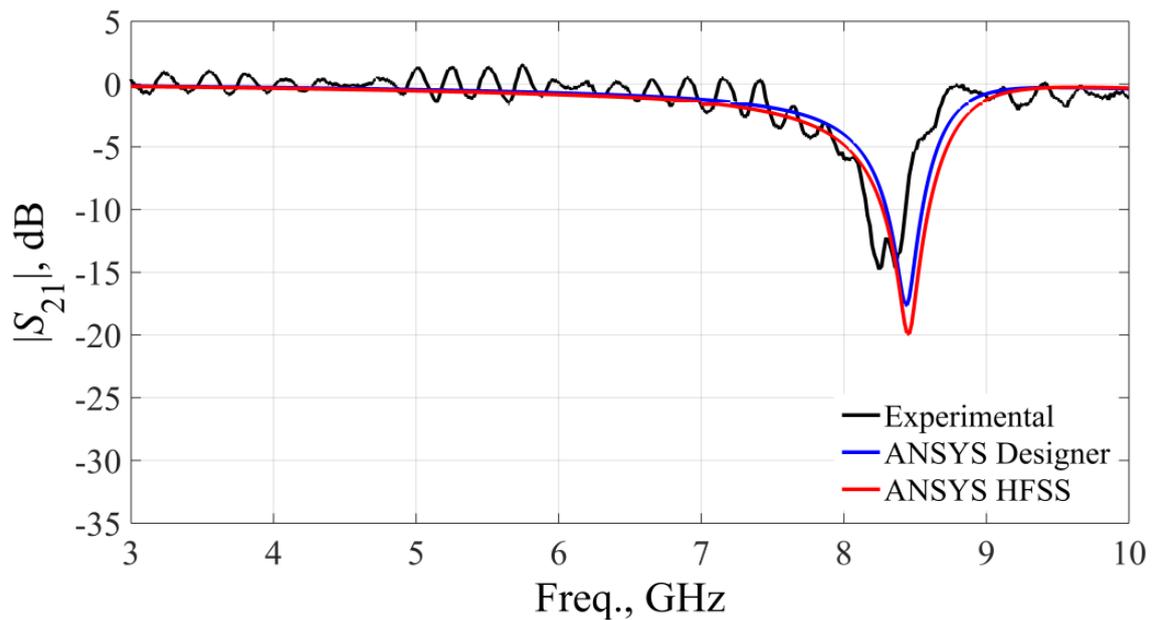


Figura 6- 11 – Resposta em frequência, polarização  $y$ , FSS em aberto, *OFF*

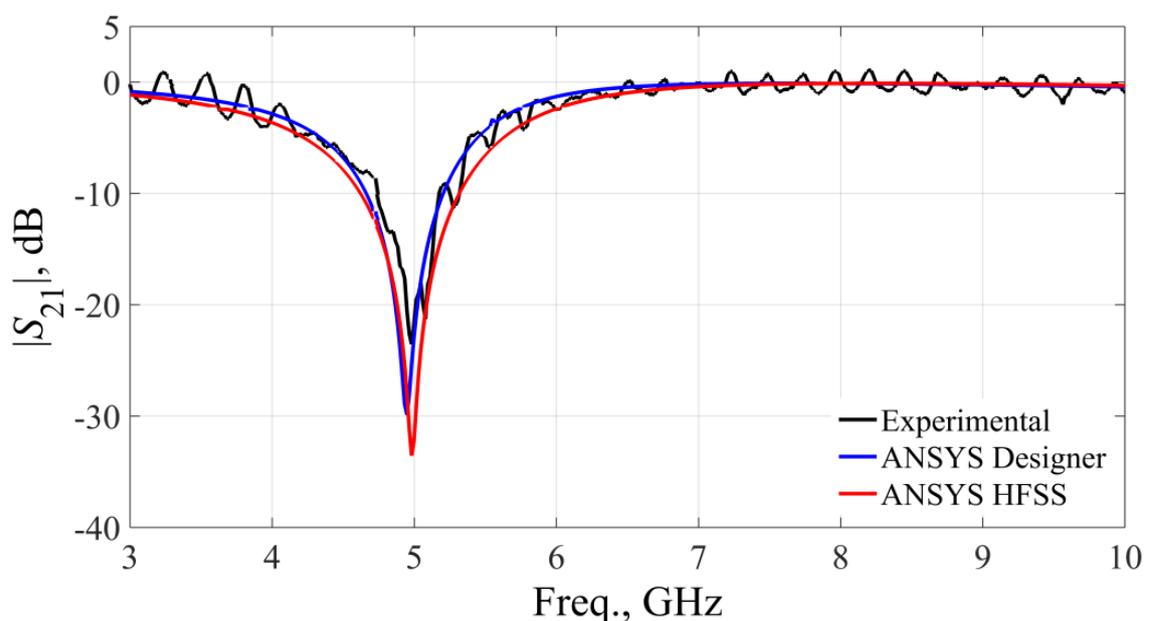


Figura 6- 12 – Resposta em frequência, polarização  $y$ , FSS em curto, *ON*

Após analisado o comportamento da FSS em aberto e curto, foi então implementada a caracterização da FSS reconfigurável através do dispositivo ativo, diodo PIN, que permite a comutação dos estados *ON-OFF* eletronicamente. Para o caso da FSS com diodo, também é observado uma mudança da resposta em frequência para a polarização *y* com a comutação, porém os valores da frequência de ressonância se deslocaram. Isso é esperado já que neste caso são aplicados sessenta e quatro diodos ao circuito e estes possuem valores de capacitância e indutância parasitas. A Figura 6-13 apresenta o resultado para a FSS com diodo no estado desligado, *OFF*, 0,0 V.

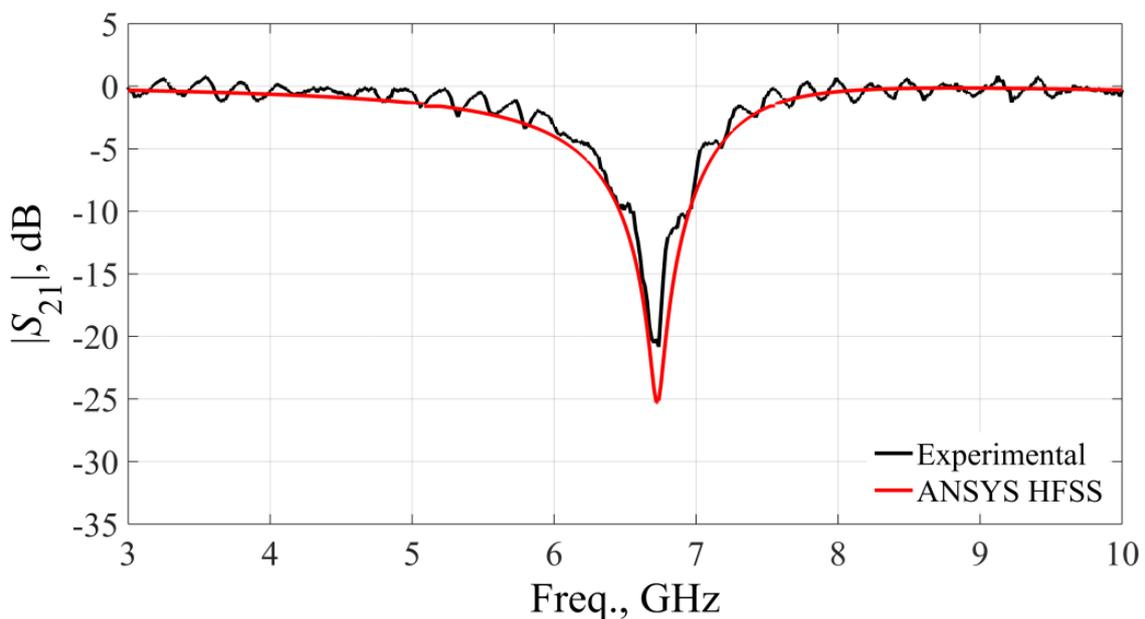


Figura 6- 13 – Resposta em frequência, polarização *y*, FSS com diodo PIN, *OFF*, 0,0 V

Na região de transição, onde a tensão aplicada é de 0,7 V, é obtido um resultado muito interessante, como é observado na Figura 6-14. Quando essa tensão é aplicada ao diodo, temos que a FSS não apresenta nenhuma frequência de ressonância, o que a torna transparente, propriedade bastante atrativa para certas aplicações.

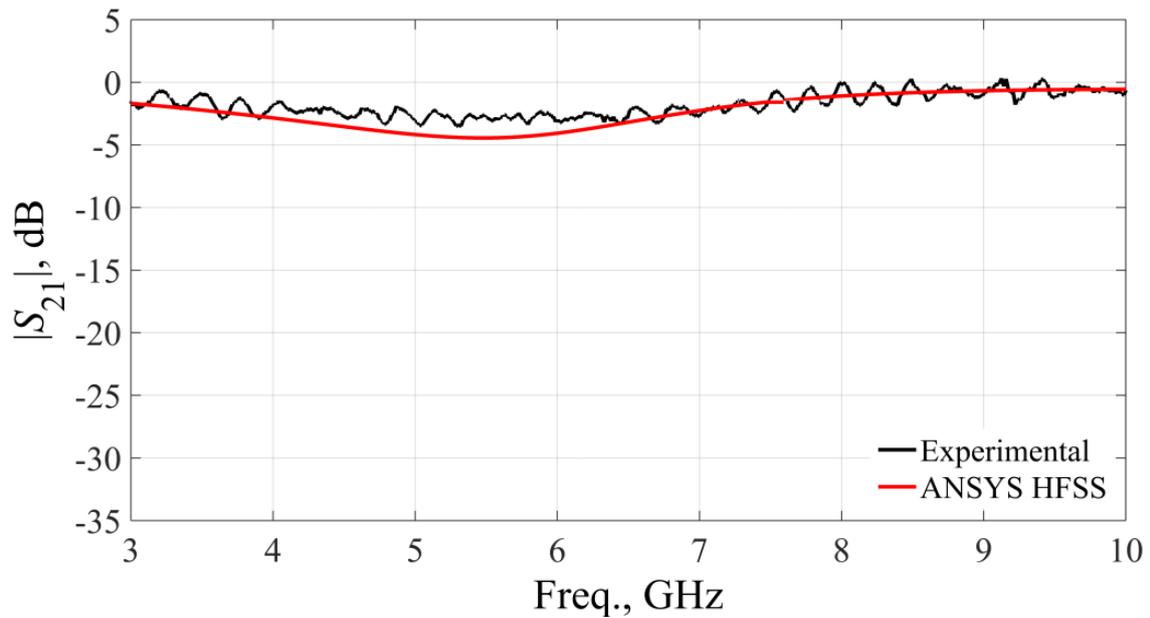


Figura 6- 14 – Resposta em frequência, polarização y, FSS com diodo PIN, transição, 0,7 V

Na Figura 6-15 é apresentado o resultado para a FSS com diodo no estado ligado, ON, 4,0 V, obtendo o resultado esperado com uma frequência de ressonância em 4 GHz. Para todos os casos analisados, observa-se uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados.

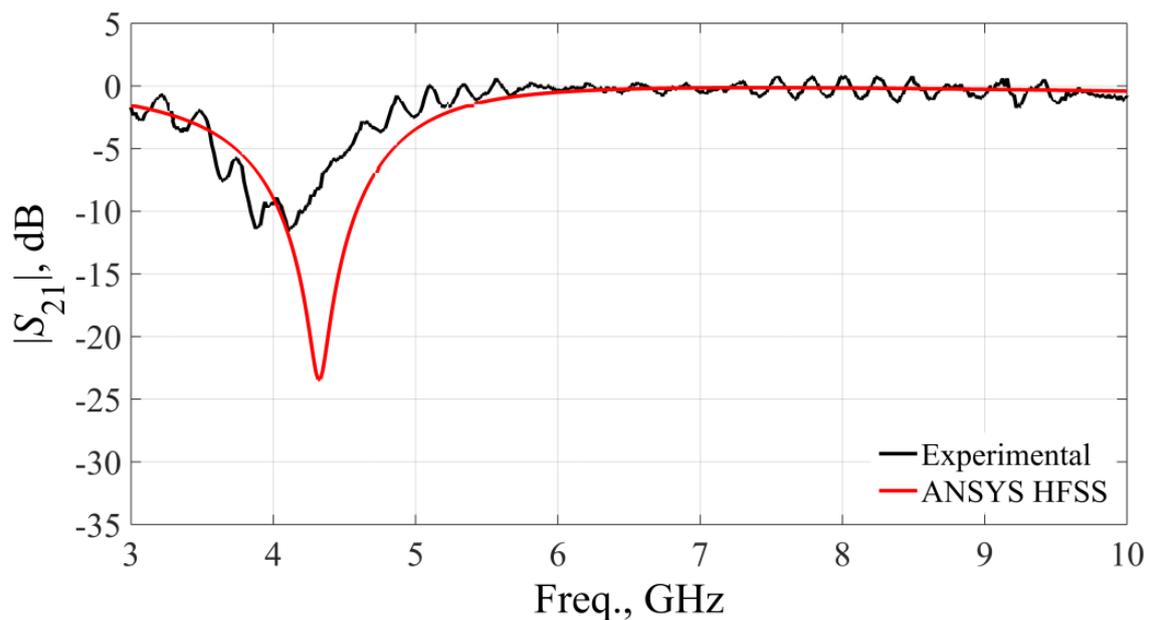


Figura 6- 15 – Resposta em frequência, polarização y, FSS com diodo PIN, ON, 4,0 V

Como foi visto, na polarização  $y$  temos diferentes respostas em frequência para a comutação dos estados *ON-OFF*, uma vez que neste caso o campo elétrico é máximo na região do diodo PIN. Estes resultados são comparados na Figura 6-16, considerando a caracterização experimental.

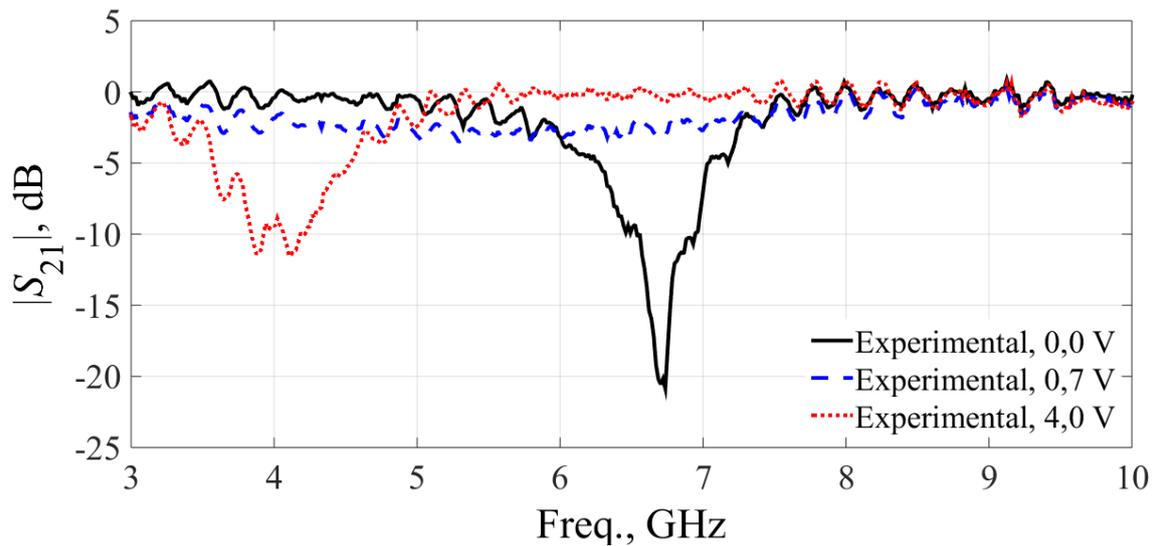


Figura 6- 16 – Respostas em frequência, polarização  $y$ , *ON-transição-OFF*

Com os resultados obtidos é verificada a mudança da frequência de ressonância conforme o diodo PIN realizar a comutação dos estados *ON-OFF* na polarização  $y$ . Estes resultados estão resumidos na Tabela 5-2. Note que apesar do diodo PIN utilizado operar até 6 GHz, foram apresentados resultados até 10 GHz.

Tabela 5- 2 – Resultados sumarizados na polarização  $y$

Tipo de FSS		Frequência (GHz)		
		Designer	HFSS	Experimental
FSS	Aberto	8,44	8,46	8,26
	Fechado	4,95	4,98	4,98
FSS com Diodo	<i>OFF</i>	—	6,72	6,74
	<i>ON</i>	—	4,31	4,12

## 6.2 Caracterização do Elemento Ativo

A caracterização numérica foi realizada utilizando o programa ANSYS® HFSS, que permite a simulação 3D do elemento ativo. A fim de aproximar a frequência de ressonância do dipolo da frequência desejada no projeto, o seu comprimento total foi modificado para 34,93 mm que corresponde a 93,15% de  $\lambda_0/2$ .

A caracterização experimental foi realizada no laboratório de medidas em telecomunicação do IFPB, utilizando um analisador de rede vetorial Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [87] para medir o coeficiente de reflexão,  $|S_{11}|$ , do dipolo, como ilustrado na Figura 6-17.

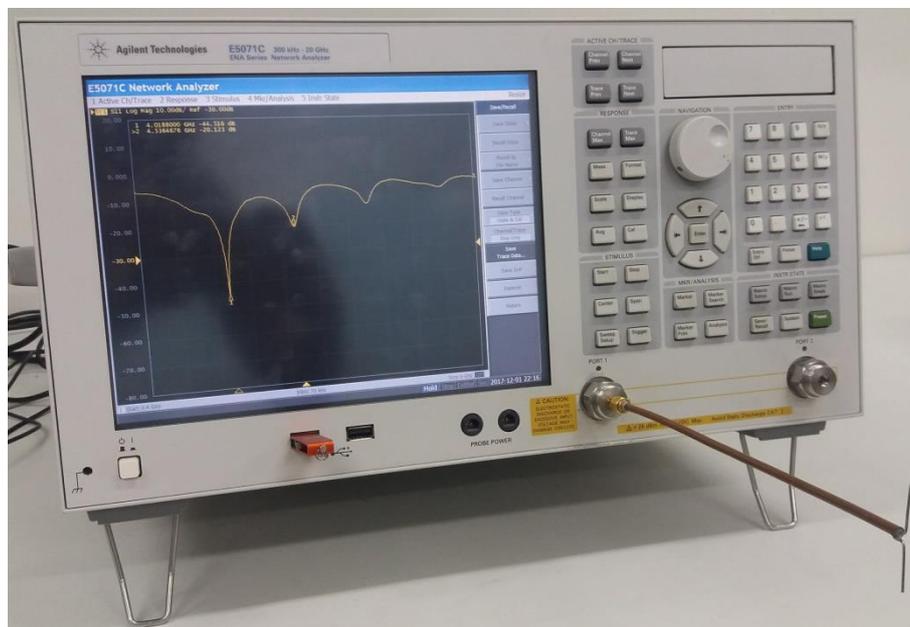


Figura 6- 17 – Medição do dipolo de 4 GHz

Como pode ser observado na Figura 6-18 os resultados medido e simulado do  $|S_{11}|$  para a antena dipolo de meia onda, demonstram estarem em concordância, com frequência de ressonância em 4,03 GHz e 4,01 GHz, respectivamente.

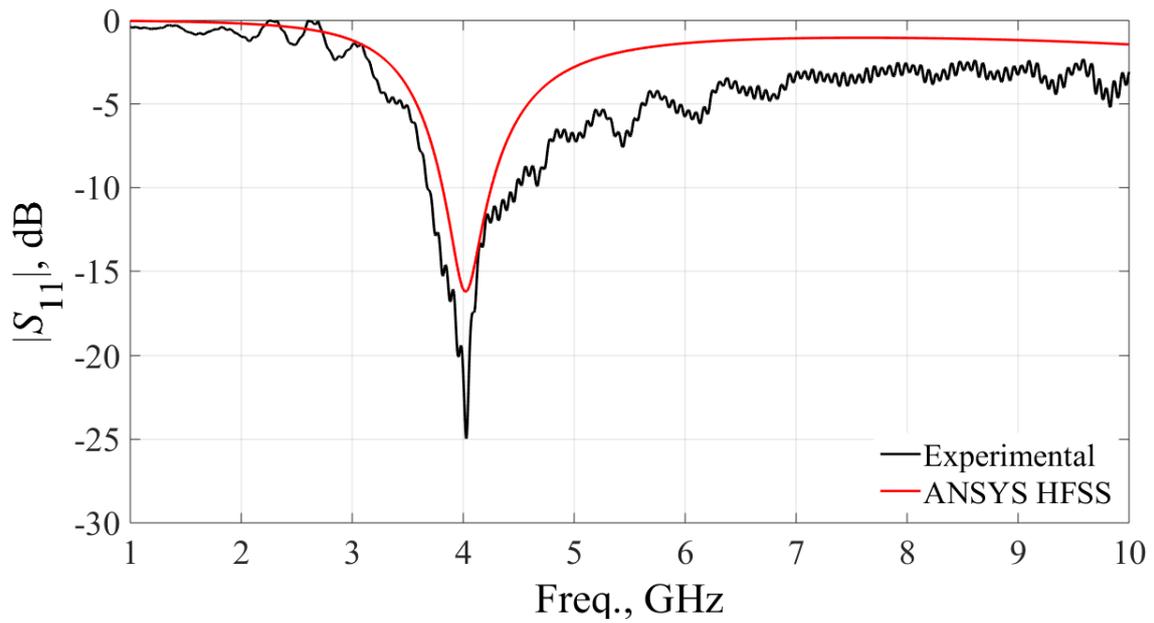
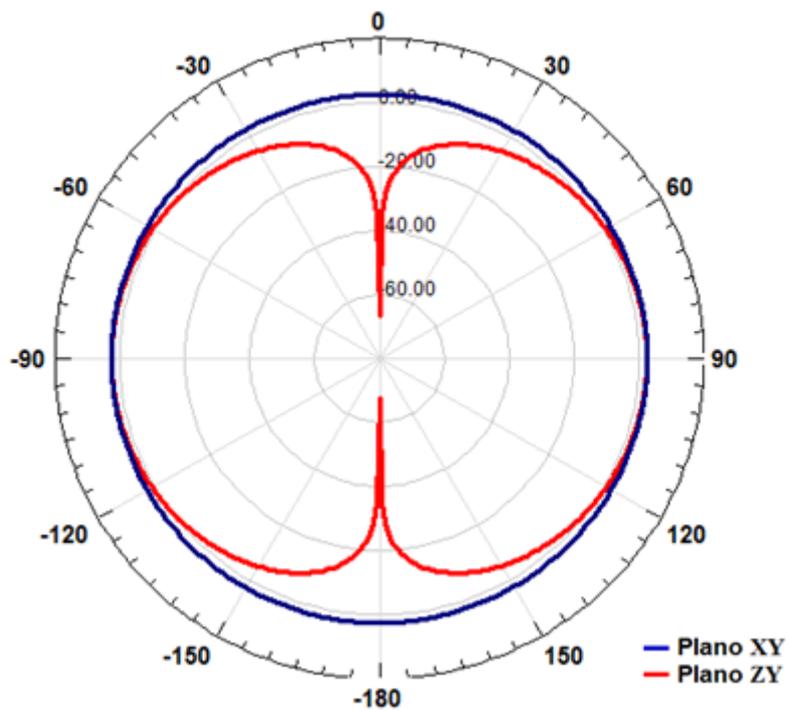
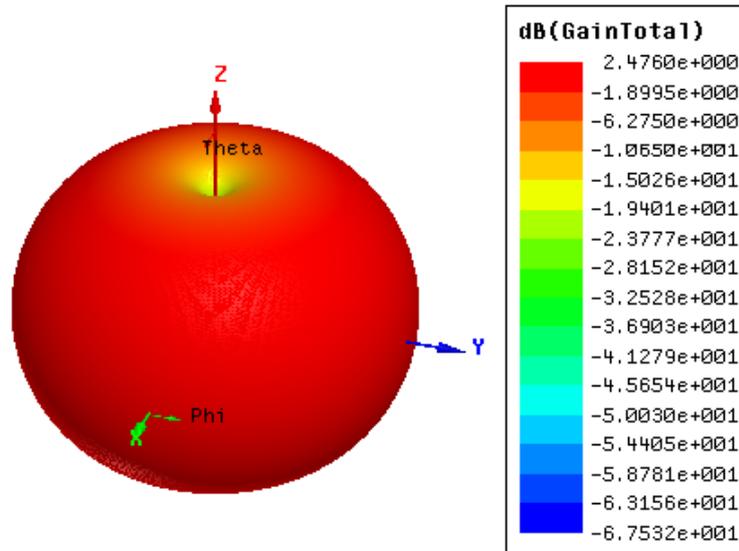


Figura 6- 18 – Resposta em frequência do dipolo projetado

A Figura 6-19 mostra o diagrama de radiação simulado da antena com ganho de 2,48 dB na direção de  $\theta = 90^\circ$  e  $\theta = -90^\circ$ , e pode ser observado um comportamento omnidirecional no plano xy, que sofrerá maior parcela de modificação na antena tipo refletor de canto.



a) Diagrama 2D



b) Diagrama 3D

Figura 6- 19 – Diagrama de radiação do dipolo de 4 GHz simulado

A Figura 6-20 mostra o resultado do diagrama de radiação da caracterização experimental do dipolo para a frequência de 4 GHz. Observa-se que dados apresentados são valores não normalizados do  $|S_{21}|$ . Para comparar os resultados experimentais obtidos com os numéricos, na mesma escala, foi realizado o processo de normalização. Este processo é implementado a partir do resultado medido do dipolo, tomando os valores da região mais uniforme, neste caso entre os ângulos de  $\theta = 0^\circ$  a  $30^\circ$  e  $\theta = 330^\circ$  a  $360^\circ$ . Em seguida é calculada a média destes e, então, criado um dipolo virtual para que todos os outros resultados obtidos nas caracterizações sejam normalizados a partir deste, Figura 6-21. Com isso, é feita a diferença entre o resultado medido não normalizado e o dipolo virtual para padronizar os todos os resultados na mesma escala.

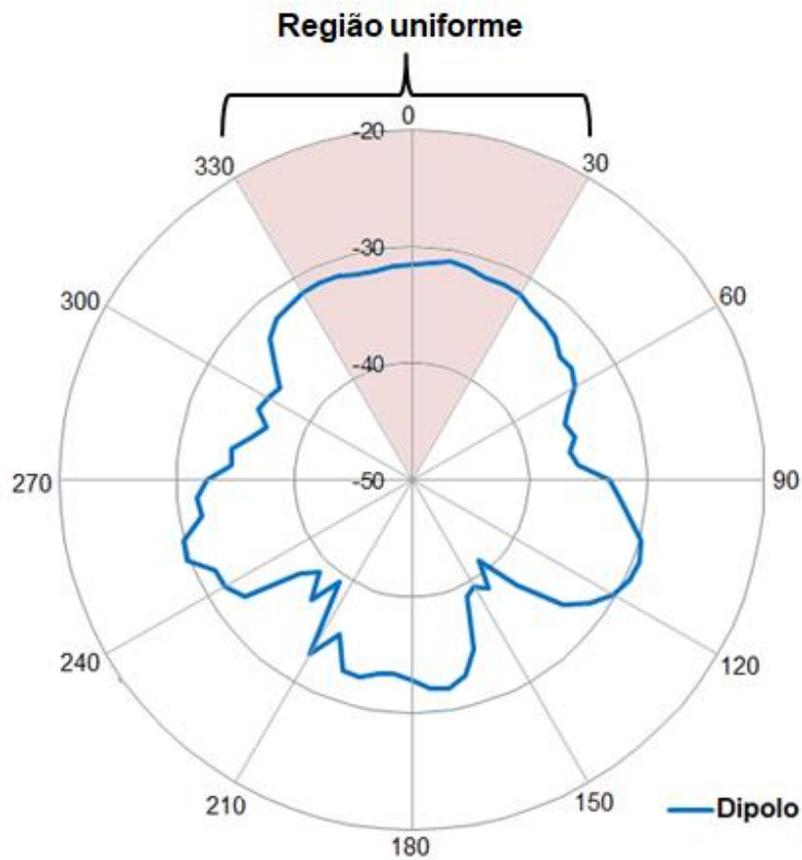


Figura 6- 20 – Diagrama de radiação do dipolo com valores não normalizados e região uniforme

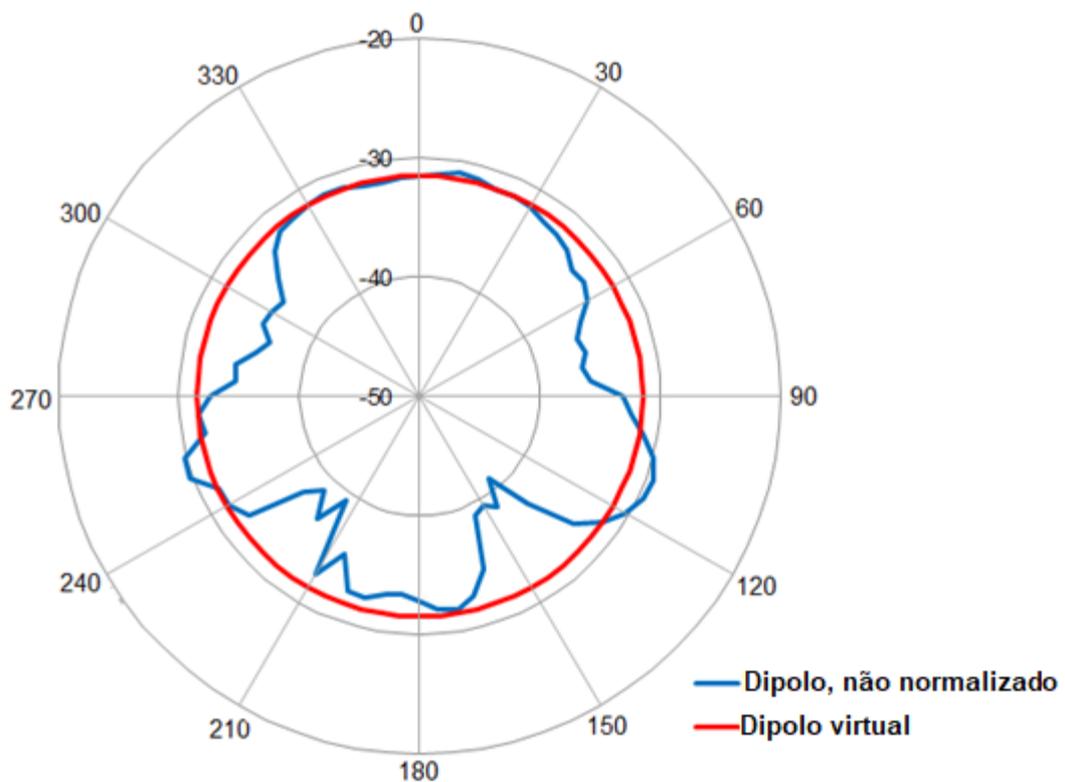


Figura 6- 21 – Diagrama de radiação do dipolo com valores não normalizados x dipolo virtual

O comparativo do diagrama de radiação no plano  $xy$  do dipolo medido e simulado é mostrado na Figura 6-22, observam-se irregularidades no diagrama medido devido à posição do cabo de alimentação e suporte.

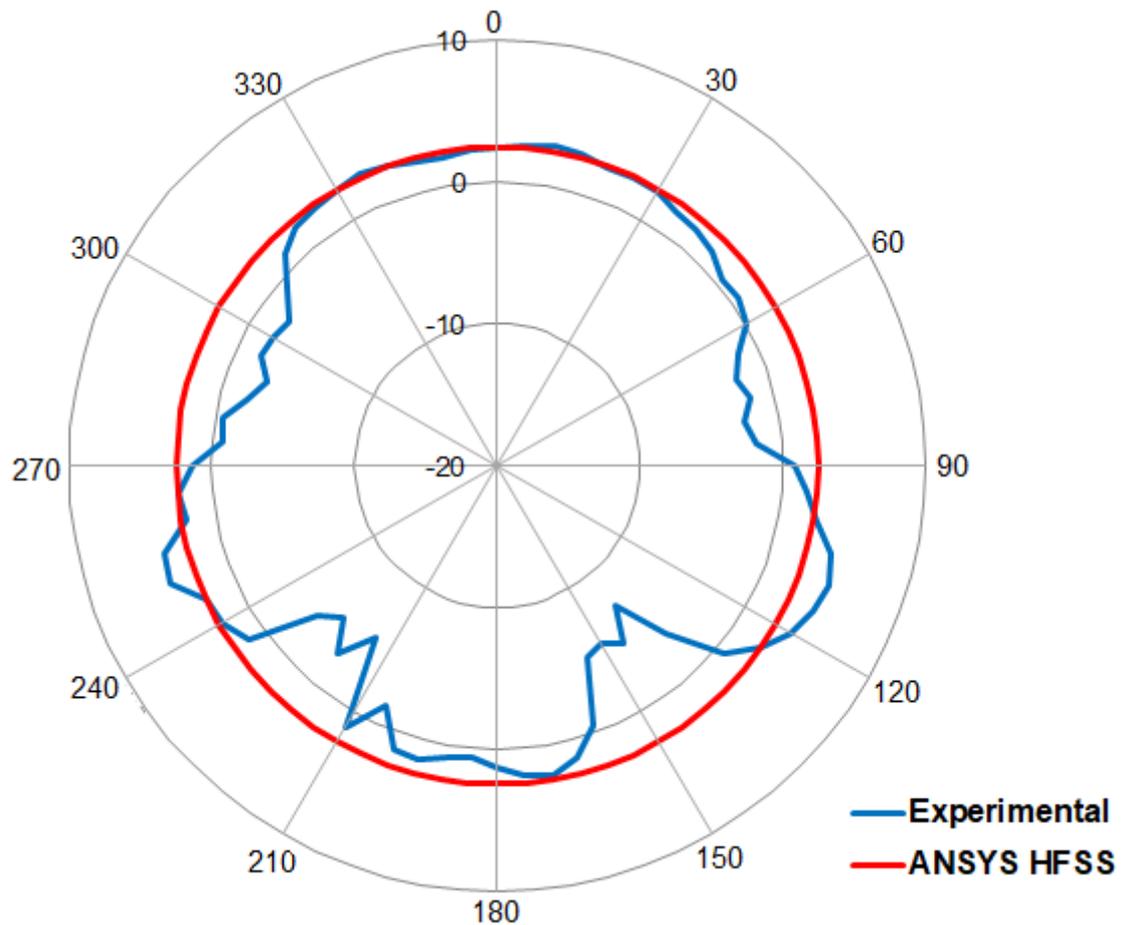


Figura 6- 22 – Comparativo do diagrama de radiação do dipolo, medido x simulado

Na Figura 6-23 é apresentada a resposta em frequência do  $|S_{11}|$  da antena dipolo em comparação com o  $|S_{21}|$  da FSS com diodo PIN no estado *ON*, demonstrando que a frequência de ressonância do dipolo está na região de interesse do projeto, sendo possível avaliar o comportamento do mesmo com as FSS como refletor.

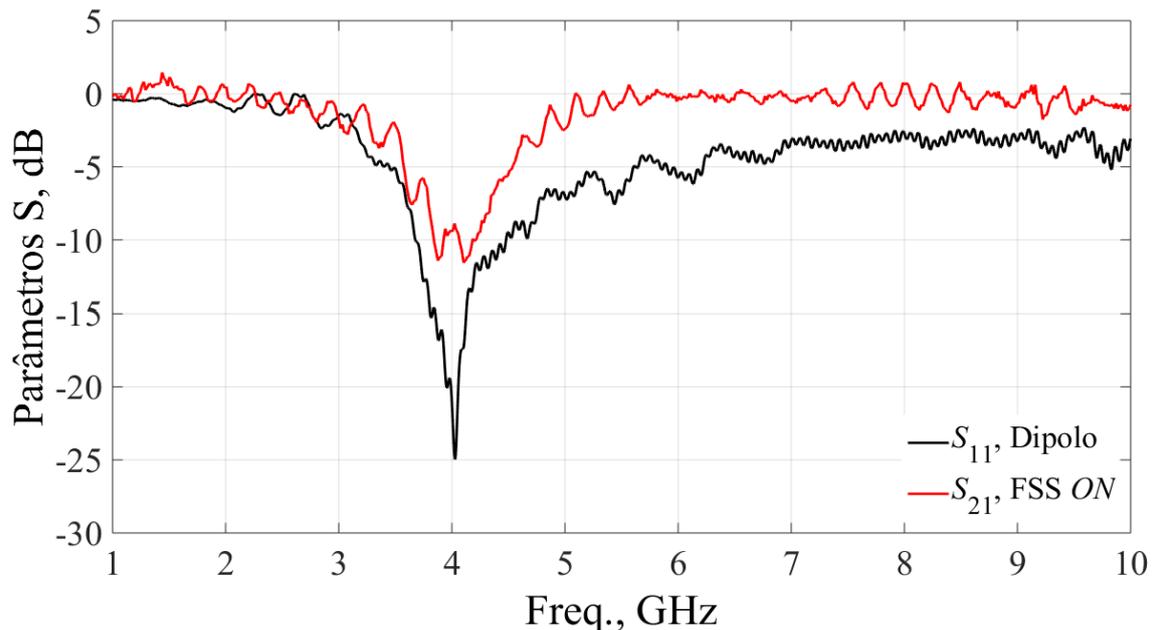


Figura 6- 23 – Comparativo dos parâmetros S do dipolo e da FSS

### 6.3 Caracterização da Antena do tipo Refletor de Canto com placas metálicas

A fim de ter um parâmetro para comparar o comportamento das FSS como refletor, foi inicialmente feita a caracterização da antena tipo refletor de canto utilizando as placas metálicas como refletor. A distância entre o elemento ativo e o vértice do refletor depende do ângulo da abertura do refletor. Como descrito no Capítulo 4, essa distância tem um limite para evitar a dispersão do sinal pela presença de lobos secundários. Neste projeto foi considerada a distância de  $s = 60$  mm para o ângulo de  $60^\circ$  e  $s = 75$  mm para o ângulo de  $45^\circ$ , que corresponde a  $0,8\lambda_0$  e  $1,0\lambda_0$ , respectivamente, onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda na frequência de ressonância.

A caracterização numérica da antena com placas metálicas como refletor foi realizada através do *software* ANSYS® HFSS, sendo considerado o refletor com ângulo de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , como ilustrado na Figura 6-24. O diagrama de radiação 3D simulado desta antena é apresentado na Figura 6-25 com visão frontal e traseira, demonstrando o comportamento direcional. Na caracterização numérica foi obtido um ganho de 12,97 dB para o refletor com  $60^\circ$  e 12,47 dB para o refletor com ângulo de abertura de  $45^\circ$ .

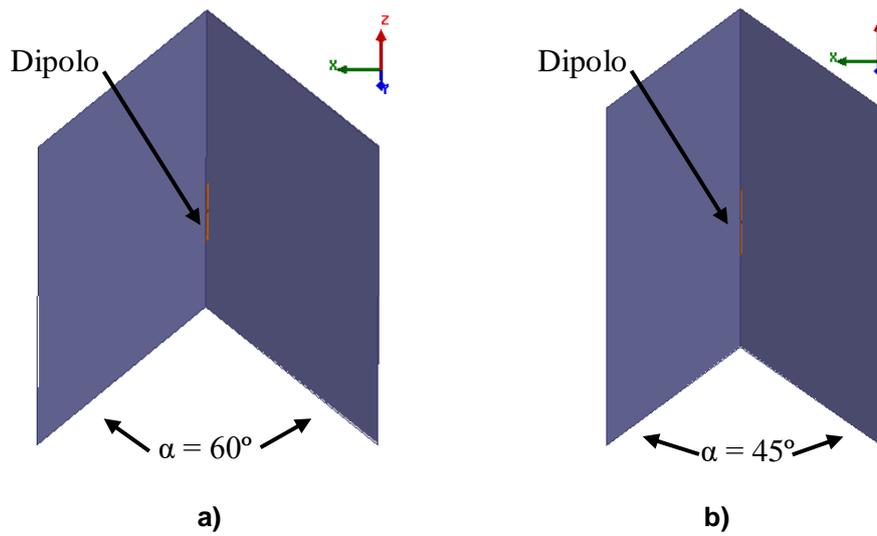


Figura 6- 24 – Representação da configuração do refletor com placas metálicas com (a)  $\alpha = 60^\circ$  e (b)  $\alpha = 45^\circ$

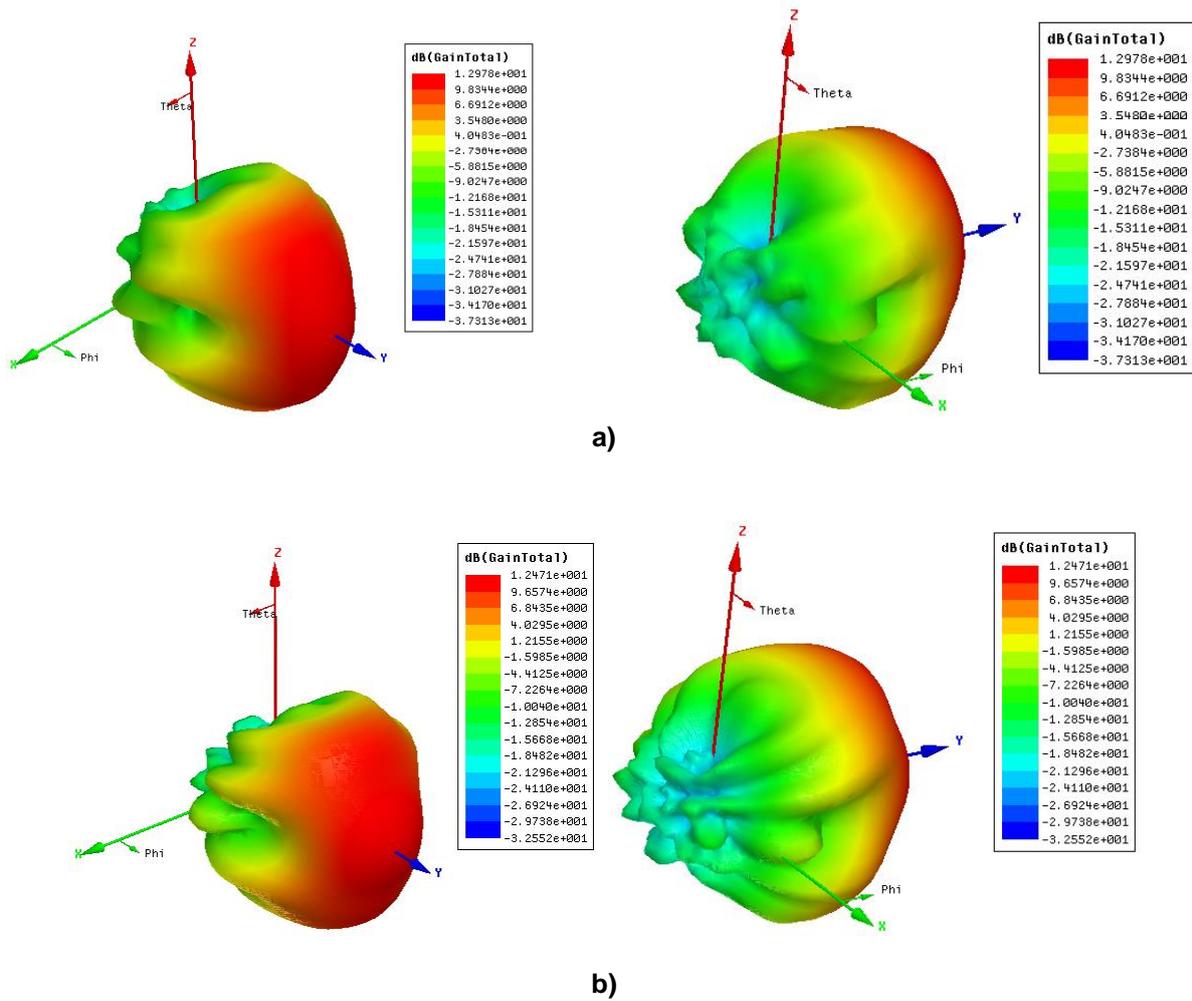


Figura 6- 25 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com placas metálicas para (a)  $\alpha = 60^\circ$  e (b)  $\alpha = 45^\circ$

A Figura 6-26 apresenta o comparativo do diagrama de radiação 2D simulado da antenna com refletores com  $\alpha = 60^\circ$  e  $\alpha = 45^\circ$  com relação à antenna dipolo. É observado que a antenna com refletor deixa de ser omnidirecional, devido à redução dos lobos na parte posterior, fazendo com que a mesma se torne uma antenna direcional.

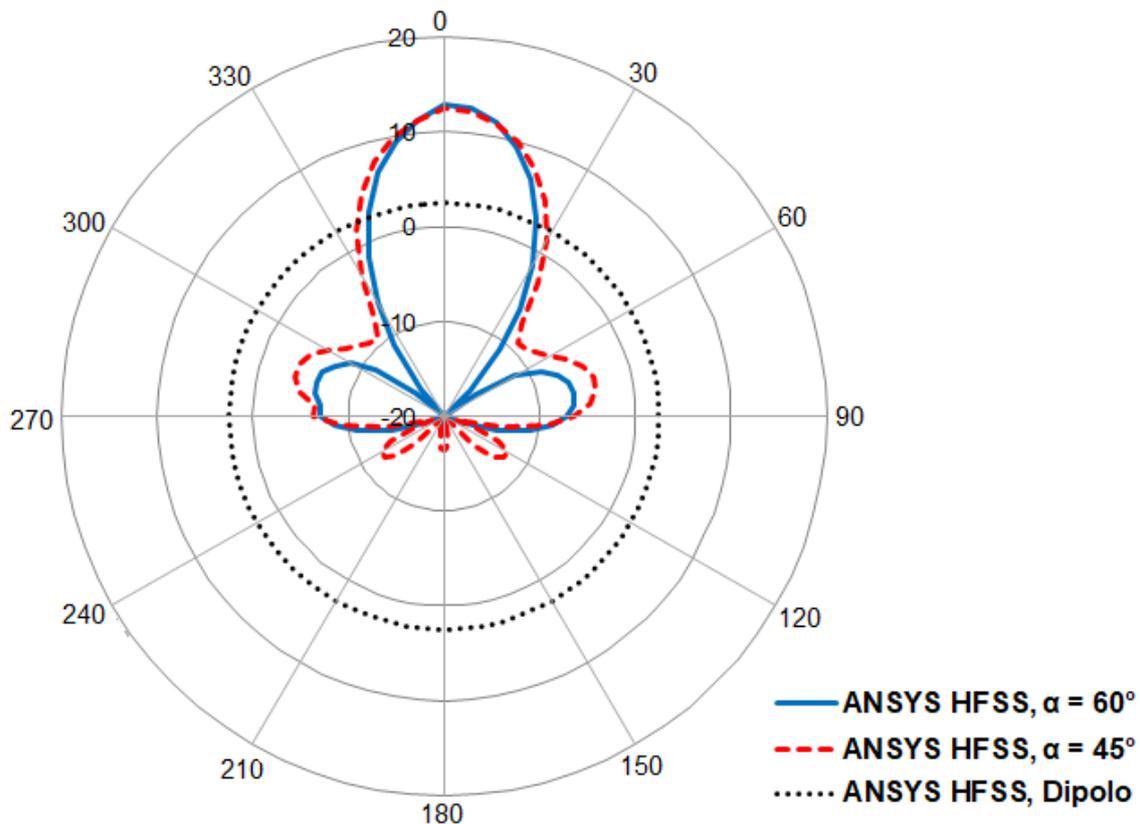
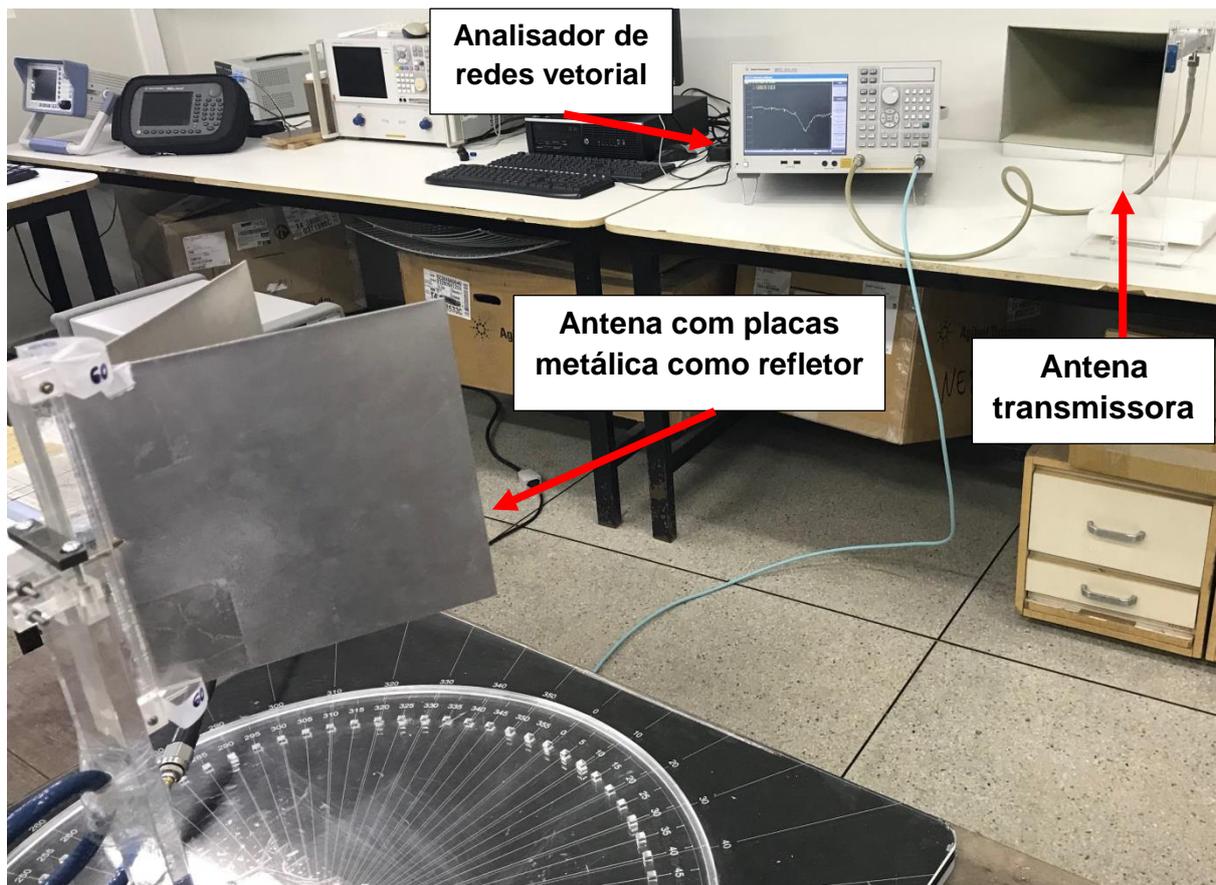


Figura 6- 26 – Comparativo do diagrama de radiação simulado do dipolo e a antenna com refletor

A caracterização experimental da antenna com refletor metálico foi realizada no laboratório de medidas em telecomunicações do IFPB, fazendo uso de um analisador de redes vetorial Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [87] e uma antenna corneta Pasternack PE9861-20 (3,95 GHz a 5,85 GHz) [89], como antenna transmissora. O *setup* de medição é mostrado na Figura 6-27. O processo de aquisição dos dados consistiu em medir o  $|S_{21}|$  para a frequência de ressonância da antenna,  $f_r = 4$  GHz, para obter o diagrama de radiação, considerando a variação de  $0^\circ$  a  $360^\circ$  com passo de  $5^\circ$ .



**Figura 6- 27 – Setup de medição para a antena com refletor de placas metálicas**

Os resultados da caracterização experimental para refletores metálicos comparados ao dipolo estão representados na Figura 6-28. Observa-se uma boa concordância dos resultados experimentais com os numéricos (Figura 6-26), principalmente da parte frontal do diagrama de radiação.

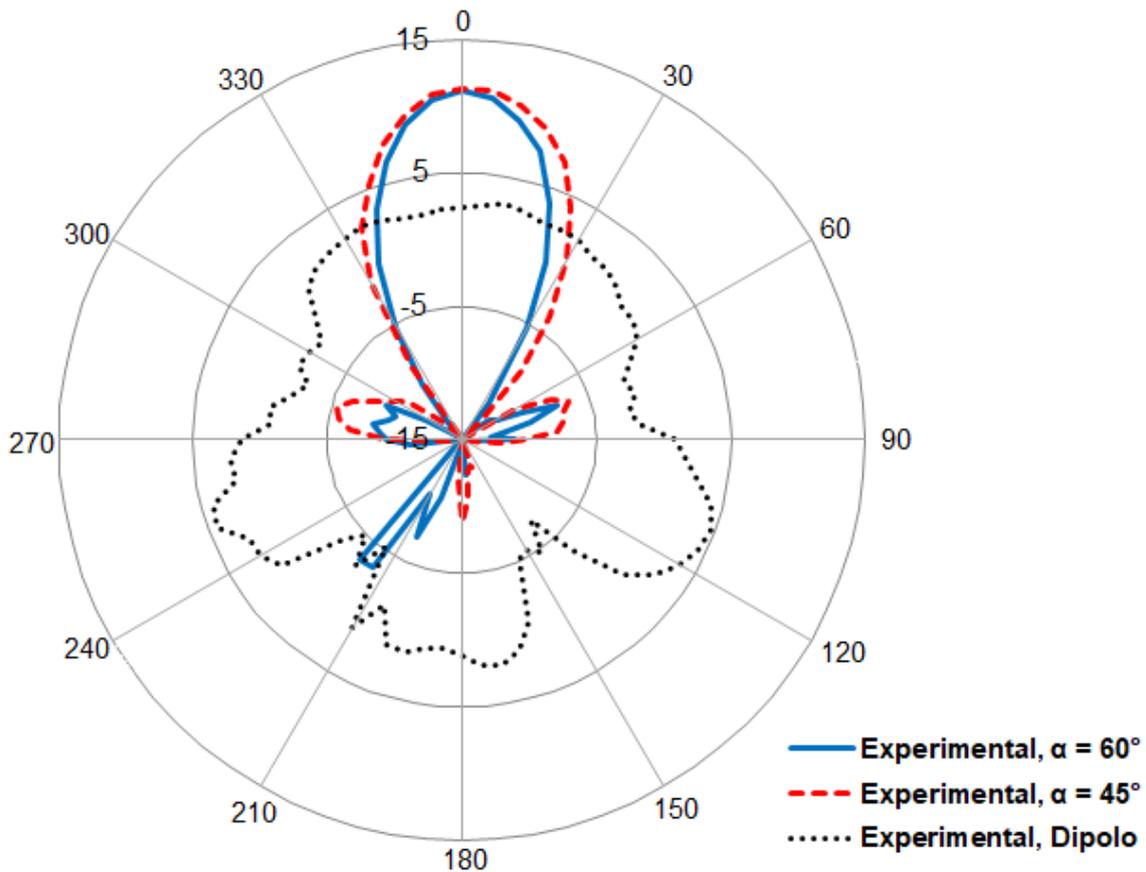


Figura 6- 28 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo e a antena com refletor

#### 6.4 Caracterização da Antena com Refletor Reconfigurável por FSS

A antena tipo refletor de canto foi caracterizada numericamente e experimentalmente, demonstrando a reconfiguração do diagrama de radiação. Neste projeto foi considerada a mesma distância, descrita na Subseção anterior, entre o dipolo e o vértice do refletor para os ângulos de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ .

A Figura 6-29 ilustra a antena com as FSS como refletor com ângulos de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , simuladas através do ANSYS<sup>®</sup> HFSS. A caracterização numérica consistiu em simular a reconfiguração das FSS entre os estados *ON-OFF*, em que as FSS atuam como refletor ou não. Neste tipo de refletor, por se tratar de uma geometria mais complexa, comparado às placas metálicas, o tempo de simulação para cada estado foi em média 33 horas.

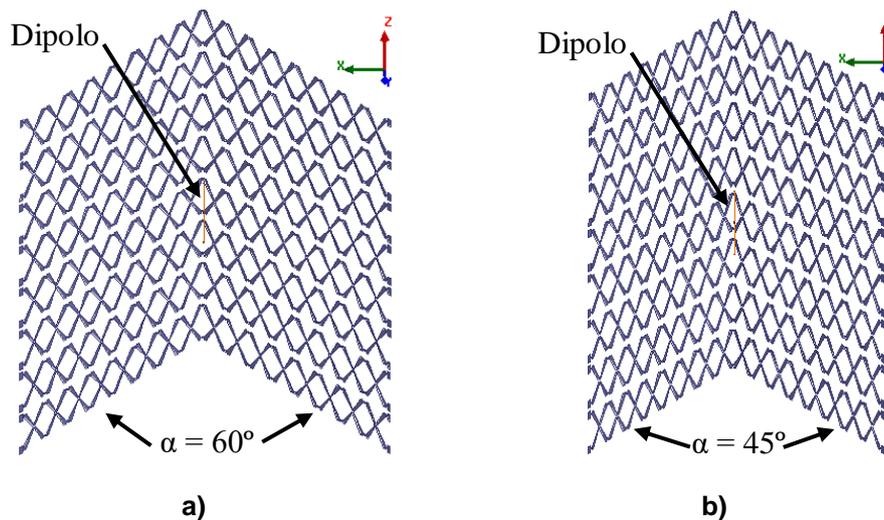


Figura 6- 29 – Representação da configuração do refletor com FSS com (a)  $\alpha = 60^\circ$  e (b)  $\alpha = 45^\circ$

A caracterização experimental da antena com refletor utilizando FSS foi realizada em dois ambientes diferentes, no laboratório de medidas em telecomunicações do IFPB e no laboratório com câmara anecoica da UVic, onde a descrição e resultado deste último serão apresentados no Apêndice B. Os resultados que são apresentados nesta Seção foram obtidos nas medições no IFPB, fazendo uso de um analisador de redes vetorial Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [87], uma antena corneta Pasternack PE9861-20 (3,95 GHz a 5,85 GHz) [89] e uma fonte de alimentação E3633A (0 V a 20 V) [88], para comutar os estados *ON-OFF*. A Figura 6-30 representa o *setup* de medição. A aquisição dos dados para a caracterização experimental foi obtida conforme descrito na Seção anterior, que consistiu em medir o  $|S_{21}|$  na frequência de 4 GHz, determinando o diagrama de radiação ao medir este parâmetro de  $\theta = 0^\circ$  a  $360^\circ$  com passo de  $5^\circ$ .

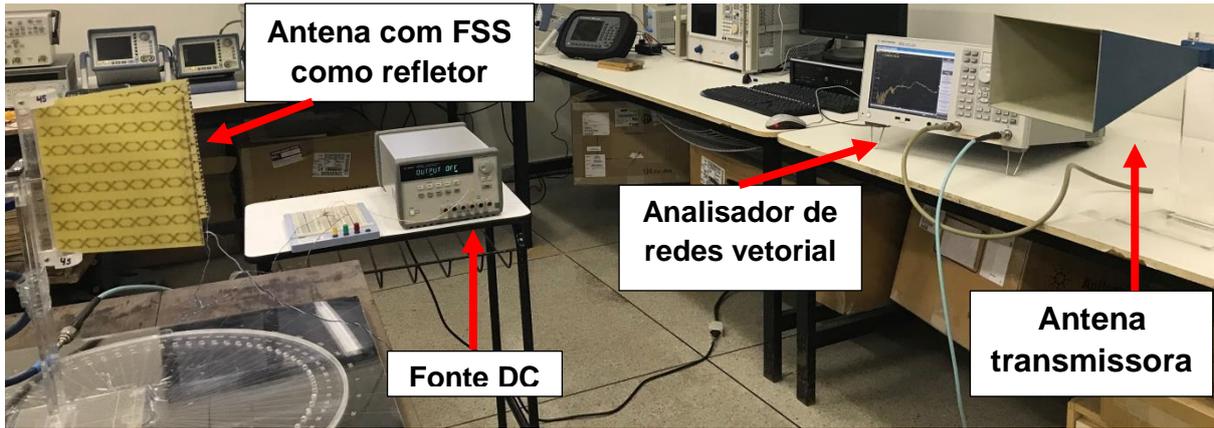
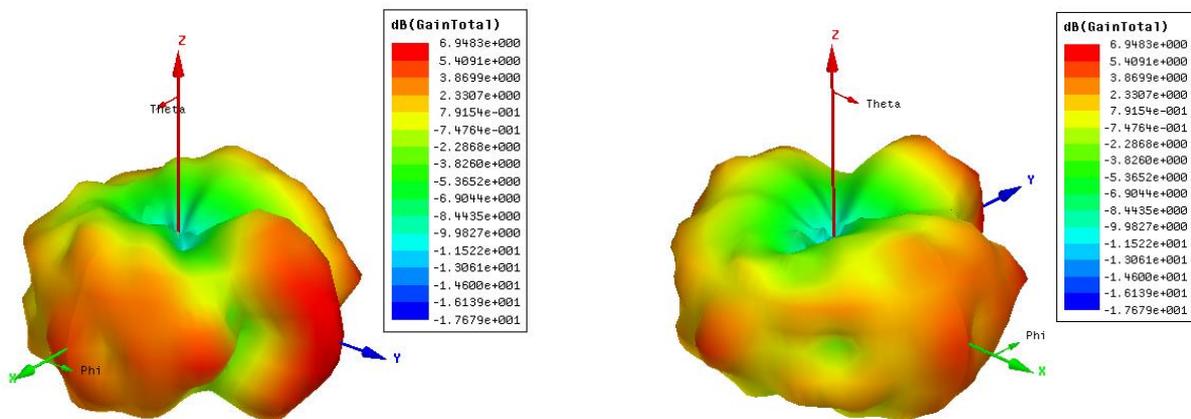
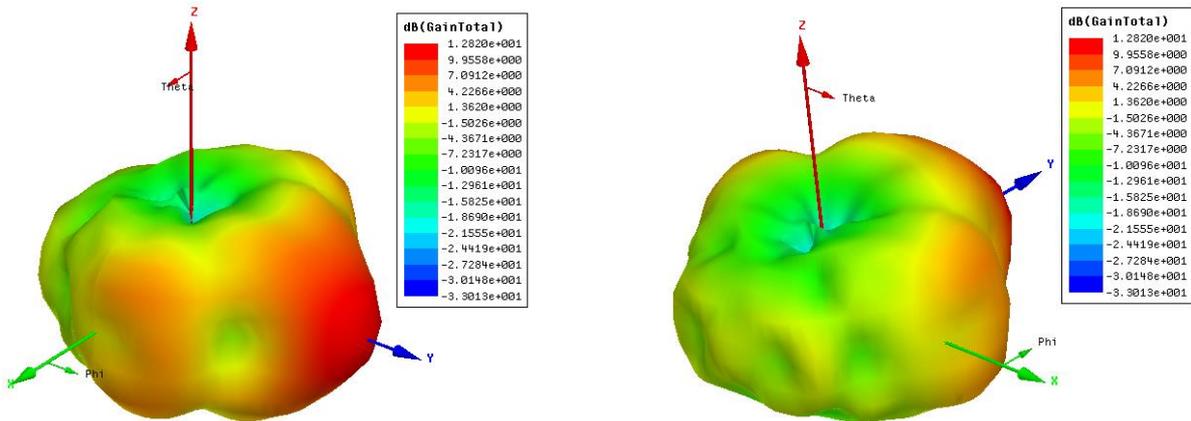


Figura 6- 30 – Setup de medição para a antena com refletor com FSS

Os resultados da simulação 3D para a antena com refletor de  $60^\circ$  é mostrado na Figura 6-31 para os casos *OFF* e *ON* da FSS, respectivamente, com visão frontal e traseira. No estado *OFF* a antena apresenta ganho de 6,94 dB e para o estado *ON* ela passa a ser mais diretiva com ganho de 12,82 dB.



a)



b)

Figura 6- 31 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com FSS,  $\alpha = 60^\circ$ , para os estados (a) OFF e (b) ON

A Figura 6-32 apresenta o resultado 2D da caracterização numérica da antena com FSS como refletor com ângulo de abertura de  $60^\circ$  no plano  $xy$ , reconfigurando o diagrama de radiação através dos estados OFF-ON, obtendo um incremento no ganho de 5,88 dB.

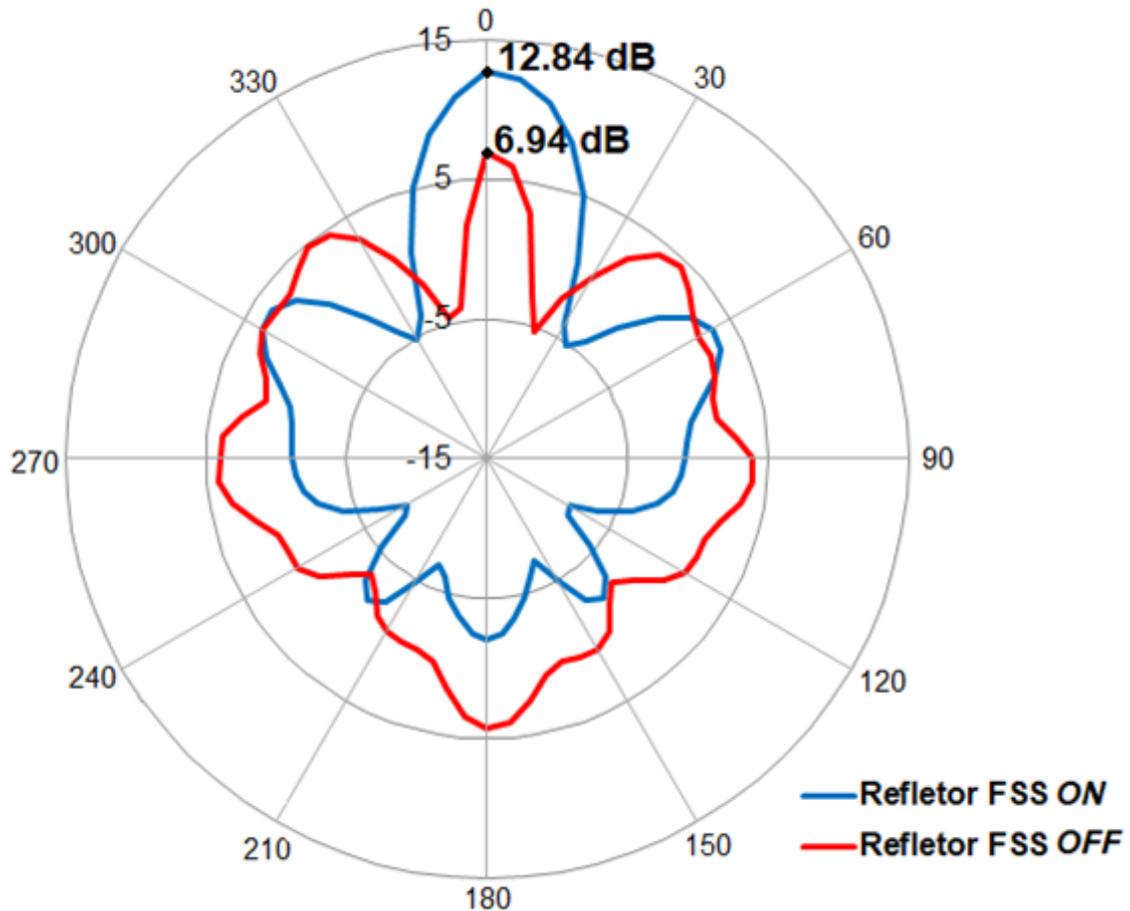


Figura 6- 32 – Comparativo do diagrama de radiação simulado da antena com FSS como refletor,  $\alpha = 60^\circ$ , nos estados ON-OFF

O resultado da caracterização experimental para a antena com refletor de  $60^\circ$  é apresentado na Figura 6-33. Como esperado, a reconfiguração da FSS do estado *OFF* para o estado *ON* torna o diagrama de radiação diretivo neste último caso, uma vez que a frequência da FSS passa a ser a mesma do dipolo. Com isso, a antena teve um incremento no ganho de 4,55 dB, valor aproximado do esperado comparado a simulação.

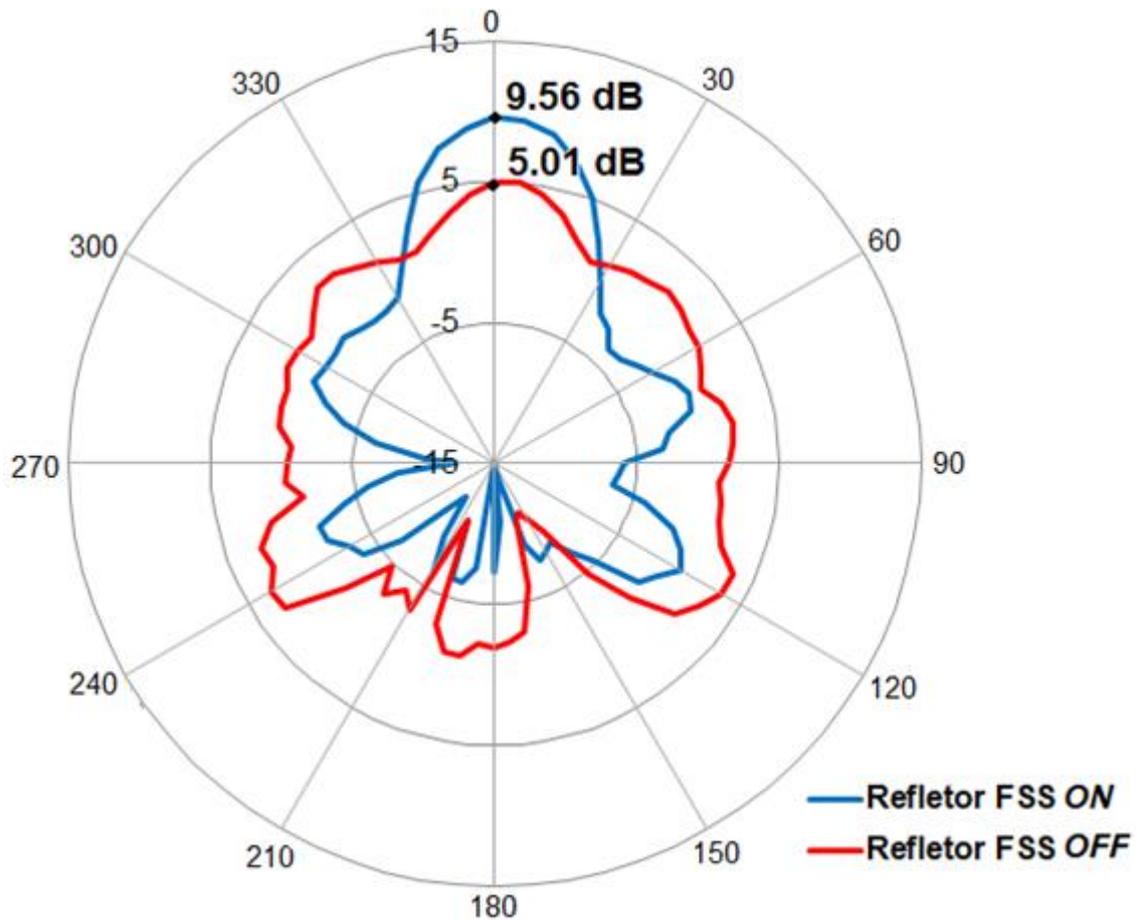
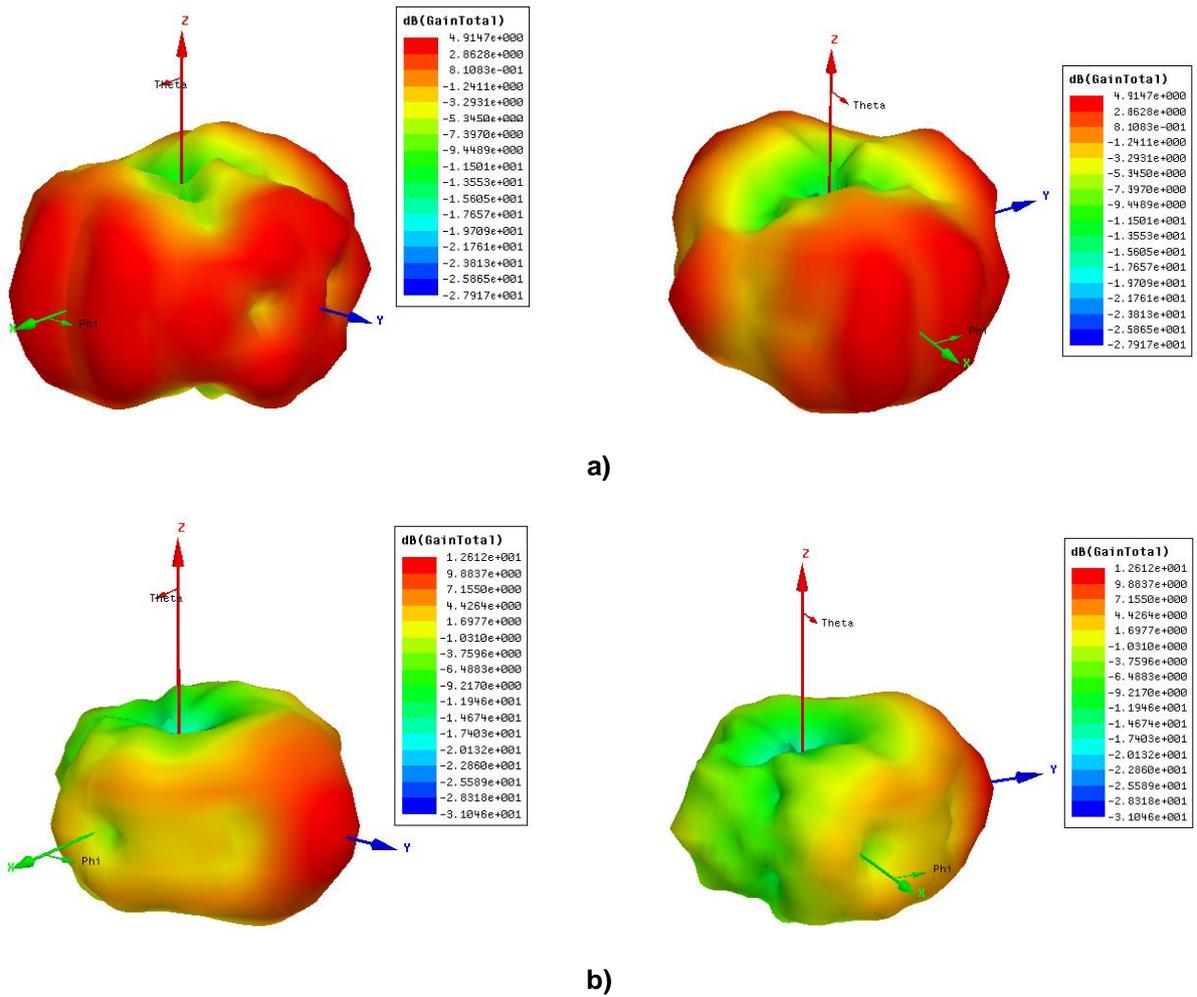


Figura 6- 33 – Comparativo do diagrama de radiação medido da antena com FSS como refletor,  $\alpha = 60^\circ$ , nos estados *ON-OFF*

A Figura 6-34 apresenta os resultados da simulação 3D para a antena com refletor com ângulo de abertura de  $45^\circ$  para os casos *OFF* e *ON* da FSS, respectivamente, com visão frontal e traseira. No estado *OFF* a antena apresenta ganho de 3,19 dB e para o estado *ON* ela passa a ser mais diretiva com ganho de 12,61 dB.



**Figura 6- 34 – Diagrama de radiação 3D para o refletor com FSS,  $\alpha = 45^\circ$ , para os estados (a) OFF e (b) ON**

O resultado da simulação no plano  $xy$  é apresentado na Figura 6-35 para a antena com refletor com  $\alpha = 45^\circ$ , reconfigurando o diagrama de radiação através da comutação entre os estados OFF-ON da FSS. É observado neste caso que a radiação no estado OFF é pequena entre os ângulos de  $\theta = 15^\circ$  e  $\theta = 345^\circ$  do diagrama polar. Quando é comutado para o estado ON da FSS, praticamente todo o sinal se concentra na direção de  $\theta = 90^\circ$ , tornando o diagrama de radiação diretivo e obtendo um incremento no ganho de 9,42 dB.

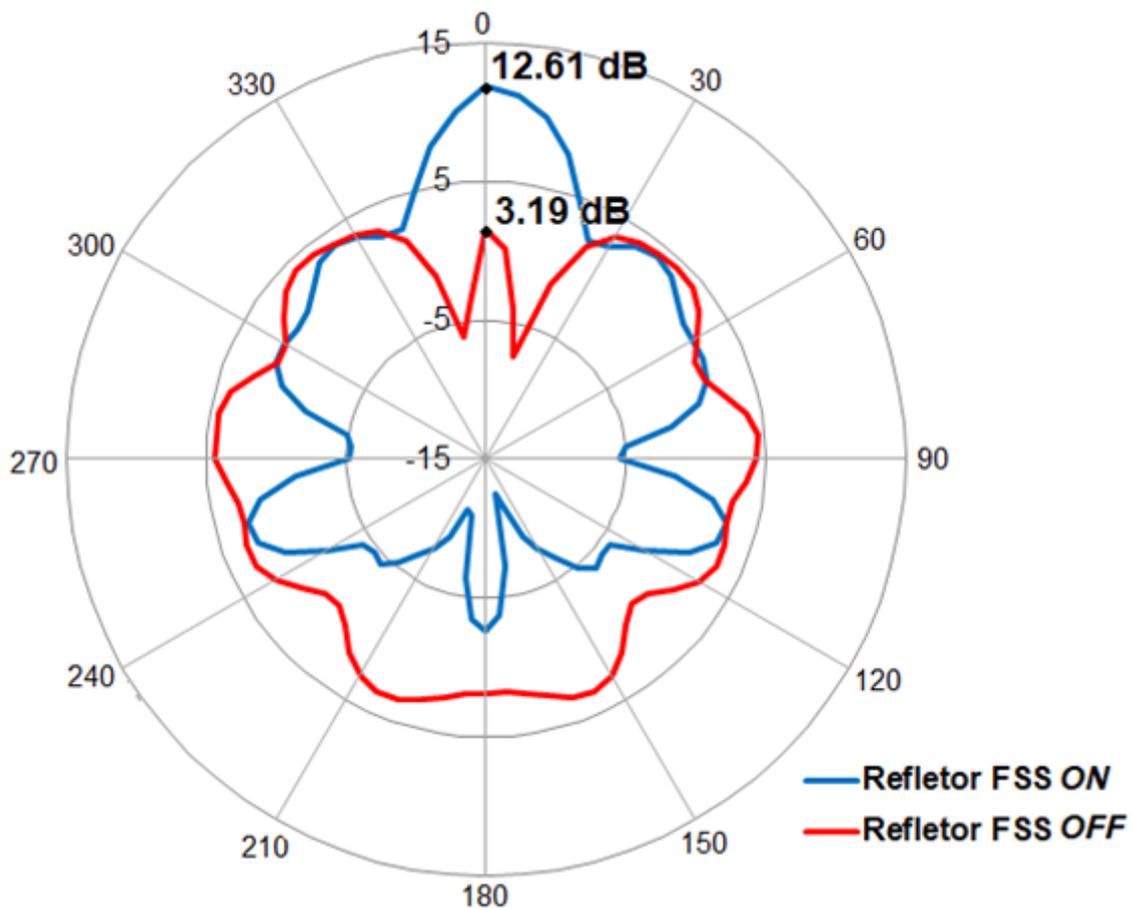


Figura 6- 35 – Comparativo do diagrama de radiação simulado da antena com FSS como refletor,  $\alpha = 45^\circ$ , nos estados *ON-OFF*

A Figura 6-36 apresenta o resultado da caracterização experimental para a antena com refletor com  $\alpha = 45^\circ$ . Quando comutado o estado *OFF* para o estado *ON* da FSS, o diagrama de radiação passa a ser diretivo porque as FSS passam a atuar como refletor. Com isso, a antena teve um incremento no ganho de 12,06 dB, valor aproximado do esperado comparado a simulação.

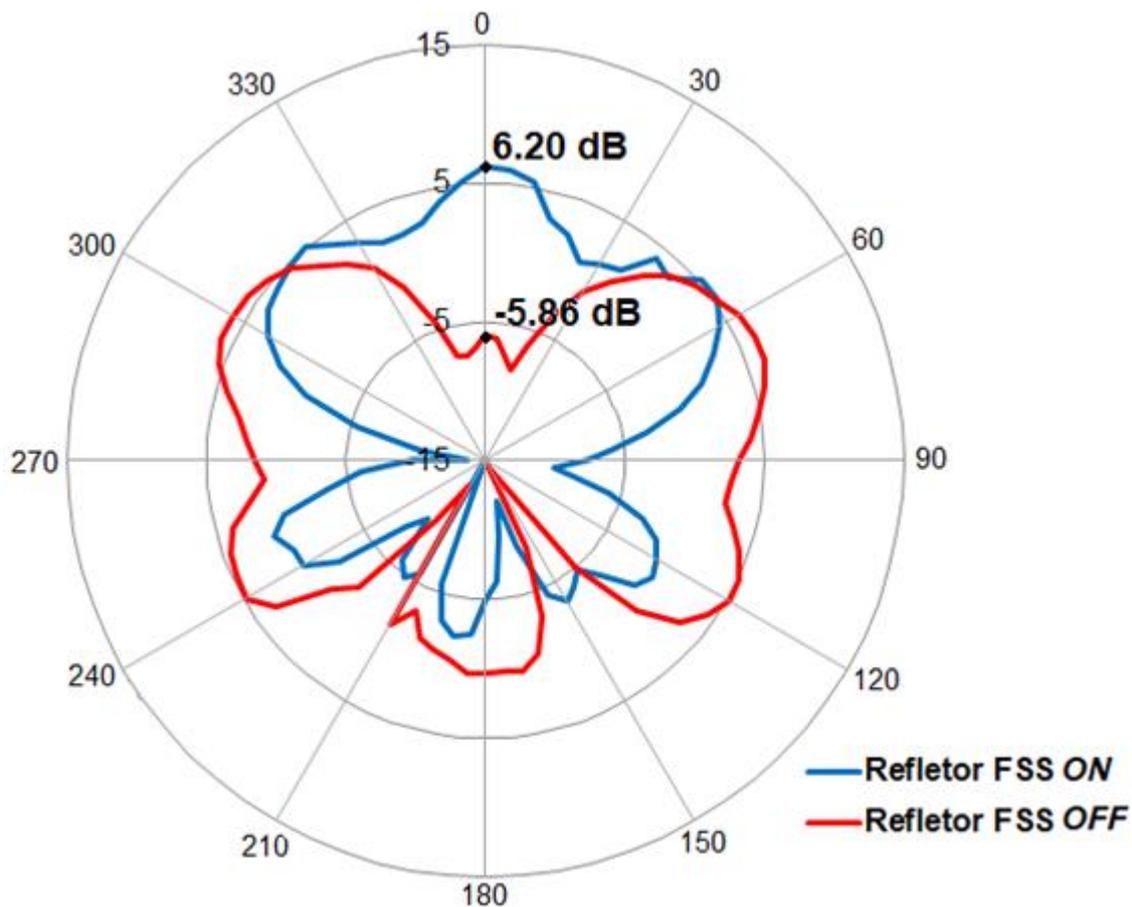


Figura 6- 36 – Comparativo do diagrama de radiação medido da antena com FSS como refletor,  $\alpha = 45^\circ$ , nos estados *ON-OFF*

## 6.5 Comparativo das Caracterizações Experimentais das Antenas

Nesta Seção é apresentado o comparativo entre os resultados obtidos na caracterização experimental da antena dipolo com e sem refletor, com o intuito de avaliar a implementação da antena tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência.

As Figura 6-37 e Figura 6-38 apresentam os diagramas de radiação dos resultados experimentais, para a frequência de 4 GHz, da antena dipolo, antena do tipo refletor de canto com placas metálicas e com FSS nos estados *ON-OFF* com ângulo de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , respectivamente. Pode-se observar que quando as FSS estão no estado *ON*, passam a atuar como refletor, aproximando o seu comportamento ao do refletor com placas metálicas. No estado *OFF* as FSS deixam de se comportar como refletor, fazendo com que o diagrama de radiação deixe de

ser direcional. No refletor com ângulo de abertura de  $45^\circ$  as FSS atuam como esperado, porém são observados lobos secundários entre os ângulos  $30^\circ$  e  $60^\circ$  e  $300^\circ$  e  $330^\circ$  do plano polar, o que faz com que ocorra uma dispersão da energia do sinal.

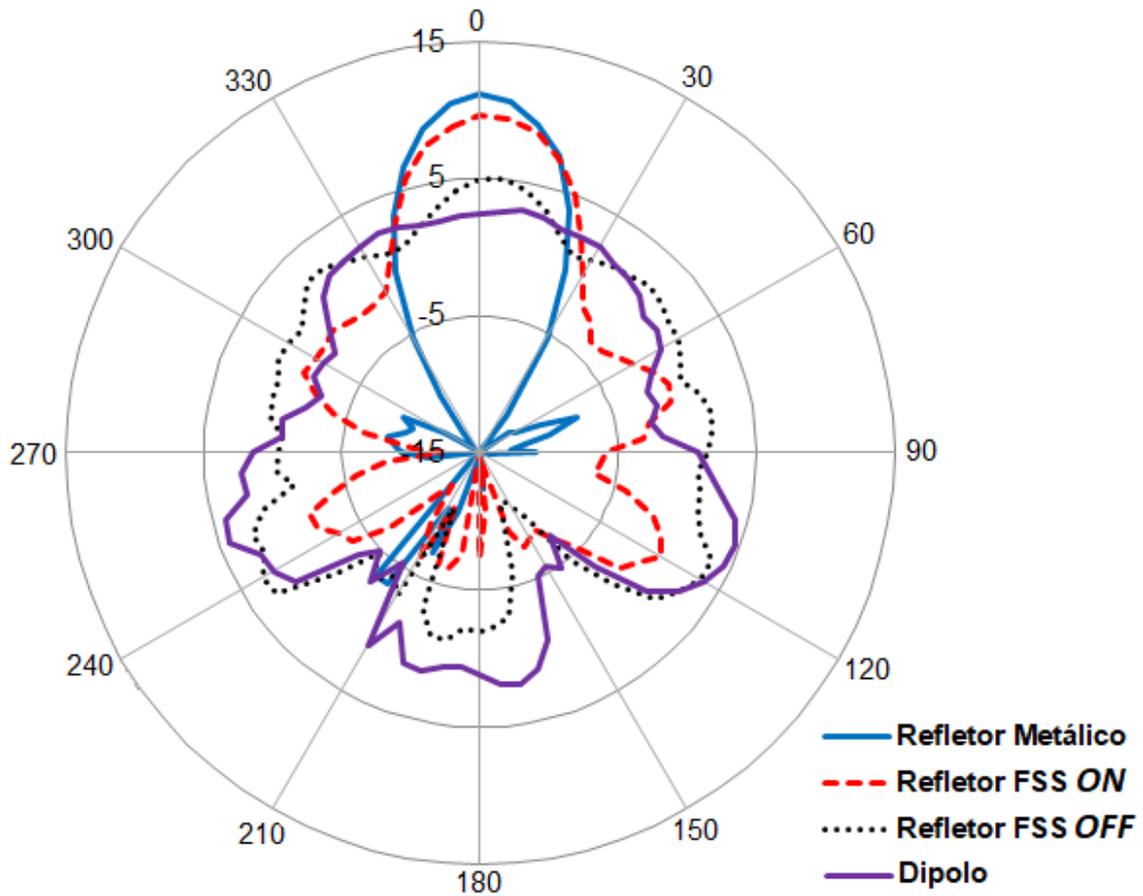


Figura 6- 37 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor,  $\alpha = 60^\circ$ , com placas metálicas e FSS nos estados *ON-OFF*

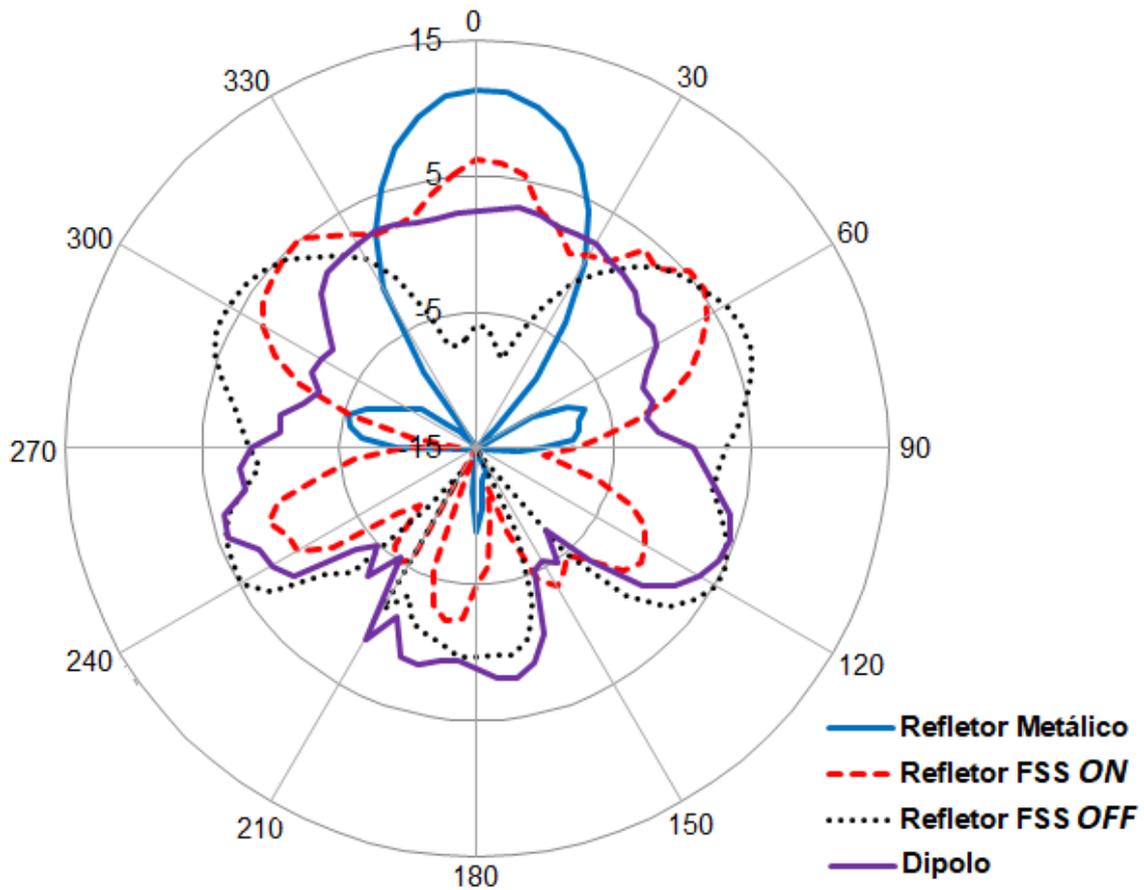


Figura 6- 38 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor,  $\alpha = 45^\circ$ , com placas metálicas e FSS nos estados *ON-OFF*

Os resultados sumarizados do coeficiente de transmissão, normalizados, na direção de  $\theta = 0^\circ$  para cada tipo de antena estão apresentados nas Tabela 6-1 e Tabela 6-2 para os ângulos de abertura do refletor de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , respectivamente.

Tabela 6- 1 – Coeficiente de transmissão em  $\theta = 0^\circ$  para refletor com  $\alpha = 60^\circ$

Tipo de antena	$ S_{21} $ (dB)
Dipolo	2,43
Refletor com placas metálicas	11,22
Refletor com FSS no estado <i>ON</i>	9,56
Refletor com FSS no estado <i>OFF</i>	5,01

Tabela 6- 2 – Coeficiente de transmissão em  $\theta = 0^\circ$  para refletor com  $\alpha = 45^\circ$

<b>Tipo de antena</b>	<b><math> S_{21} </math> (dB)</b>
<b>Dipolo</b>	2,43
<b>Refletor com placas metálicas</b>	11,31
<b>Refletor com FSS no estado <i>ON</i></b>	6,20
<b>Refletor com FSS no estado <i>OFF</i></b>	-5,86

## Capítulo 7

### 7. Conclusão

---

#### 7.1 Considerações finais

Neste trabalho, foi desenvolvida uma antena tipo refletor de canto reconfigurável, utilizando superfícies seletivas em frequência como refletor. Foram feitas caracterizações numéricas e experimentais da FSS, do dipolo e da antena com refletor tradicional (com placas metálicas) e da antena com refletor com FSS reconfiguráveis.

Inicialmente, foi feito um estudo sobre as superfícies seletivas em frequência, destacando seus conceitos básicos. A geometria utilizada na FSS foi a estrela de quatro braços, por apresentar facilidade no processo de comutação e projeto. O diodo PIN foi utilizado para realizar a reconfiguração da FSS entre os estados *ON* e *OFF*. Após estabelecidas as condições do projeto, a FSS foi projetada e caracterizada numericamente. Em seguida a FSS foi fabricada e caracterizada experimentalmente, observando o comportamento da mesma para os estados *ON* e *OFF* dos diodos PIN nas polarizações  $x$  e  $y$ .

A caracterização da FSS foi feita com diferentes níveis de tensão aplicados ao diodo PIN: 0,0 V (estado *OFF*), 0,7 V (região de transição) e 4,0 V (estado *ON*). Na polarização  $x$  foi observado que praticamente não há diferenças entre os resultados quando o diodo PIN é comutado. Isto é esperado nesta polarização, porque o campo elétrico é praticamente nulo na região do diodo. Já na polarização  $y$  temos diferentes respostas em frequência para a comutação dos estados *ON-OFF*, uma vez que neste caso o campo elétrico é máximo na região do diodo PIN. Para a FSS no estado *OFF*, com tensão de 0,0 V, a frequência de ressonância foi 6,72 GHz. Na região de transição, 0,7 V, a FSS não apresentou nenhuma frequência de ressonância, o que a torna transparente. No estado ligado, *ON*, 4,0 V, a frequência de ressonância mudou para 4 GHz, o que possibilitou aplicar a FSS como refletor.

O elemento ativo projetado foi um dipolo de meio comprimento de onda para a frequência de 4 GHz, mesma frequência da FSS no estado ligado, possibilitando a reconfiguração do diagrama de radiação. Na simulação o dipolo foi projetado com 93,15% do meio comprimento de onda e fabricado com 93,33%.

Foi avaliado o comportamento da antena tipo refletor de canto utilizando placas metálicas para ter um parâmetro de comparação para validar a eficácia das FSS como refletor. Como visto na Seção 6.5 o comportamento da antena com refletor por FSS, com  $\alpha = 60^\circ$ , se aproxima do comportamento do mesmo tipo de antena utilizando placas metálicas, e o seu ganho pode ser considerado similar à antena no seu formato tradicional.

A antena caracterizada utilizando superfícies seletivas em frequência como refletor confirmou a possibilidade de reconfiguração. Com isso, a antena projetada apresentou dois diagramas de radiação distintos, um na frequência de ressonância da FSS, no estado *ON*, e outro fora da ressonância, no estado *OFF*, tornando-se assim uma antena reconfigurável. Os ganhos obtidos para a antena com FSS como refletor com ângulo de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$  foram de 4,55 dB e 12,06 dB, respectivamente, comparando a comutação entre os estados *OFF-ON*. O resultado para o refletor com  $\alpha = 45^\circ$  é bastante interessante, onde verificou-se que a intensidade do campo aumentou devido à diminuição do ângulo, exibindo melhores características direcionais. Notou-se que no estado *OFF* para o refletor de  $45^\circ$  há uma redução do sinal em  $\theta = 0^\circ$ , fator este, provavelmente, relacionado ao acoplamento da FSS com o dipolo, porém requer mais investigação.

Na região de transição, a FSS é praticamente um filtro passa-tudo, característica que possibilita para as antenas inteligentes uma configuração onde nenhuma banda de frequências é rejeitada na faixa de frequência considerada, além da escolha entre as duas bandas rejeitadas. Neste trabalho não foi realizado a caracterização considerando esta região, mas é sugerida uma investigação detalhada deste tópico.

Durante o período de 01 de março de 2018 a 29 de junho de 2018 foi realizado um intercâmbio para os estudos do mestrado na University of Victoria/ Canadá. Foram realizadas medições complementares no laboratório de medidas em

telecomunicações que possui uma câmara anecoica, como apresentado no Apêndice B. Os resultados mostraram ser similares aos obtidos no GTEMA/IFPB, consolidando a concordância dos resultados obtidos neste trabalho.

## 7.2 Trabalhos Futuros

Para continuidade do trabalho, propõe-se o desenvolvimento de novas pesquisas, como exemplo:

- Investigar o efeito da utilização de diodo *varactor* em FSS para variação contínua da frequência de ressonância;
- Analisar o comportamento do refletor com FSS com o diodo PIN na região de transição;
- Aplicação do refletor com FSS ativa por diodo *varactor*;
- Estudar novas geometrias que sejam independentes da polarização.

## 7.3 Trabalhos Publicados

D. Mamedes, A. Gomes Neto, J. C. Silva, J. Bornemann, "Design of Reconfigurable Frequency Selective Surfaces Including the PIN Diode Threshold Region", *IET Microwaves Antennas & Propagation.*, v.12, p.1 - 5, 2018. DOI: 10.1049/iet-map.2017.0761

A. Gomes Neto, T.R. de Sousa, J.C. e Silva, D.F. Mamedes, "A Polarization Independent Frequency Selective Surface Based on the Matryoshka Geometry", *2018 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Philadelphia, 2018

A. G. Neto, J. Costa e Silva, D. F. Mamedes, J. da Silva Souza and T. da Silva Evangelista, "Frequency selective surface based on open trapezoidal rings geometry," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-5. DOI: 10.1109/IMOC.2017.8121071

G. Luciani, D. F. Mamedes, A. G. Neto and J. Bornemann, "H-shaped fractal antennas for dual-band applications," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International*

*Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-4. DOI: 10.1109/IMOC.2017.8121042

D. F. Mamedes, J. P. Fernandes da Silva, J. da Silva Souza, T. da Silva Evangelista, T. R. de Sousa and P. Henrique da Fonseca Silva, "Analysis of impedance matching techniques in tapered microstrip patch antenna," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-4. DOI: 10.1109/IMOC.2017.8121034

D. F. Mamedes, A. Gomes Neto, A. P. Costa, E. J. B. Dupouy, M. S. Onofre, "Superfície Seletiva em Frequência Ativa Baseada na Geometria Estrela de Quatro Braços". *MOMAG 2016 - 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica*, Porto Alegre, 2016.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Li, K. Lam, X. Li, X. Liu, L. Wang and V. C. M. Leung, "Dynamic spectrum access networks with heterogeneous users: how to price the spectrum?," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 6, pp. 5203-5216, June 2018.
- [2] J. Thomas and P. P. Menon, "A survey on spectrum handoff in cognitive radio networks," *2017 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS)*, Coimbatore, 2017.
- [3] C. E. C. Bastidas *et al.*, "A standard method for modeling spectrum consumption," *2017 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, Piscataway, NJ, 2017.
- [4] J. Łopatka, K. Malon and M. Kryk, "Hybrid model of radio channels occupancy prediction for dynamic spectrum access," *2018 Baltic URSI Symposium (URSI)*, Poznan, 2018.
- [5] Clegg and A. Weisshaar Eason, Editors, "Future radio spectrum access," vol. 102, no. 3, *Proceedings of the IEEE*, Mar. 2014.
- [6] ITU, "The Impact of Broadband on the Economy: Research to Date and Policy Issues", Abril, 2012. Disponível em: [www.itu.int/broadband](http://www.itu.int/broadband). Acessado em 28 de abril de 2017.
- [7] D. Sievenpiper, J. Schaffner, R. Loo, G. Tangonan, S. Ontiveros and R. Harold, "A tunable impedance surface performing as a reconfigurable beam steering reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 384-390, Mar. 2002.
- [8] H. Kawakami and T. Ohira, "Electrically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 43-50, April 2005.
- [9] N. C. Karmakar and M. E. Bialkowski, "A beam-forming network for a circular switched-beam phased array antenna," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 1, pp. 7-9, Jan. 2001.
- [10] Yueh-Lin Tsai, Ruey-Bing Hwang and Yu-De Lin, "A reconfigurable beam-switching antenna base on active FSS," *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Toulouse, 2012, pp. 1-4.

- [11] A. Edalati and T. A. Denidni, "High-gain reconfigurable sectoral antenna using an active cylindrical FSS structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2464-2472, Jul. 2011.
- [12] I. Y. Tarn and S. J. Chung, "A novel pattern diversity reflector antenna using reconfigurable frequency selective reflectors," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3035-3042, Oct. 2009.
- [13] R. Gonçalves e P. Pinho, "Antena impressa reconfigurável de pequena dimensão para dispositivos móveis," *6º Congresso do Comitê Português da URS*, Lisboa, 2012.
- [14] R. S. G. Nabi, **Antenas Impressas Activas Multibanda para Comunicações Móveis**, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrônica e Telecomunicações, ISEL, Lisboa, 2007.
- [15] E. A. Parker and S. B. Savia, "Active frequency selective surfaces with ferroelectric substrates," *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 148, no. 2, pp. 103-108, April 2001.
- [16] A. Gomes Neto, et al., "Ajuste da resposta em frequência de FSS com geometria estrela de quatro braços", *MOMAG2014, Anais do MOMAG2014. Curitiba*, PR, 2014. p. 606-609.
- [17] C. A. Balanis, **Antena Theory – Analysis and Design**. 3 ed. New Jersey: John Wiley, 2005.
- [18] Ramos, N. J. P. L., **Caracterização de Antena Tipo Refletor de Canto Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência**, dissertação de mestrado, IFPB, João Pessoa, 2016.
- [19] A. Ephremides, T. Itoh, R. Pickholtz, M. Iskander, L. Katehi, R. Rao, W. Stark, e J. Winters, **Wireless Technologies and Information Networks**, relatório técnico, Baltimore: International Technology Research Institute, 2000.
- [20] A. Jacobsen, **Smart Antennas for Dummies**, relatório técnico, Telenor R&D, 2001.
- [21] C. A. Balanis, P. Ioannides, **Introduction to Smart Antennas**. 1 ed. Morgan and Claypool Publishers, 2007.

- [22] I. Stevanovic, A. Skrivervik, e J. R. Mosig, **Smart antenna systems for mobile communications**, relatório técnico, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, no. January, p. 120, 2003.
- [23] J. C. Liberti, Jr., and T. S. Rappaport, **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications**, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [24] A. H. Naqvi and F. A. Tahir, "A super wideband printed antenna with enhanced gain using FSS structure," *2015 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, Islamabad, 2015, pp. 557-559.
- [25] S. Monni *et al.*, "Protection of RF electronics using tuneable Frequency Selective Surfaces," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 3170-3174.
- [26] A. G. Neto, J. C. e Silva, A. P. da Costa, J. B. de O. Silva, L. C. M. de Moura and C. Peixeiro, "Band pass FSS with slot four arms star geometry," *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Porto de Galinhas, 2015, pp. 1-4.
- [27] A. L. P. S. Campos, "Estudo da flexibilidade de projeto de Superfícies seletivas em frequência," *Anais do II CONNEPI*, João Pessoa, 2007.
- [28] A. N. Silva, **Análise dos Campos Eletromagnéticos de FSS com Geometria Fractal**, IFPB, João Pessoa: trabalho de conclusão de curso, 2012.
- [29] B. A. Munk, **Frequency Selective Surfaces: Theory and Design**. Wiley, 2000.
- [30] A. L. P. de S. Campos, **Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto**, 1º ed. Natal: IFRN Editora, 2009.
- [31] J. C. Vardaxoglou, **Frequency Selective Surfaces - Analysis and Design**. John Wiley & Sons, 1977.
- [32] S. Narayan, K. Prasad, R. U. Nair, e R. M. Jha, "A novel EM analysis of double-layered thick FSS based on MM-GSM technique for radome applications," *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 28, pp. 53–62, 2012.

- [33] D. B. Webb, E. Michielssen and R. Mittra, "Thick frequency selective surfaces," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest*, Chicago, IL, USA, 1992, pp. 1795-1798 vol.4.
- [34] P. Harms, R. Mittra and Wai Ko, "Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 9, pp. 1317-1324, Set. 1994.
- [35] D. S. Weile, E. Michielssen and K. Gallivan, "Reduced-order modeling of multiscreen frequency-selective surfaces using Krylov-based rational interpolation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 5, pp. 801-813, May 2001.
- [36] D. S. Weile and E. Michielssen, "Analysis of frequency selective surfaces through the blazing onset using rational Krylov model-order reduction and Woodbury singularity extraction," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1470-1478, Oct. 2001.
- [37] J. N. Cruz, **Caracterização de FSS com Geometria Matrioska Aberta**, dissertação de mestrado, IFPB, João Pessoa, 2015.
- [38] G. I. Kiani, **Passive, Active e Absorbing Frequency Selective Surfaces for Wireless Communication Applications**, Sindney, Australia: Macquarie University, Tese de Doutorado, 2009.
- [39] P. C. Kim, D. G. Lee, I. S. Seo, G. H. Kim, "Low-observable radomes composed of composite sandwich constructions and frequency selective surface," *Compos Sci Technol*, vol. 68, no. 9, pp. 2163-2170, 2008.
- [40] A. P. Costa, **Implementação de uma Superfície Seletiva em Frequência Reconfigurável Baseada na Geometria Estrela de Quatro Braços**, dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, 2016.
- [41] Y. Rahmat-Samii, A. N. Tulintseff, "Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41 (4), 476-487, 1993.
- [42] T. K. Chang, R. J. Langley, and E. A. Parker, "Frequency selective surfaces on based ferrite substrates," *IEEE Electronic Letters*, vol. 30, n. 15, pp. 1193-1194, 1994.

- [43] J. -C. Zhang, Y. -Z. Yin, and R. Yi, "Resonant characteristics of frequency selective surfaces on ferrite substrates," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 95, pp. 355-364, 2009.
- [44] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: a review," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 183-198, Jan. 2014.
- [45] K. ElMahgoub, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Design of novel reconfigurable frequency selective surfaces with two control techniques," *Progress In Electromagnetics Research*, vol.35, pp. 135-145, 2013.
- [46] S. N. Azemi, K. Ghorbani and W. S. T. Rowe, "A reconfigurable FSS using a spring resonator element," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, no. , pp. 781-784, 2013.
- [47] B. Sanz-Izquierdo and E. A. Parker, "Dual polarized reconfigurable frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 2, pp. 764-771, Feb. 2014.
- [48] J. Yuan, S. Liu, X. Kong and H. Yang, "A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi-band frequency response separately," *2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation*, Nanjing, 2013, pp. 1288-1290.
- [49] H. Zahra, S. Rafique, M. F. Shafique and K. P. Esselle, "A switchable frequency selective surface based on a modified Jerusalem-cross unit cell," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-2.
- [50] A. Edalati and T. A. Denidni, "Frequency selective surfaces for beam-switching applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 195-200, Jan. 2013.
- [51] M. Safari, C. Shafai and L. Safai, "Frequency selective surface implemented using MEM-switched ground plane slots," *2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, Maui, HI, 2012, pp. 1-4.
- [52] X. Liang, L. Li, J. A. Bossard and D. H. Werner, "Reconfigurable frequency selective surfaces with silicon switches," *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, 2006, pp. 189-192.
- [53] "Applications of PIN Diodes", Application Note 922, Hewlett Packard, 1997.

- [54] R. J. Weber, **Introduction to Microwave Circuits: Radio Frequency and Design Applications**. Wiley-Blackwell, 2001.
- [55] D. F. Mamedes, A. Gomes Neto, J. Costa e Silva, and J. Bornemann, Design of Reconfigurable Frequency Selective Surfaces Including the PIN Diode Threshold Region, *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 12, pp. , 2018.
- [56] M. Bozzi, L. Perregrini, J. Weinzierl and C. Winnewisser, "Efficient analysis of quasi-optical filters by a hybrid MoM/BI-RME method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, pp. 1054-1064, Jul 2001.
- [57] G. Pelosi, A. Cocchi and S. Selleri, "Electromagnetic scattering from infinite periodic structures with a localized impurity," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 5, pp. 697-702, May 2001.
- [58] R. Dubrovka, J. Vazquez, C. Parini and D. Moore, "Equivalent circuit method for analysis and synthesis of frequency selective surfaces," *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 3, pp. 213-220, Jun. 2006.
- [59] A. Fallahi, M. Mishrikey, C. Hafner and R. Vahldieck, "Efficient procedures for the optimization of frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1340-1349, May 2008.
- [60] R. J. Langley and E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electronics Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 294-296, April 1 1982.
- [61] R. J. Langley and E. A. Parker, "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 17, pp. 675-677, Aug. 1983.
- [62] Y. Rahmat-Samii and A. N. Tulintseff, "Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 4, pp. 476-487, April 1993.
- [63] Ö. Sağlam, **Design, Fabrication and Measurement of Hybrid Frequency Selective Surface (FSS) Radomes**, Turquia: dissertação de mestrado, 2009.
- [64] R. H. C. Maniçoba, **Estudo Comparativo de Técnicas de Cascadeamento de Superfícies Seletivas em Frequência**, Natal, RN: UFRN, Dissertação de Mestrado, 2009.

- [65] M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. P. Rebelo and B. Widenberg, "Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1897-1900, Jun. 2006.
- [66] N. Farahat and R. Mittra, "Analysis of frequency selective surfaces using the finite difference time domain (FDTD) method," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, 2002, pp. 568-571 vol.2.
- [67] L. E. Vaz, **Método dos Elementos Finitos em Análise de Estruturas**. Rio de Janeiro: Elsevier, 2011.
- [68] R. F. Harrington, "The method of moments-a personal review," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (C, Salt Lake City, UT, USA, 2000)*, pp. 1639-1640 vol.3.
- [69] H. Baudrand, M. Titaouine, N. Raveu, **The Wave Concept in Electromagnetism and Circuits: Theory and Applications**. 1st. Edition, Wiley, 2016.
- [70] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli, "WCIP method applied to active frequency selective surfaces", *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, 6, 1-16, 2007.
- [71] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli, "Determination of metallic ring FSS scattering characteristics using WCIP method", *Microwave and Optical Technology Letters*, 50, 1324-1328, 2008.
- [72] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789-793, Jun. 1989.
- [73] A. C. de C. Lima, **Fundamentos de Telecomunicações: Teoria eletromagnética e aplicações**, notas de aula. Universidade Federal da Bahia - UFBA, 2002.
- [74] E. F. Harris, "An experimental investigation of the corner-reflector antenna," *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 5, pp. 645-651, May 1953.

- [75] E. B. Moullin, **Radio Aerials**, Oxford University Press, 1949.
- [76] F. Bayatpur, **Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces**, doctoral dissertation, University of Michigan, 2009.
- [77] I. S. S. Lima, **Caracterização de FSS com Geometria em Forma de Estrela de Quatro Braços**, dissertação de mestrado, IFPB, João Pessoa, 2014.
- [78] A. Gomes Neto, J. C. e Silva, J. N. de Carvalho, A. P. da Costa, and L. C. M. de Moura: "Bandpass frequency selective surface using asymmetrical slot four arms star geometry," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 58, (5), pp. 1105–1109, 2016.
- [79] K. C. Gupta, Ramesh Garg and I. J. Bahl, **Microstrip Lines and Slotlines**, **Artech House Publishers**, 2nd Ed, 1996.
- [80] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "**Microstrip filters for RF/microwave applications**," Wiley series in Microwave and Optical Engineering, 2004.
- [81] Estação de re-trabalho SMD Toyo. Disponível em: [http://www.tektoyo.com.br/produto\\_descricao.php?id=93&](http://www.tektoyo.com.br/produto_descricao.php?id=93&). [Acesso em 25 de abril de 2018].
- [82] Diodo PIN, modelo BAR64-03W datasheet. Disponível em: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64series-DS-v01\\_02-EN.pdf?fileId=5546d4625607bd130156121f289c38b5](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64series-DS-v01_02-EN.pdf?fileId=5546d4625607bd130156121f289c38b5). Acessado em 11 de julho de 2017.
- [83] M. D. Estarki and R. G. Vaughan, "Theoretical methods for the impedance and bandwidth of the thin dipole," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 1, pp. 62-81, Fev. 2013.
- [84] Huber+Suhner, "EZ141 Datasheet". Disponível em: <http://www.spelelektroniikka.fi/kuvat/ez141.pdf>. Acessado em 08 de junho de 2017.
- [85] ANSYS. Disponível em: <http://www.ansys.com/Resource-Library>. Acessado em 28 de maio de 2017.
- [86] SAS-571 datasheet. Disponível em: [http://www.ahsystems.com/datasheets/SAS-571\\_Horn\\_Antenna\\_Datasheet.pdf](http://www.ahsystems.com/datasheets/SAS-571_Horn_Antenna_Datasheet.pdf). Acessado em 28 de maio de 2017.

- [87] E5071C Analisador de redes datasheet. Disponível em: <http://www.keysight.com/pt/pdx-x202270-pn-E5071C/ena-series-network-analyzer?nid=-32496.1150429&cc=BR&lc=por&pm=ov>. Acessado em 28 de maio de 2017.
- [88] Power Supply datasheet. Disponível em: <http://www.keysight.com/pt/pd-836386-pn-E3633A/200w-power-supply-8v-20a-or-20v-10a?nid=-35690.384001&cc=BR&lc=por>. Acessado em 28 de maio de 2017.
- [89] Pasternack PE9861-20. Disponível em: <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9861-20.pdf>. Acessado em 07 de maio de 2018.
- [90] Técnicas de calibração para VNA. Disponível em: [http://anlage.umd.edu/Agilent\\_Advanced\\_VNA\\_calibration.pdf](http://anlage.umd.edu/Agilent_Advanced_VNA_calibration.pdf). Acessado em 26 de abril de 2018.
- [91] Anritsu 37397C, Analisador de Rede Vetorial. Disponível em: <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/ANRITSU-37397C-Datasheet.pdf>. Acessado em 05 de junho de 2018.
- [92] ETS-Lindgren's Model 3164-05. Disponível em: <http://www.ets-lindgren.com/datasheet/antennas/open-boundary-quad-ridged-horn/4003/400302>. Acessado em 05 de junho de 2018.
- [93] Anatek 6007 Triple Power Supply. Disponível em: <http://www.ece.uvic.ca/~adam/elec330/additional-material/UVic%20ECE%20Equipment%20Handbook.pdf>. Acessado em 05 de junho de 2018.

## Apêndice A – Processo de Calibração

Um analisador de rede vetorial, VNA, é uma ferramenta de medição precisa que testa o desempenho elétrico de componentes de alta frequência, nas bandas de frequência de ondas de rádio (RF), micro-ondas e ondas milimétricas. Um VNA é um sistema de teste de resposta ao estímulo, composto por uma fonte de RF e múltiplos receptores de medição [90]. Ele é projetado especificamente para medir as respostas de reflexão e transmissão direta e reversa dos componentes de RF. O *hardware* do analisador de rede é otimizado, produzindo uma varredura de medições que devem ser mais rápidas do que as obtidas com o uso de uma fonte individual e um receptor individual. Através da calibração é possível realizar a correção de erros vetoriais, com isso os VNAs fornecem o mais alto nível de precisão para medir os componentes de RF.

A correção de erros é o processo de caracterização de erros sistemáticos através da medição de padrões de calibração elétrica conhecidos. Uma vez que esses erros sejam quantificados, seus efeitos podem ser matematicamente removidos das medições subsequentes. Como qualquer sistema de teste é afetado por mais de uma causa de erro de medição, o processo de calibração tem que medir padrões suficientes para classificar a magnitude e a fase dos vários erros.

Neste Apêndice é descrito o processo de calibração realizado para a retirada de perdas providas dos cabos e conectores utilizados na caracterização experimental deste projeto. Os padrões elétricos usados durante o processo de calibração foram dispositivos mecânicos passivos, no qual a calibração utilizada foi a SOLT que possui esse nome por ser composto por padrões de *Short* (curto), *Open* (aberto), *Load* (carga) e *Through* (thru). A Figura A-1 apresenta os padrões utilizados, compostos por um thru, um curto, um aberto e duas cargas de 50  $\Omega$ , respectivamente, encontrados nos kits de calibração comerciais para a faixa de frequência desejada.



Figura A- 1 – Padrões passivos de calibração SOLT utilizados

O processo de calibração SOLT consiste em realizar cinco passos, conforme apresentado abaixo e ilustrado na Figura A-2.

- **1º Passo:** Todos os cabos e conectores que serão utilizados pelas antenas através das portas 1 e 2 devem estar conectados ao VNA.
- **2º Passo:** Em ambas as Portas 1 e 2 são conectados as *Loads* de 50  $\Omega$  e em seguida realizada a mediação.
- **3º Passo:** Um padrão *Open* é conectado à Porta 1 e um *Short* é conectado à Porta 2 para realizar a medição.
- **4º Passo:** Um padrão *Short* é conectado à Porta 1 e um *Open* é conectado à Porta 2 para realizar a medição.
- **5º Passo:** É realizado a medição do *Thru* entre as portas 1 e 2.

Por fim, VNA faz as estimativas de erros para que seja removida nas próximas medições.

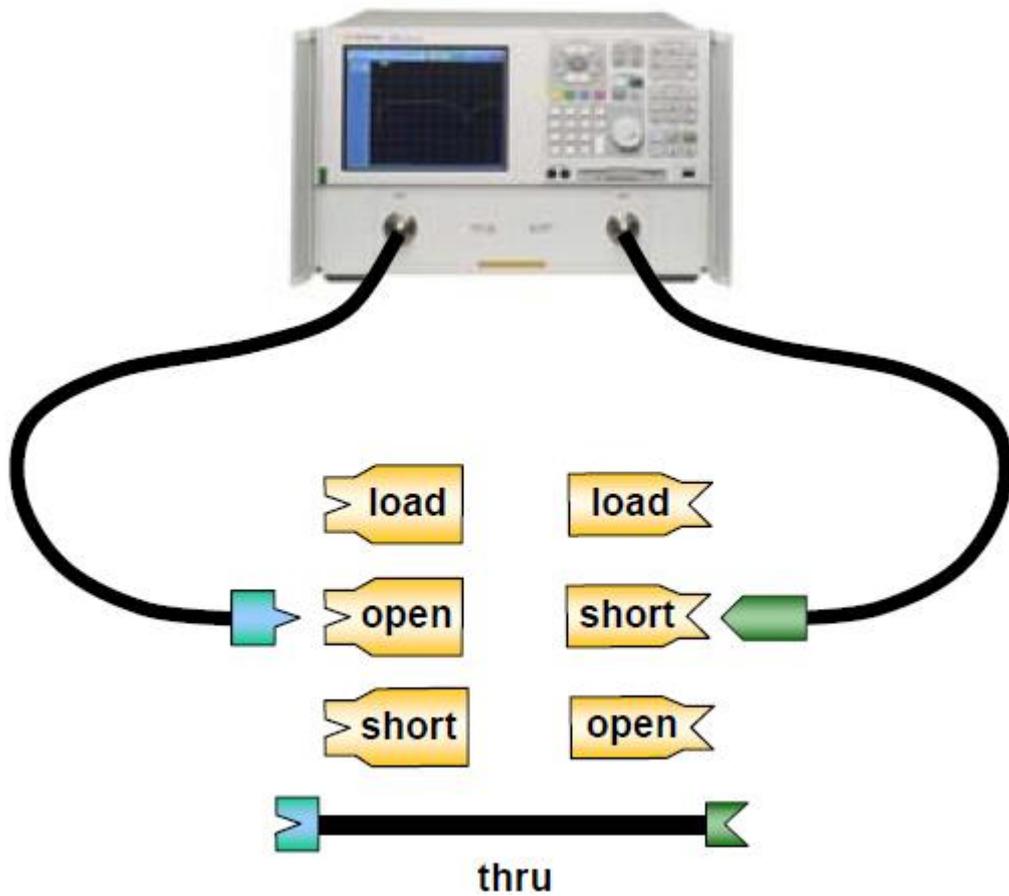


Figura A- 2 – Processo de calibração SOLT [90]

## Apêndice B – Resultados UVic/Victoria

Foram realizadas medições complementares, no laboratório de medidas em telecomunicações da University of Victoria, para comparar e validar os resultados experimentais obtidos no laboratório do IFPB. A antena do tipo refletor de canto foi configurada conforme descrito na Seção 5.3, no qual o dipolo, com frequência de ressonância de 4 GHz, atuou como elemento ativo, e as FSS como refletor reconfigurável com ângulos de abertura de 60° e 45°.

A caracterização experimental foi realizada utilizando a câmara anecoica da University of Victoria, fazendo uso de um analisador de redes vetorial Anritsu 37397C (40 MHz a 65 GHz) [91], uma antena corneta ETS-Lindgren's Model 3164-05 (2 GHz a 18 GHz) [92] como antena transmissora e uma fonte de alimentação Anatek 6007 (0 V a 30 V) [93], para comutar os estados *ON-OFF*. A Figura B-1 representa o *setup* de medição. Foram feitas medições do diagrama de radiação para o dipolo isolado e em seguida, o dipolo com as FSS como refletor com ângulo de 60° e 45°. A aquisição dos dados foi obtida ao medir o  $|S_{21}|$  na frequência de 4 GHz, para obter o diagrama de radiação, considerando a variação de 0° a 360° com passo de 5°.

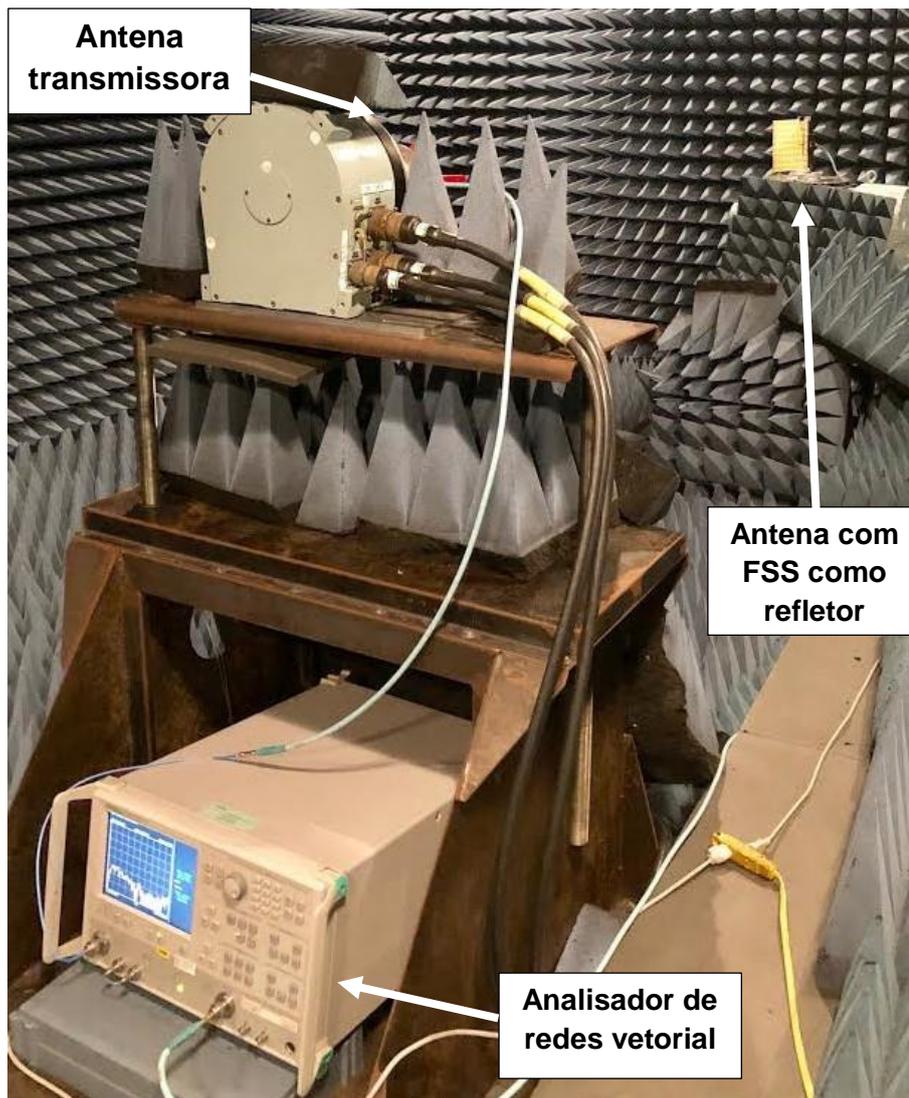


Figura B- 1 – Setup de medição da câmara anecoica para a antena com FSS como refletor

As Figura B-2 e Figura B-3 apresentam os diagramas de radiação dos resultados experimentais obtidos na câmara anecoica, para a frequência de 4 GHz, das seguintes configurações: antena dipolo, antena do tipo refletor de canto com FSS nos estados *ON-OFF* com ângulo de abertura de  $60^\circ$  e  $45^\circ$ , respectivamente. Os resultados obtidos na UVic estão em concordância com os obtidos no GTEMA/IFPB. As FSS passam a atuar como refletor quando são configuradas para o estado *ON*, fazendo com que o diagrama passe a ser direcional em  $\theta = 0^\circ$  e quando são comutadas para o estado *OFF* o sinal se dispersa, reduzindo a radiação na direção de  $\theta = 0^\circ$ .

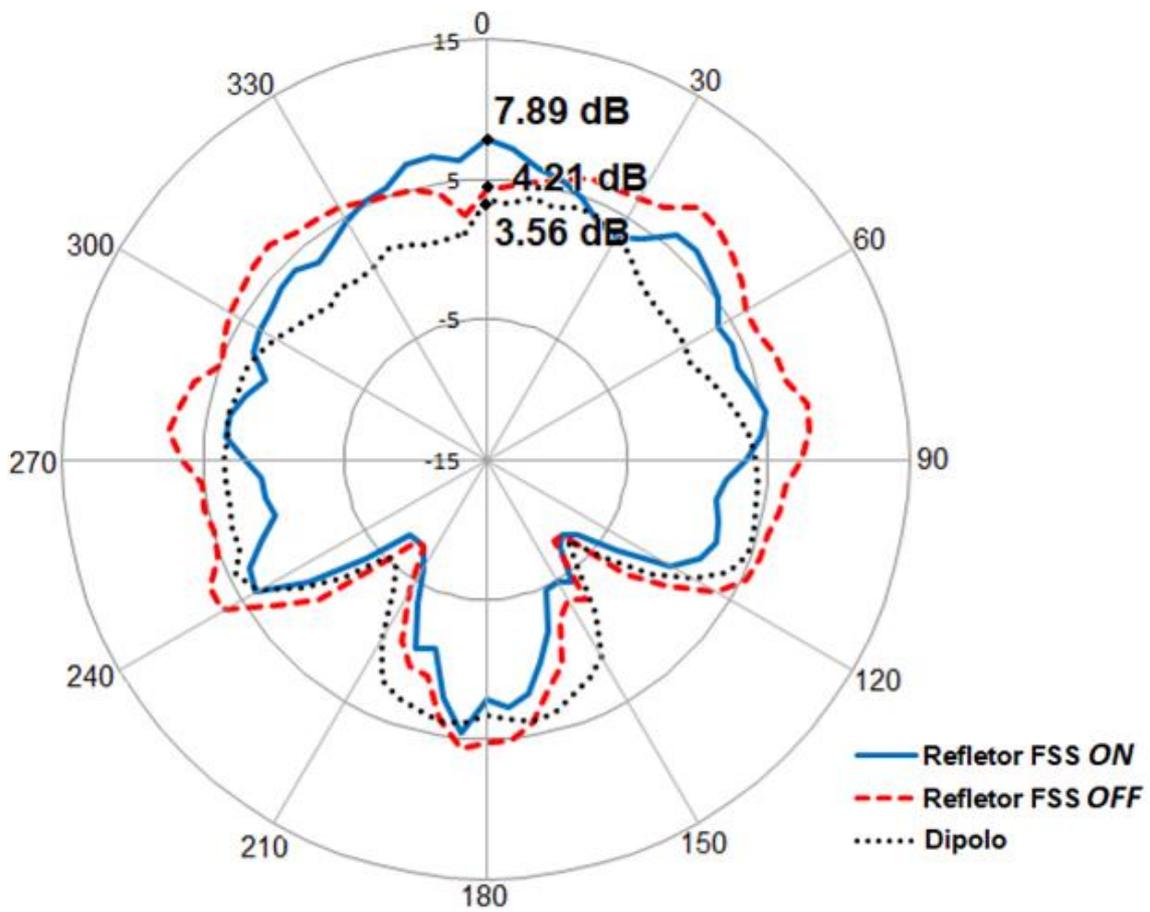


Figura B- 2 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor,  $\alpha = 60^\circ$ , por FSS nos estados *ON-OFF*

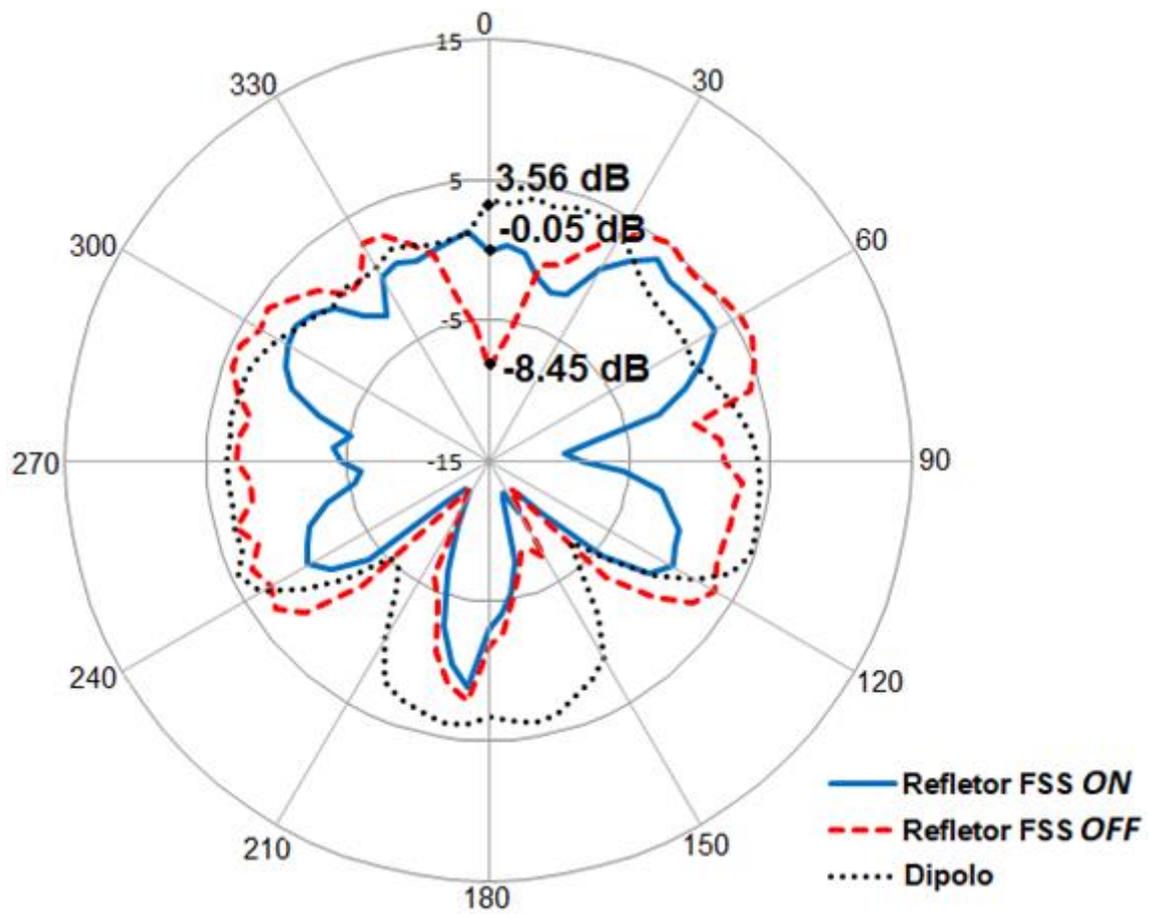


Figura B- 3 – Comparativo do diagrama de radiação medido do dipolo sem e com refletor,  $\alpha = 45^\circ$ , por FSS nos estados *ON-OFF*