



Nieremberg José Pereira de Lyra Ramos

**Caracterização de Antena Tipo Refletor de Canto
Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência**

João Pessoa/PB
Fevereiro de 2016



Nieremberg José Pereira de Lyra Ramos

Caracterização de Antena Tipo Refletor de Canto Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia 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

Alfredo Gomes Neto, Dr – IFPB.
Orientador

Custódio José de Oliveira Peixeiro, PhD – IST/Portugal
Co-orientador

João Pessoa/PB
Fevereiro de 2016

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

R175c

Ramos, Nieremberg José Pereira de Lyra.

Caracterização de antena tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência / Nieremberg José Pereira de Lyra Ramos. – 2016.

99 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

Orientador: Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto.

1. Engenharia elétrica. 2. Antena inteligente. 3. Superfície Seletiva em Frequência - FSS. 4. Refletor de canto. 5. Onda eletromagnética. I. Título.

CDU 621.396.67

Nieremberg José Pereira de Lyra Ramos

**Caracterização de Antena Tipo Refletor de Canto
Utilizando Superfícies Seletivas em Frequência**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia 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 24.02.2016.

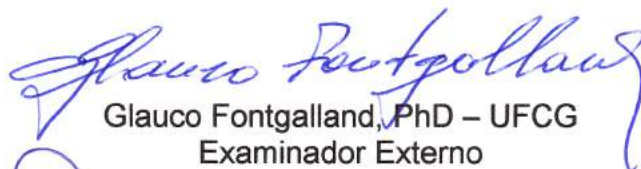
BANCA EXAMINADORA



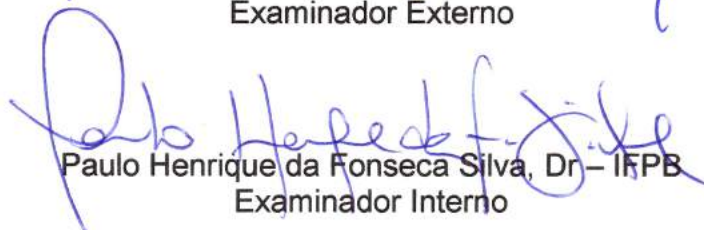
Alfredo Gomes Neto, Dr – IFPB.
Orientador



Custódio José de Oliveira Peixeiro, PhD – IST/Portugal
Co-orientador



Glaucio Fontgalland, PhD – UFCG
Examinador Externo



Paulo Henrique da Fonseca Silva, Dr – IFPB
Examinador Interno

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a Deus que em sua imensa misericórdia e graça deu-me a oportunidade de cursar esta pós-graduação, sem ele nada seria possível ser feito.

Também agradeço à minha família, em especial a minha esposa Sigrid Ramos, que compreendeu minha ausência durante as pesquisas e sempre me apoiou. Agradeço aos meus pais Nieremberg e Verônica Ramos que se dedicaram à minha educação, sempre procurando fazer o melhor para que eu tivesse uma boa formação, assim como os meus avós Manoel e Marly Ramos, Milton e Maria Adélia Pereira e minha tia Nadja Ramos, que sempre acreditaram e apoiaram o meu desenvolvimento acadêmico.

Agradeço aos colegas do mestrado que acompanharam os momentos de trabalho e pesquisa e juntos formamos uma turma onde todos poderiam sempre ter um apoio, em especial àqueles mais próximos, Paulo, Alexandre, Josiel, André, Isaac, Mara e Leidiane.

Agradeço ao IFPB por sempre manter as portas abertas e incentivar a pesquisa e o desenvolvimento, estando sempre com seus laboratórios à disposição, e também agradeço o apoio financeiro que me foi dado pelo instituto que me recebeu como bolsista a partir do segundo período deste curso.

O Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa também teve um papel muito importante no desenvolvimento desta dissertação, ao ceder suas instalações para que fossem realizadas medições, bem como o professor Custódio Peixeiro que se dedicou a este projeto com contribuições muito valiosas.

E por fim, mas não menos importante, agradeço ao professor Alfredo Gomes pela dedicação e confiança neste projeto. Dedicou seu tempo, mesmo em finais de semana, para que o trabalho pudesse acontecer da melhor forma. Sem dúvidas suas orientações foram fundamentais para os resultados deste projeto.

“Se consegui ver mais longe, foi porque estive apoiado em ombros de gigantes.”

Isaac Newton

Resumo

O surgimento de novas aplicações que utilizam a tecnologia da transmissão sem fio representa um desenvolvimento expressivo nos sistemas de telecomunicações. Porém agregado a esse desenvolvimento tem surgido novos problemas devido a limitações do espectro eletromagnético. Uma alternativa para mitigar esses problemas é o uso de antenas inteligentes capazes de direcionar as ondas eletromagnéticas, evitando interferir em outros equipamentos. Uma forma de fabricação de antenas inteligentes utiliza superfícies seletivas em frequência, estas são capazes de refletir ou permitir a passagem de ondas eletromagnéticas, dependendo da sua frequência. Visando evitar que a antena interfira em outros sistemas, busca-se que essa tenha uma melhor diretividade, minimizando a energia de lóbulos secundários em direções distintas à direção de propagação do projeto. A antena tipo refletor de canto se apresenta como um bom tipo de antena diretiva, pois apresenta uma boa relação frente/costas. Este trabalho tem como proposta a utilização de superfícies seletivas em frequência para a fabricação de antenas tipo refletor de canto com abertura de 60° . O dimensionamento da estrutura, o ajuste da resposta em frequência e a sua possível reconfiguração, utilizando comutação, são aspectos abordados neste trabalho. Para a análise numérica das estruturas são utilizados os aplicativos da ANSYS®, que fazem uso do método dos momentos e método dos elementos finitos. São apresentadas as comparações entre os resultados obtidos na caracterização numérica e experimental. Ao analisar os resultados obtidos, é possível observar uma boa concordância, o que valida os processos utilizados.

Palavras chave: FSS, refletor de canto, antena inteligente, reconfiguração.

Abstract

The emergence of new wireless transmission technology applications is a very significant development in telecommunication systems. But related to this development new problems have appeared due to limitations of the electromagnetic spectrum. An alternative to mitigate these problems is the use of smart antennas capable of directing its electromagnetic waves and avoid interfering with other systems. One way of implementing a smart antenna uses frequency selective surfaces, which can reflect or transmit electromagnetic waves, depending on the frequency. To avoid interfere with other systems, a higher directivity is required, with minimization of the electromagnetic energy radiated outside the main lobe sector. The corner reflector is a high directivity antenna that presents a good front to back ratio. The goal of this work is to use frequency selective surfaces to create corner reflector antennas with a 60 degrees aperture angle. The design of the antenna configurations, the optimization of the frequency response and the potential use of frequency reconfiguration using switching, are topics presented in this work. The ANSYS® software packages, which are based on finite element and moment methods, are used in the numerical simulation of the antenna structures. The good agreement obtained between numerical simulation and experimental results has provided validation of the design procedure.

Key words: FSS, corner reflector, smart antenna, reconfiguration

Lista de Figuras

Figura 1-1 - Exemplos da atual coexistência de tecnologias.	16
Figura 1-2 - Diagrama de irradiação com lóbulos indesejados.....	17
Figura 1-3 - Estruturas sobrecarregadas por antenas.	18
Figura 1-4 - Esquema de antena inteligente.....	18
Figura 2-1 - Diagrama de irradiação de uma antena omnidirecional.	21
Figura 2-2 - Diagrama de irradiação de um conjunto de antenas direcionais.	21
Figura 2-3 - Principais dificuldades dos sistemas sem fio.	22
Figura 2-4 - Definição de sistema de antenas inteligentes.....	23
Figura 2-5 - Exemplificação de diagramas de irradiação antenas inteligentes.....	24
Figura 3-1 - Geometria de uma FSS.	28
Figura 3-2 - Representação dos parâmetros para seletividade da estrutura.	29
Figura 3-3 - FSS com arranjos tipo elemento condutor, seu circuito equivalente e comportamento rejeita-faixa.	30
Figura 3-4 - FSS com arranjos tipo abertura, seu circuito equivalente e comportamento passa-faixa.	30
Figura 3-5 - Grupo I: Elementos N-polos conectados pelo centro.....	31
Figura 3-6 - Grupo II: Elementos do tipo espira.	31
Figura 3-7- Grupo III: Elementos do tipo interior sólido.	31
Figura 3-8 - Grupo IV: Elementos do tipo combinações.	31
Figura 3-9 - Estruturas de FSS desenvolvidas no GTEMA.	32
Figura 3-10 - Elementos Fractais.....	32
Figura 3-11 - FSS do tipo espessa de duas camadas.	33
Figura 3-12 - Arranjos periódicos.....	34
Figura 3-13 - Exemplos de FSS reconfiguráveis utilizando diodos.....	34
Figura 3-14 - Comparação de leiaute de medições e circuito equivalente.	35
Figura 3-15 - Leiaute básico de medições de uma FSS.....	37
Figura 3-16 - Leiaute de medições de uma FSS utilizando lentes dielétricas.	37
Figura 3-17 - Leiaute de medições de uma FSS utilizando uma câmara anecóica.....	38
Figura 3-18 - Forno de micro-ondas com FSS operando como filtro passa-faixa.....	39
Figura 3-19 - FSS em forma de papel de parede.	39
Figura 3-20 - Utilização de FSS em etiqueta RFID.	40
Figura 4-1 - Configurações mais comuns de antenas refletoras.	41

Figura 4-2 - Esquema padrão de uma antena do tipo refletor de canto.	42
Figura 4-3 - Refletor de canto em configuração de malha de fios.	43
Figura 4-4 - Vista superior do refletor de canto com indicação da distância de abertura.	43
Figura 4-5 - Refletor de canto e suas imagens para alimentadores polarizados paralelamente.	44
Figura 4-6 - Diagramas normalizados de amplitude de um refletor de canto com abertura de 90°.	45
Figura 5-1 - Característica de comutação da estrela de quatro braços simétrica.	47
Figura 5-2 - Processo de construção da estrela de quatro braços.	48
Figura 5-3 - Detalhe do ponto de comutação.	49
Figura 5-4 - Geometria dos elementos básicos e células unitárias das FSS.	50
Figura 5-5 - Comparativo das superfícies seletivas em frequência.	50
Figura 5-6 - Diagramas de irradiação de um dipolo de meia onda.	51
Figura 5-7 - Dipolo de meia onda para 4 GHz.	52
Figura 5-8 - Dipolo de meia onda para 6 GHz.	52
Figura 5-9 - Suporte em acrílico para refletor de canto.	52
Figura 5-10 - Detalhe do encaixe das placas.	53
Figura 5-11 - Detalhe do suporte lateral com o encaixe para o dipolo.	53
Figura 5-12 - Suporte com placas metálicas e dipolo de meia onda.	54
Figura 5-13 - Suporte com superfícies seletivas em frequência e dipolo de meia onda.	54
Figura 6-1 - Coeficiente de transmissão da FSS de 4 GHz com variação angular de incidência.	56
Figura 6-2 - Coeficiente de transmissão da FSS de 6 GHz com variação angular de incidência.	56
Figura 6-3 - Resposta em frequência dos elementos ativos projetados.	57
Figura 6-4 - Diagramas de irradiação do dipolo de 4 GHz, em dB.	58
Figura 6-5 - Diagramas de irradiação do dipolo de 6 GHz, em dB.	58
Figura 6-6 - Resposta em frequência dos refletores metálicos.	59
Figura 6-7 - Diagramas de irradiação 3D do refletor metálico de 4 GHz.	59
Figura 6-8 - Diagramas de irradiação do refletor metálico de 4 GHz, em dB.	60
Figura 6-9 - Diagramas de irradiação 3D do refletor metálico de 6 GHz.	60
Figura 6-10 - Diagramas de irradiação do refletor metálico de 6 GHz, em dB.	61
Figura 6-11 - Resposta em frequência dos refletores com FSS.	62
Figura 6-12 - Diagramas de irradiação 3D do refletor com FSS de 4 GHz.	62
Figura 6-13 - Diagramas de irradiação sólidos do refletor com FSS de 4 GHz, em dB.	63

Figura 6-14 - Diagramas de irradiação 3D do refletor com FSS de 6 GHz.	63
Figura 6-15 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS de 6 GHz, em dB.	64
Figura 6-16 - Representação dos leiautes das simulações.....	64
Figura 6-17 - Comparativo da frequência de ressonância das estruturas de 4 GHz.	65
Figura 6-18 - Comparativo da frequência de ressonância das estruturas de 6 GHz.	65
Figura 6-19 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 4 GHz.	66
Figura 6-20 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para estruturas de 4 GHz.	67
Figura 6-21 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para estruturas de 6 GHz.	68
Figura 6-22 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para estruturas de 6 GHz.	68
Figura 6-23 - Leiaute de medições das superfícies seletivas em frequência.	69
Figura 6-24 - Coeficiente de transmissão da FSS de 4 GHz experimental em comparação ao numérico, com variação angular de incidência.	70
Figura 6-25 - Coeficiente de transmissão da FSS de 6 GHz experimental em comparação ao numérico, com variação angular de incidência.	71
Figura 6-26 - Leiaute de medições dos dipolos de meia onda isolados.....	72
Figura 6-27 - Resposta em frequência dos elementos ativos caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.	73
Figura 6-28 - Diagramas de irradiação do dipolo de 4 GHz, em dB.	74
Figura 6-29 - Diagramas de irradiação do dipolo de 6 GHz, em dB.	74
Figura 6-30 - Leiaute de medições dos diagramas de irradiação dos refletores metálicos.	75
Figura 6-31 - Resposta em frequência dos refletores com placas metálicas caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.	75
Figura 6-32 - Diagramas de irradiação do refletor com placas metálicas de 4 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.....	76
Figura 6-33 - Diagramas de irradiação do refletor com placas metálicas de 6 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.....	77
Figura 6-34 - Leiaute de medições dos diagramas de irradiação dos refletores com FSS.	77
Figura 6-35 - Resposta em frequência dos refletores com superfícies seletivas em frequência caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.	78
Figura 6-36 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS em 4 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.	78

Figura 6-37 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS em 6 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.	79
Figura 6-38 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 4 GHz.	80
Figura 6-39 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para as estruturas de 4 GHz.	80
Figura 6-40 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 6 GHz.	81
Figura 6-41 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para as estruturas de 6 GHz.	82
Figura 6-42 - Diagramas de irradiação da frequência de ressonância do dipolo para FSS fora da frequência de ressonância do dipolo.....	83
Figura 6-43 - Diagrama de irradiação do refletor com FR-4 em 3,0 GHz caracterizado experimentalmente, no plano XY.	84
Figura 6-44 - Diagrama de irradiação do refletor com FR-4 em 4,9 GHz caracterizado experimentalmente, no plano XY.	84

Lista de Tabelas

Tabela 1-1 - Principais padrões de tecnologia sem fio do IEEE.....	16
Tabela 6-1 - Comparação da variação da coeficiente de transmissão com a variação do ângulo de incidência, na caracterização experimental.	72
Tabela 6-2 - Comparativo das perdas de retorno da frequência utilizada no projeto, em dB.	79
Tabela 6-3 - Comparativo do ganho na frequência utilizada no projeto, em dB.....	82
Tabela 7-1 - Comparativo de ganho máximo das antenas caracterizadas numericamente e experimentalmente, em dB.	86

Lista de Siglas

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LAN	<i>Local Area Networks</i>
PAN	<i>Personal Area Networks</i>
UWB	<i>Ultra-Wide Band</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
U-NII	<i>Unlicensed National Information Infrastructure</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i>
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
IFPB	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
WCIP	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
SMA	<i>Sub miniature Version A</i>
RF	Rádio Frequência

Sumário

Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tabelas.....	xii
Lista de Siglas.....	xiii
1. Introdução.....	16
2. Antenas inteligentes.....	20
2.1. Evolução de antenas omnidirecionais para antenas inteligentes.....	20
2.1.1. Antenas omnidirecionais.....	20
2.1.2. Antenas direcionais e sistemas setorizados.....	21
2.1.3. Dificuldades dos sistemas sem fio.....	22
2.2. Sistemas de antenas inteligentes.....	23
2.2.1. Primeira definição.....	23
2.2.2. Segunda definição.....	24
2.2.3. Terceira definição.....	25
2.2.4. Conceito geral.....	26
2.2.5. Vantagens do uso de antenas inteligentes.....	27
3. Superfícies seletivas em frequência.....	28
3.1. Classificação das FSS.....	29
3.1.1. Quanto ao preenchimento da célula unitária.....	29
3.1.2. Quanto à geometria do elemento básico.....	30
3.1.3. Quanto à espessura da camada de metalização.....	32
3.1.4. Quanto à forma de excitação dos arranjos.....	33
3.2. Técnicas para caracterização numérica.....	34
3.3. Técnicas para caracterização experimental.....	36
3.4. Aplicações práticas.....	38
4. Antenas refletoras.....	41
4.1. Refletor de canto.....	42
4.1.1. Refletor de canto 90°.....	45
4.1.2. Refletor de canto utilizado no projeto.....	46
5. Descrição do projeto.....	47
5.1. Caracterização da FSS.....	47
5.1.1. Obtenção da geometria.....	48
5.1.2. FSS utilizadas.....	49

5.2. Elementos ativos	51
5.3. Refletor de canto	52
6. Resultados	55
6.1. Caracterização numérica	55
6.1.1. Caracterização numérica das FSS.....	55
6.1.2. Caracterização numérica dos elementos ativos	57
6.1.3. Caracterização numérica da antena tipo refletor de canto com placas metálicas	58
6.1.4. Caracterização numérica da antena tipo refletor de canto com FSS.....	61
6.1.5. Comparativos das caracterizações numéricas	64
6.2. Caracterização Experimental.....	69
6.2.1. Caracterização experimental das FSS.....	69
6.2.2. Caracterização experimental dos elementos ativos	72
6.2.3. Caracterização experimental da antena tipo refletor de canto com placas metálicas	75
6.2.4. Caracterização experimental da antena tipo refletor de canto com FSS...77	
6.2.5. Comparativo das caracterizações experimentais.....	79
6.2.6. Caracterização experimental da antena tipo refletor de canto com FSS com elemento ativo fora da ressonância da FSS	82
7. Conclusão	85
7.1. Considerações finais	85
7.2. Trabalhos futuros	87
Referências	88
Apêndice A – Resultados do IST/Lisboa	93

1.Introdução

Nas últimas décadas, várias mudanças foram inseridas nas sociedades de todo o mundo, principalmente no que diz respeito ao setor tecnológico [1]. Esse avanço trouxe novas tecnologias e possibilidades para transmissão de informação, incluindo os sistemas de comunicação sem fio, que fazem uso de ondas eletromagnéticas para comunicação, como por exemplo, alguns dos padrões relacionados na família 802 do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), que podem ser observados na Tabela 1-1 e estão exemplificados na Figura 1-1. Isto foi um grande avanço por alavancar as possibilidades de trocas de informações, porém junto com esta expansão surgiram novos problemas, pois o espectro eletromagnético é limitado e com a coexistência dessas tecnologias esse passou a estar cada vez mais congestionado.

Tabela 1-1 - Principais padrões de tecnologia sem fio do IEEE [1].

Padrão	Descrição
802.11	<i>Wireless LAN & Mesh (certificação Wi-fi)</i>
802.15	<i>Wireless PAN</i>
802.15.1	<i>Certificação Bluetooth</i>
802.15.2	<i>Coexistência do IEEE 802.15 e 803.11</i>
802.15.3	<i>High-Rate wireless PAN (e.g., UWB, etc.)</i>
802.15.4	<i>Low-Rate wireless PAN (e.g., ZigBee, MiWi, etc.)</i>
802.15.5	<i>Mesh networking for WPAN</i>
802.15.6	<i>Body area network</i>
802.16	<i>Broadband Wireless Access (certificação WiMAX)</i>



Figura 1-1 - Exemplos da atual coexistência de tecnologias.

Normalmente essas tecnologias estão enquadradas na faixa de frequências destinada a aplicações industriais, científicas e médicas, mais conhecida como ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) que compreende três segmentos do espectro: 902 MHz a 928 MHz, 2.400 MHz a 2.483,5 MHz e 5.725 MHz a 5.850 MHz; e a banda U-NII (*Unlicensed National Information Infrastructure*), que contém as faixas de frequências entre 5.150 MHz e 5.825 MHz [2].

Outro problema a ser contornado é a emissão das radiações eletromagnéticas no espaço, uma vez que as antenas atualmente utilizadas permitem que parcelas do sinal transmitido sejam irradiadas para regiões indesejadas, como pode ser observado no diagrama de irradiação de uma antena direcional ilustrado na Figura 1-2, onde lóbulos secundários seguem direções diversas àquela projetada para a antena. Esses sinais indesejados muitas vezes interferem e degradam o sinal de outras tecnologias e desta forma o ambiente como um todo se torna ruidoso, inclusive pelo fato de hoje existirem vários aparelhos utilizando todas estas tecnologias ao mesmo tempo. Outra limitação é a disponibilidade de espaço para alocação de antenas, como pode ser observado na Figura 1-3.

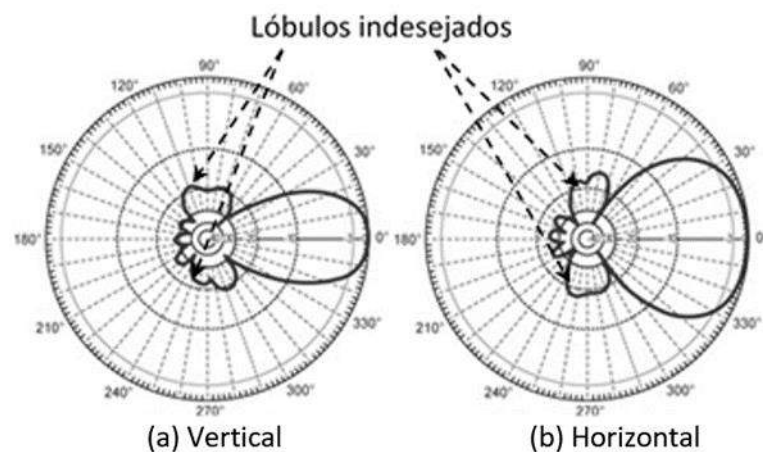


Figura 1-2 - Diagrama de irradiação com lóbulos indesejados.



Figura 1-3 - Estruturas sobrecarregadas por antenas [3].

Uma forma de tornar equipamentos de transmissão sem fio mais eficientes é a utilização de antenas com diagramas de irradiação que possam ser eletronicamente controlados [4]–[7]. Essas antenas são conhecidas como *smart antennas* (antenas inteligentes), e os equipamentos que utilizam essas tecnologias têm a capacidade de variar suas características de transmissão e recepção de forma a melhor se adequar ao sistema de comunicação no qual está inserido. A Figura 1-4 ilustra o exemplo de um diagrama produzido por uma antena inteligente irradiando três frequências distintas utilizando superfícies seletivas em frequência para a orientação do diagrama de irradiação. Neste caso a frequência f_1 está na região de ressonância de ambas as FSS, fazendo assim com que o diagrama seja orientado na direção paralela às FSS. Já no caso das frequências f_2 e f_3 , estas estão na região de ressonância de uma das FSS e da outra não, fazendo com que ela possa refletir em uma FSS e atravessar a outra, tendo assim uma direção do diagrama de irradiação distinta do diagrama de f_1 .

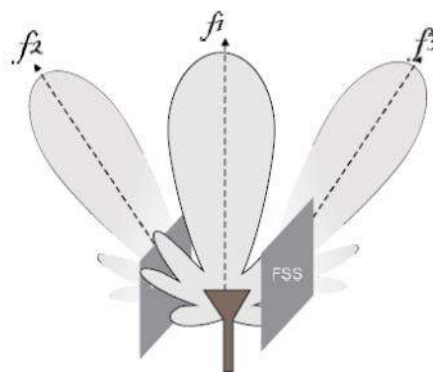


Figura 1-4 - Esquema de antena inteligente [8].

Neste trabalho será apresentada uma antena do tipo refletor de canto fazendo um comparativo entre os resultados obtidos com placas metálicas e utilizando superfícies seletivas em frequência. Este trabalho está dividido da seguinte forma:

No capítulo dois são apresentados os conceitos básicos sobre as antenas inteligentes, sendo descritas suas características e classificações adotadas na literatura conforme sua operação e importância para um sistema de transmissão.

No capítulo três são apresentados os tipos de superfícies seletivas em frequência, bem como suas classificações quanto à geometria, preenchimento da célula unitária e espessura da camada de metalização. Também são apresentadas as principais aplicações para superfícies seletivas em frequência.

No capítulo quatro são apresentados os padrões de projeto para a construção de uma antena do tipo refletor de canto, bem como os valores estimados para o ganho da mesma com a abertura selecionada para este trabalho, que no caso foi 60° .

No capítulo cinco é apresentada a descrição do projeto deste trabalho, apresentando as superfícies seletivas em frequência, os elementos ativos utilizados, bem como a técnica utilizada para obtenção da antena do tipo refletor de canto.

No capítulo seis são apresentados os resultados obtidos através das caracterizações numérica e experimental, comparando os valores obtidos, para as superfícies seletivas em frequência e as placas metálicas.

No capítulo sete são feitos comentários sobre os resultados obtidos, as considerações finais sobre todo o trabalho desenvolvido e também sugestões de trabalhos futuros para a continuidade da pesquisa.

2. Antenas inteligentes

Em sistemas de telecomunicações, antenas são estruturas através das quais a potência do transceptor é convertida em onda eletromagnética e entregue ao meio ambiente na transmissão, e de modo inverso, do meio ambiente para o transceptor na recepção [9]. A maneira como a energia é distribuída no espaço e coletada deste, tem uma enorme influência sobre a eficiência do uso do espectro, bem como sobre o custo de estabelecer novas redes de comunicação e a qualidade do serviço prestado por estas [10].

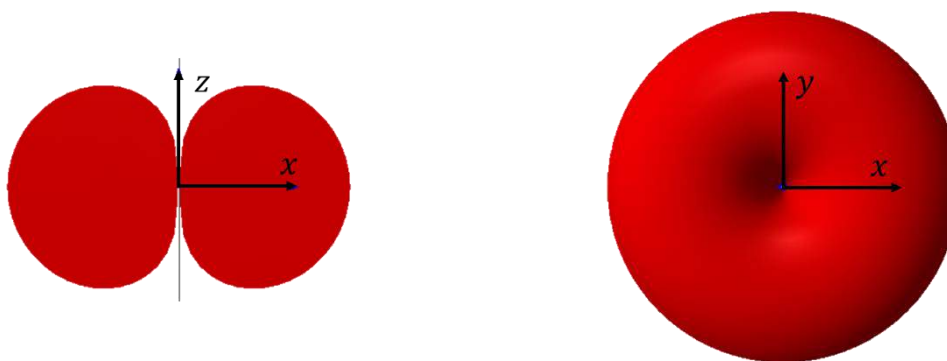
Antenas inteligentes têm recebido um crescente interesse para melhorar o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. Estes sistemas de antenas incluem técnicas que tentam melhorar o sinal recebido, suprimir interferências e aumentar a capacidade de transmissão [11], como foi dito por Andrew Viterbi, fundador da Qualcomm Inc.: *“O processamento espacial permanece como o mais promissor, se não a última fronteira, na evolução dos sistemas de múltiplo acesso”* [12].

2.1. Evolução de antenas omnidirecionais para antenas inteligentes

A principal questão a ser abordada é: Por que utilizar antenas inteligentes ao invés de utilizar antenas omnidirecionais (sem direção preferencial) em sistemas de comunicação? Nas seções seguintes pode-se observar o comparativo do comportamento dessas antenas e analisar as vantagens e desvantagens do seu uso.

2.1.1. Antenas omnidirecionais

Desde o princípio das comunicações uma das antenas mais empregadas foi a do tipo omnidirecional, principalmente o dipolo simples, o qual irradia e recebe de maneira aproximadamente igual em todas as direções do plano normal ao eixo da antena, como pode ser visto na Figura 2-1 [10].



(a) Visão lateral

(b) Visão superior

Figura 2-1 - Diagrama de irradiação de uma antena omnidirecional.

Embora seja adequado para ambientes simples, onde não se faz necessário obter informações sobre os usuários, ou para situações onde se faça necessário a cobertura homogênea de uma área, como é o caso de uma transmissão originada no centro de uma cidade, tendo como receptor todos os habitantes da cidade. Esse modelo se mostra ineficaz para transmissões que buscam um alcance maior ou se deseja aumentar o ganho em uma determinada direção, pois este tipo de antena faz uma abordagem desfocada, distribuindo energia no ambiente e alcançando usuários desejados com apenas uma pequena parcela da energia total entregue ao ambiente. Dada esta limitação, antenas omnidirecionais buscam aumentar a área de cobertura pelo simples fato de aumentar a potência do transceptor entregue à antena.

2.1.2. Antenas direcionais e sistemas setorizados

Uma antena pode ser construída seguindo parâmetros para que a mesma tenha uma direção preferencial fixa de transmissão e recepção. Essas antenas direcionais podem ser agregadas de modo que o sistema tenha as mesmas direções de cobertura de uma antena omnidirecional. Deste modo, essas antenas podem ser chamadas também de setoriais, pois dividem a área de cobertura em setores, como pode ser observado na Figura 2-2.



(a) Visão lateral

(b) Visão superior

Figura 2-2 - Diagrama de irradiação de um conjunto de antenas direcionais [10].

Dessa forma, partindo do ponto de vista operacional, cada setor é tratado como uma célula diferente no sistema. O alcance de cada célula será maior que no sistema empregando antenas omnidirecionais, pois a potência entregue à antena pelo transmissor estará focada em uma área espacial menor. Outra vantagem desse tipo de antena é a possibilidade de fazer o reuso da frequência, reduzindo assim a possibilidade de interferências do sistema.

2.1.3. Dificuldades dos sistemas sem fio

Os sistemas sem fio são limitados em desempenho e em capacidade por três fatores que estão representados na Figura 2-3. O primeiro a ser abordado é o desvanecimento por multipercurso. Isso se dá pelo fato do sinal transmitido poder percorrer caminhos distintos até chegar à antena receptora, sendo este sinal adicionado ao sinal recebido, porém com uma diferença de fase, o que poderá afetar diretamente sua amplitude. Esse efeito varia dependendo da localização da antena, direção e polarização, como também poderá variar com o tempo nos casos em que a antena receptora esteja se movimentando no ambiente [13].



Figura 2-3 - Principais dificuldades dos sistemas sem fio.

O segundo problema enfrentado por esses sistemas é o atraso de propagação, que é a diferença no tempo levado pelo sinal para percorrer os diferentes caminhos. Quando o atraso de propagação excede 10% do tempo de duração do símbolo,

ocorrerão interferências intersimbólicas consideráveis, o que limitará a capacidade de transmissão [14].

O terceiro problema enfrentado é a interferência co-canal. Sistemas sem fio que operam com divisão de área em setores, normalmente utilizam a técnica do reuso do canal para otimizar o sistema e reduzir a sobrecarga no espectro, como é o caso do sistema celular que subdivide a área em células e as frequências disponíveis em grupos de canais, usando um canal por célula com reuso de canais. Ocorre que à medida que a quantidade de conjuntos de canais diminui, a interferência co-canal aumentará. Para um determinado nível de interferência co-canal, a capacidade pode ser ampliada com a redução do tamanho da célula. No entanto nestes casos será necessária a implantação de novas estações, o que conseqüentemente poderá aumentar o problema da interferência co-canal.

2.2. Sistemas de antenas inteligentes

Nesta seção serão apresentadas as três definições frequentemente apresentadas na literatura para as antenas inteligentes. A diferença entre elas é apenas a forma como cada tipo de antena inteligente é categorizada.

2.2.1. Primeira definição

Uma antena inteligente é um arranjo adaptativo ou de fase, que se ajusta ao ambiente. Sendo assim, para o arranjo adaptativo o diagrama de irradiação vai sendo alterado à medida que o usuário se movimenta e para o arranjo de fase o diagrama de irradiação é conduzido ou diferentes diagramas de irradiação são selecionados à medida que o usuário se movimenta, como está exemplificado na Figura 2-4 [15].

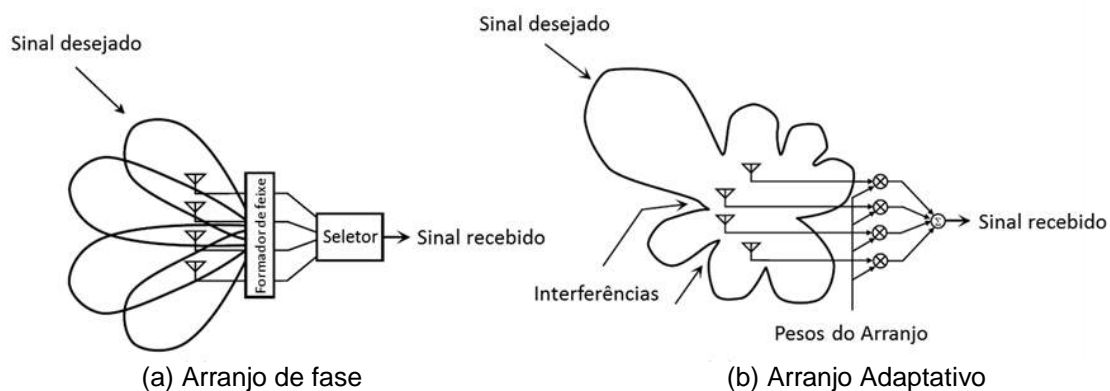


Figura 2-4 - Definição de sistema de antenas inteligentes [15].

- **Arranjo de Fase:** Consiste em qualquer número de feixes fixos com um feixe direcionado para o sinal desejado, ou um único feixe que pode ser conduzido para a direção do sinal desejado apenas com o ajuste da fase.
- **Arranjo Adaptativo:** É o arranjo de múltiplas antenas cujos sinais recebidos são aplicados pesos e combinações para maximizar a recepção do sinal desejado e a relação sinal/ruído (S/R). Isto significa que o lóbulo principal do diagrama é colocado na direção do sinal desejado, enquanto são posicionados nulos nas direções de sinais interferentes.

2.2.2. Segunda definição

Um sistema de antenas inteligentes combina múltiplas antenas com um processamento de sinais capaz de otimizar seus diagramas de irradiação e recepção automaticamente em resposta ao sinal percebido no ambiente [16]. Estes tipos de sistema são costumeiramente categorizados em feixes comutáveis ou sistemas de arranjos adaptativos, como pode ser visto na Figura 2-5.

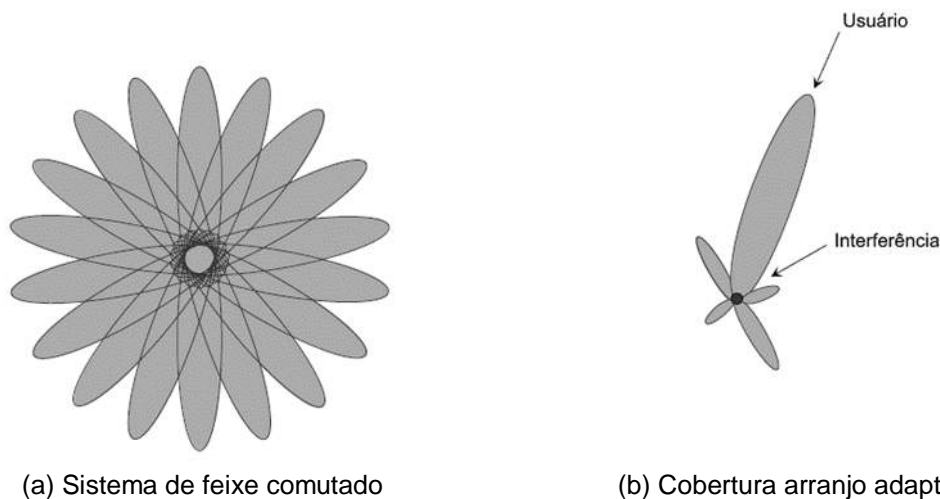


Figura 2-5 - Exemplificação de diagramas de irradiação antenas inteligentes.

- **Antena de feixe comutável:** É formada por múltiplas antenas com direções fixas de feixes, as quais detectam a potência do sinal que está sendo recebida e escolhe dentre os feixes predeterminados qual é o melhor a ser empregado, e realiza mudanças na escolha do feixe de acordo com as alterações de demanda no setor. Ao invés de moldar o diagrama da antena com as propriedades físicas 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.

- **Antena de arranjo adaptativo:** Representa uma das mais avançadas aproximações de antenas inteligentes da atualidade [17]. Usando uma variedade de novos algoritmos de processamento de sinais, o sistema adaptativo tem a vantagem de utilizar esta habilidade para efetivamente localizar e rastrear vários tipos de sinais e dinamicamente minimizar a interferência e maximizar a recepção do sinal desejado.

2.2.3. Terceira definição

Antenas inteligentes são arranjos de antenas que mudam seu diagrama de irradiação dinamicamente para se ajustar ao ruído, interferência e o canal, e assim minimizar as degradações do sinal de interesse [18].

A diferença entre a antena inteligente e as demais é a capacidade de adaptar o seu diagrama de irradiação. A capacidade da antena inteligente receber e transmitir sinais de forma adaptativa, e espacialmente sensível está no processamento digital do sinal presente. A antena não é inteligente por ela mesma, esta é composta pelos arranjos de antenas e pelos algoritmos utilizados para fazer a antena efetivamente inteligente. Isso mostra que antenas inteligentes são mais do que apenas antenas, são um conceito completo de transceptor [10].

Sistemas de antenas inteligentes podem ser classificados também com base na sua estratégia de transmissão, em três tipos de níveis de inteligência:

- **Antenas com feixes comutáveis:** Este tipo de antena tem somente a função básica de comutação, o que as difere das outras antenas direcionais. Normalmente a configuração, dentre as comutações possíveis, que proporciona o melhor desempenho, em termos de potência recebida, é escolhida. As recepções dos vários elementos do arranjo são amostradas periodicamente para determinar qual elemento está tendo o melhor desempenho. Por causa da maior diretividade, comparado às antenas convencionais, um ganho melhor é obtido. Essa antena é mais fácil de implementar em estruturas já existente do que as antenas com arranjos adaptativos mais sofisticados, no entanto seu rendimento é limitado.
- **Antenas com arranjos de fase dinâmicos:** Os feixes são predeterminados e fixos no caso de um sistema de comutação de feixes. Um usuário deverá estar dentro

do alcance de um dos feixes, mas à medida que ele se afasta da fonte do feixe e deixa de estar no seu alcance ele passará a se conectar em outra estação. No caso das antenas com arranjos de fase dinâmicos, um algoritmo rastreia o sinal do usuário enquanto ele está dentro do intervalo do feixe que o está rastreando. Então, quando ocorre uma mudança de estação o sinal do usuário é recebido com ganho otimizado. Pode ser visto como uma generalização do conceito de lóbulo comutado, onde a potência recebida é maximizada.

- **Antenas com arranjos de fase adaptativos:** Esse tipo pode ser considerado o mais inteligente dos sistemas. Um arranjo de antenas adaptativas é um conjunto de antenas que podem adaptar o diagrama de irradiação do conjunto de acordo com o ambiente. Cada antena do arranjo é associada a um peso o qual é atualizado de forma adaptativa, de modo a ter o seu ganho maximizado na direção do usuário e minimizado na direção de uma fonte de interferência.

2.2.4. Conceito geral

Uma antena inteligente é aquela que ao invés de dispor um diagrama de irradiação fixo, é capaz de gerar ou selecionar feixes diretivos focados no usuário desejado, inclusive adaptar-se às condições de transmissão em cada momento [19]. É importante ressaltar que as antenas inteligentes se subdividem em duas categorias: antenas adaptativas e antenas comutáveis, ou antenas chaveadas. A diferença entre elas está na quantidade de estados que elas podem assumir, sendo que as antenas adaptativas podem variar sua característica continuamente e as antenas comutáveis só podem adotar um número finito de estados previamente estabelecidos no projeto. As antenas adaptativas são capazes de adaptar seus diagramas de irradiação, no entanto o seu projeto pode se tornar complexo, pelo fato de depender de vários fatores como o dimensionamento de arranjos de antenas. As antenas comutáveis ajustam o diagrama de irradiação para um número finito de estados, neste caso o que deverá ser levado em consideração é o fato da complexidade na execução dos circuitos de alimentação, principalmente quando a quantidade de estados desejados aumenta [11], [20], [21].

2.2.5. Vantagens do uso de antenas inteligentes

- **Aumento da área de cobertura:** Tendo em vista que o ganho será maior, se comparado às antenas omnidirecionais, para a mesma potência de transmissão, possibilitando reduzir a quantidade de estações base no sistema;
- **Redução da potência de transmissão:** O maior ganho da antena permite aumentar a sensibilidade das estações base, onde os transmissores necessitariam de menor potência de transmissão, no caso dos equipamentos móveis, economizando bateria;
- **Redução da propagação multipercurso:** Devido a menor dispersão angular da potência radiada, será reduzida a quantidade da contribuição de multipercurso que chegará à estação receptora, melhorando assim as características de dispersão de retardo do canal;
- **Redução de interferência:** Uma maior seletividade espacial da antena permite à estação base desprezar os sinais interferentes e priorizar o sinal desejado, bem como reduzir a potência na direção de outros usuários não envolvidos no sistema;
- **Melhora na segurança:** Tratando-se de uma transmissão direcional entre as estações, a possibilidade de um agente externo ao sistema interceptar a transmissão é bastante reduzida e outra possibilidade para esta característica seria a localização mais precisa de usuários fraudulentos na rede;
- **Criação de novos serviços:** Tendo em vista a maior precisão do direcionamento da radiação, seria possível oferecer novos serviços como, por exemplo, rádio localização em chamadas de emergência, tarifação geográfica, informação de lugares turísticos, dentre outros.

Para contornar as limitações das antenas inteligentes (circuitos de alimentação e complexidade dos arranjos de antenas) uma técnica que vem sendo empregada é a utilização de superfícies seletivas em frequência (*Frequency selective surfaces* – FSS) para reconfiguração dos diagramas de irradiação, sendo este assunto tratado nos capítulos seguintes.

3. Superfícies seletivas em frequência

As superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surface – FSS*) são estruturas geralmente planares com elementos periódicos, sendo composta por uma camada de metalização sobre um ou mais substratos dielétricos. As estruturas periódicas que compõem a superfície seletiva em frequência são chamadas de células básicas e estas contêm elementos que são padrões, que podem ser do tipo patch condutor, quando são formados pela camada de metalização, ou do tipo abertura, quando é feita uma fenda na camada de metalização com o formato do padrão, como pode ser observado na Figura 3-1. Dentre as características das FSS estudadas, se destaca a capacidade de se comportar como um filtro eletromagnético, o qual pode permitir (ou não) a passagem de ondas eletromagnéticas, dependendo da sua frequência. Esse comportamento é determinado por parâmetros como a polarização da onda incidente, dimensões da estrutura, geometria a ser utilizada, periodicidade, espessura e permissividade do substrato dielétrico, como exemplificado na Figura 3-2.

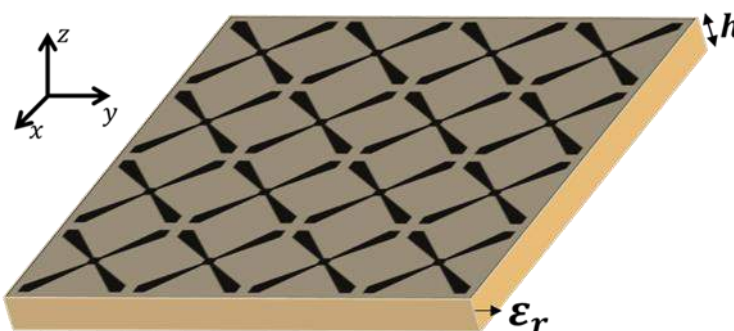


Figura 3-1 - Geometria de uma FSS.

Historicamente, o estudo das superfícies seletivas em frequência inicia-se quando o físico David Rittenhouse descobriu no século XVIII que algumas cores do espectro de luz eram suprimidas quando essa era observada através de um lenço de seda. Posteriormente ele viria a avançar na investigação de grades de difração em óptica, cujo fenômeno era usado para decompor um feixe de luz não monocromática em suas ordens espectrais, como documentado em uma correspondência de relatos científicos [22].

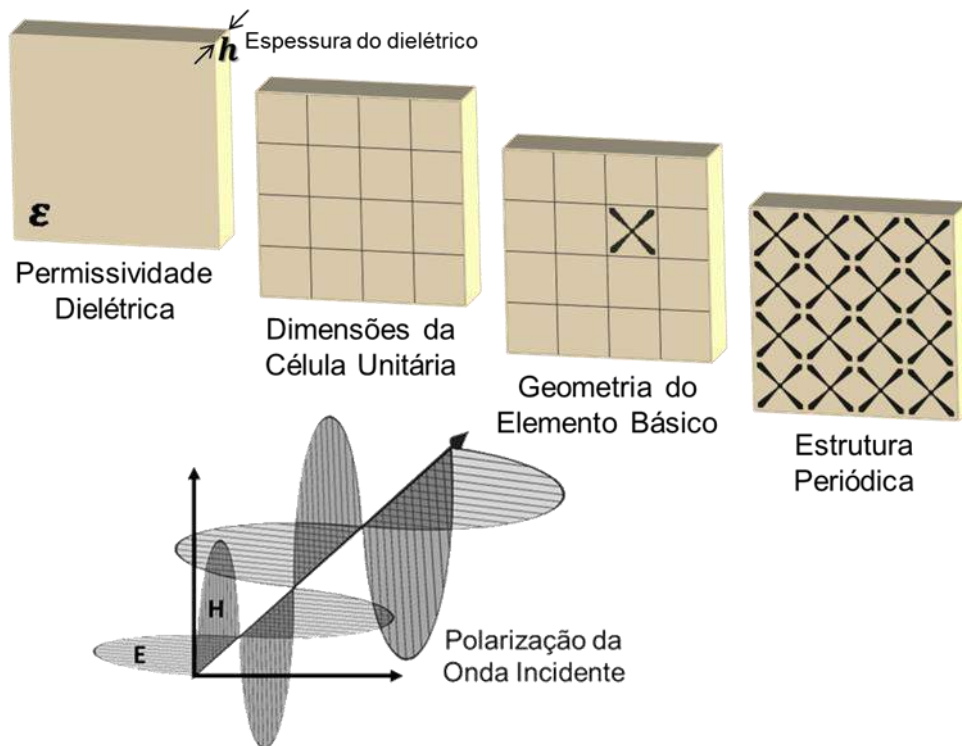


Figura 3-2 - Representação dos parâmetros para seletividade da estrutura.

3.1. Classificação das FSS

As FSS podem receber vários tipos de classificação, dependendo da forma como sua célula unitária é preenchida, pela geometria dos elementos, pela espessura da camada de metalização e pela forma de excitação dos arranjos. Estes são os principais aspectos encontrados para classificação de FSS [5].

3.1.1. Quanto ao preenchimento da célula unitária

A superfície seletiva em frequência pode ser caracterizada com base na forma como o seu elemento básico do arranjo periódico é preenchido, podendo este ser do tipo condutor ou do tipo abertura, apresentando respostas em frequências distintas.

Como já foi dito, uma das propriedades das FSS é atuar como filtro, permitindo a passagem de uma determinada frequência e rejeitando as demais [23]. Em FSS do tipo condutor, Figura 3-3 (a), a estrutura se comporta como um circuito LC em série, Figura 3-3 (b), com características rejeita-faixa, Figura 3-3 (c). Sendo assim, considerando a incidência perpendicular, à medida que os elementos vão entrando em ressonância, a potência será irradiada na direção oposta à de incidência até ser completamente refletida.

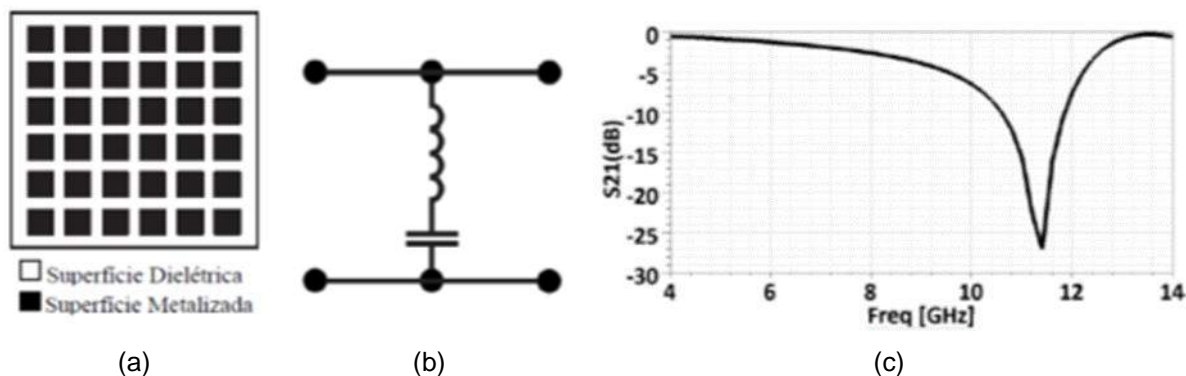


Figura 3-3 - FSS com (a) arranjos tipo elemento condutor, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento rejeita-faixa [24].

Em estruturas do tipo abertura, Figura 3-4 (a), a FSS tem um comportamento semelhante a um circuito LC em paralelo, Figura 3-4 (b), com características passa-faixa, Figura 3-4 (c), em que a estrutura começa a não influenciar o comportamento da onda no momento em que os elementos vão entrando em ressonância, ocorrendo desta forma a transmissão total da mesma, nestas frequências.

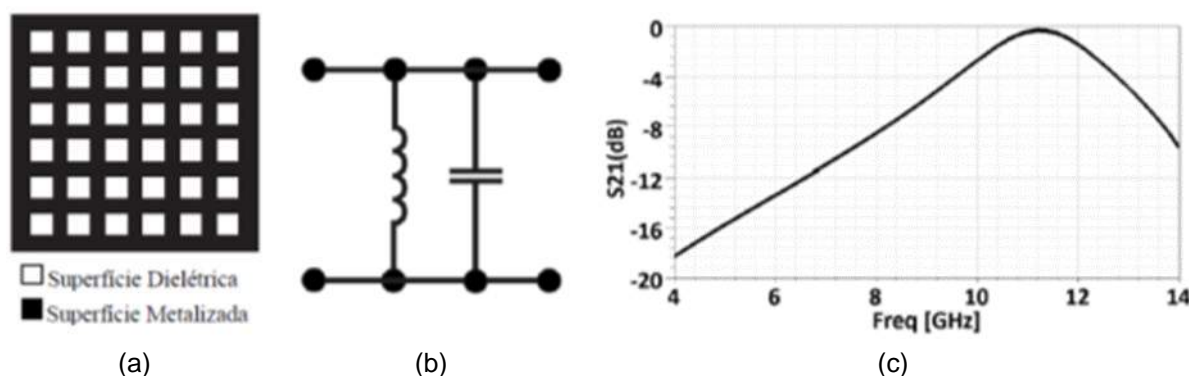


Figura 3-4 - FSS com (a) arranjos tipo abertura, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento passa-faixa.

3.1.2. Quanto à geometria do elemento básico

A resposta em frequência de uma FSS está relacionada não apenas com o preenchimento da célula unitária, mas também com o formato do elemento básico utilizado, assim como a constante dielétrica, a espessura do substrato e a periodicidade da estrutura. Na literatura é possível encontrar estudos com diferentes formas de elementos, no entanto estes podem ser resumidos em quatro grupos básicos, os quais podem ser combinados dando origem a outros modelos de elementos com características únicas [22], [23].

- **Grupo I:** Formado pelos elementos com N-polos conectados pelo centro, a exemplo do dipolo fino, dipolo cruzado, tripolo, cruz de Jerusalém, dentre outros, como pode ser observado na Figura 3-5.

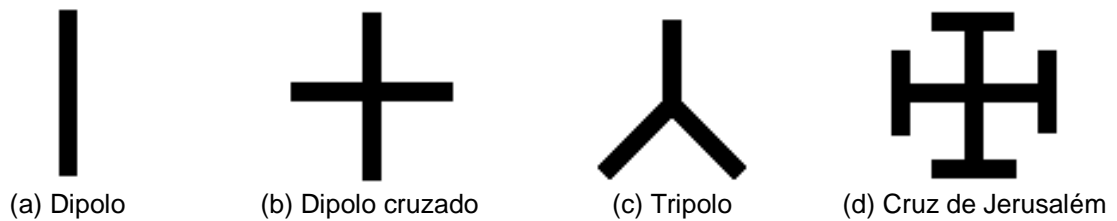


Figura 3-5 - Grupo I: Elementos N-polos conectados pelo centro.

- **Grupo II:** Formado pelos elementos do tipo espira, como a espira quadrada, anéis circulares concêntricos, espiras quadradas com grade, espira quadrada dupla, entre outros, Figura 3-6.



Figura 3-6 - Grupo II: Elementos do tipo espira.

- **Grupo III:** Formado pelos elementos patch com interior sólido, os quais podem assumir várias formas geométricas e estão exemplificados na Figura 3-7.

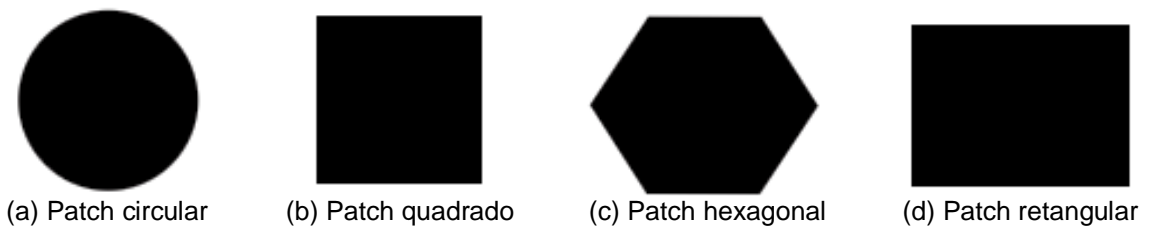


Figura 3-7- Grupo III: Elementos do tipo interior sólido.

- **Grupo IV:** Corresponde aos elementos originados pela combinação dos três grupos anteriores, a Figura 3-8 exemplifica algumas destas combinações.

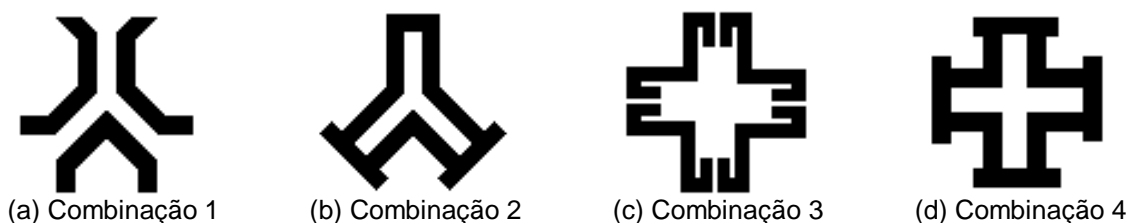
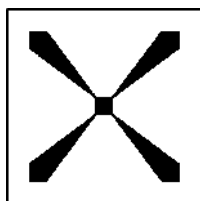


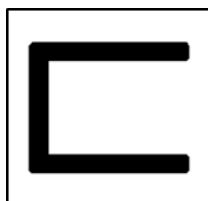
Figura 3-8 - Grupo IV: Elementos do tipo combinações.

Existem infinitas formas de elementos unitários e as diferentes possibilidades geram comportamentos característicos na resposta da FSS, como, por exemplo, mais de uma frequência de ressonância e a variação na largura de banda. Sendo assim, seguindo essa linha de pesquisa, o Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo

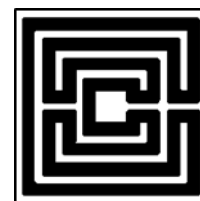
Aplicado – GTEMA, do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB, tem desenvolvido trabalhos no sentido de identificar geometrias a serem implementadas em FSS, como exemplificado na Figura 3-9.



(a) Estrela de quatro braços [8].



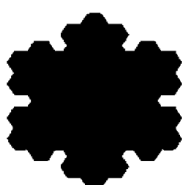
(b) Forma de U [24].



(c) Matrioska [25].

Figura 3-9 - Estruturas de FSS desenvolvidas no GTEMA.

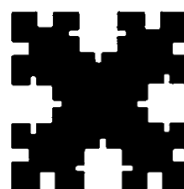
Além das formas já apresentadas neste trabalho, outro tipo de geometria que tem apresentado bons resultados são os fractais, como pode ser observado alguns exemplos na Figura 3-10. Estes possuem características de auto-similaridade e normalmente são empregados com a intenção de tornar o elemento apto a operar em múltiplas frequências e quando se necessita reduzir o tamanho dos elementos [26]–[29].



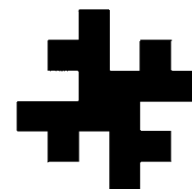
(a) Fractal de Gosper



(b) Fractal de Sierpinski



(c) Fractal de Koch



(d) Fractal de Minkowski

Figura 3-10 - Elementos Fractais.

Essas investigações são realizadas com base em análises estimativas, resultados numéricos e resultados experimentais.

3.1.3. Quanto à espessura da camada de metalização

Uma FSS, dependendo da sua espessura, pode ser classificada como 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 λ_0 é o comprimento de onda para a frequência de ressonância da FSS. Em geral possuem volume reduzido e baixo custo, podendo ser empregada na sua produção a tecnologia convencional de circuito impresso [5], [22], [23].

Já as FSS de anteparo espesso, como pode ser visto na Figura 3-11, apresentam um maior volume e peso, requerendo na sua fabricação uma maior precisão. 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 [30], [31].

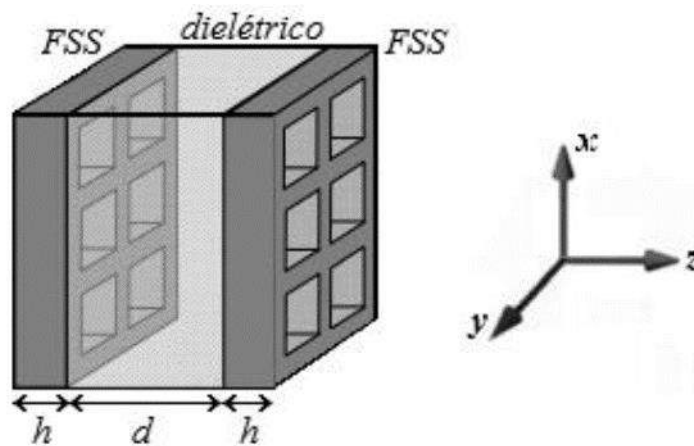


Figura 3-11 - FSS do tipo espessa de duas camadas [30].

3.1.4. Quanto à forma de excitação dos arranjos

A superfície seletiva em frequência pode ser excitada por uma onda eletromagnética incidente, como também pode ser excitada por geradores individuais conectados aos elementos básicos. No primeiro caso este tipo de superfície é denominada passiva, enquanto que no caso dos geradores conectados aos elementos a superfície passa a ser ativa. As FSS passivas possuem como vantagem a menor complexidade no seu projeto e menor custo de produção, apresentam ainda a vantagem da reconfiguração [32], sem a inserção de elementos adicionais (diodos, PIN, varactores, chaves MEMS, etc). No segundo caso onde são utilizados geradores, esses deverão estar acoplados aos elementos e possuírem a mesma amplitude e variação de fase ao longo do arranjo [5], sendo a FSS considerada ativa. Na Figura 3-12 é possível observar os dois casos.

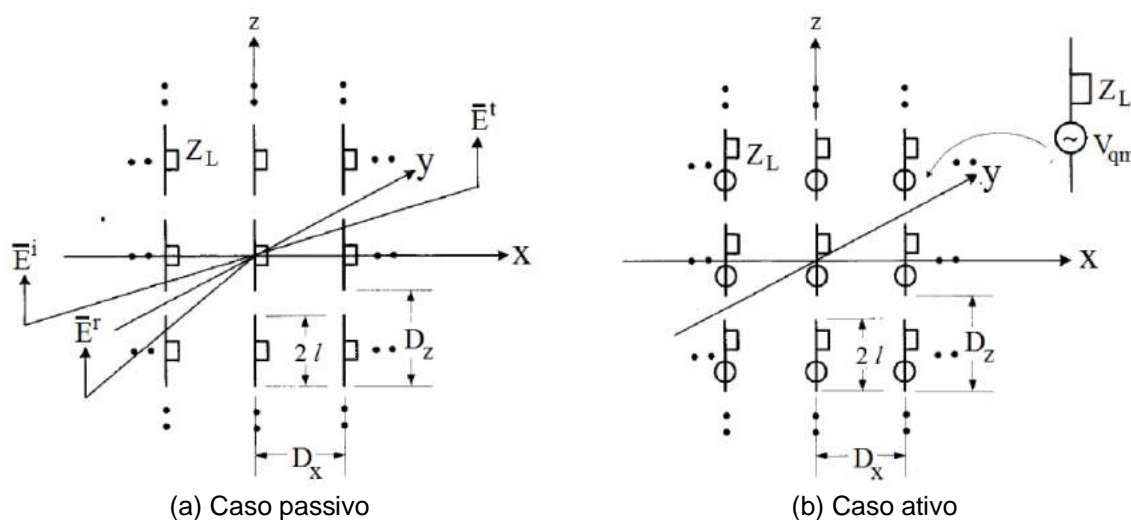


Figura 3-12 - Arranjos periódicos [5].

As FSS também podem ser reconfiguráveis e nestes casos a resposta em frequência será sintonizável ou chaveada. No caso das FSS reconfiguráveis com a utilização de diodos, como visto na Figura 3-13, a frequência de ressonâncias será ajustada para transmitir ou refletir ondas eletromagnéticas, ao alterar o comportamento dos diodos [5], [33].

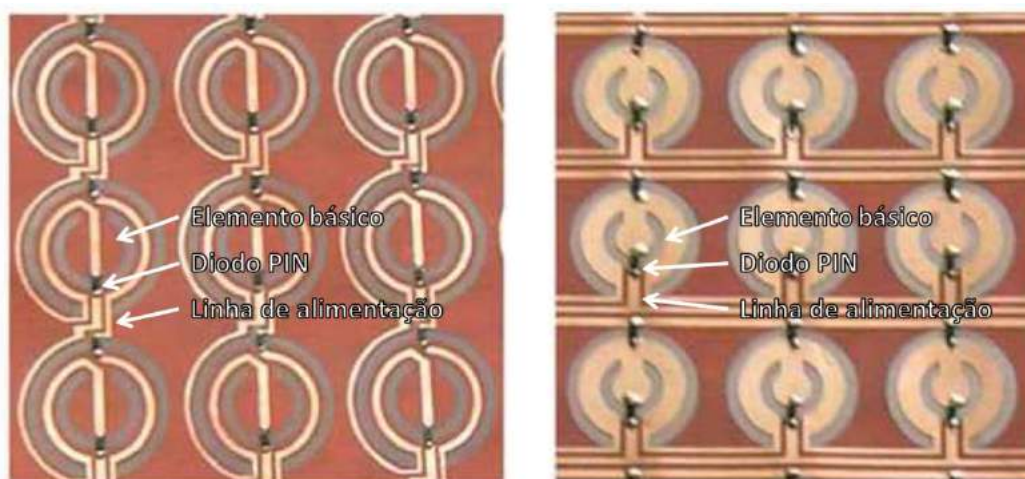


Figura 3-13 - Exemplos de FSS reconfiguráveis utilizando diodos [34].

3.2. Técnicas para caracterização numérica

Uma das primeiras etapas do projeto de superfícies seletivas em frequência compreende a sua caracterização numérica, onde a maioria dos modelos utilizados apresenta resultados muito aproximados da caracterização experimental, com uma noção do comportamento das FSS.

No entanto, mesmo os modelos numéricos possuem limitações e em alguns casos podem apresentar imprecisões.

O casamento modal foi um dos primeiros métodos de análise utilizado para superfícies seletivas em frequência, possibilitando a análise em diversos ângulos de incidência, permitindo verificar a resposta em frequência e o efeito da polarização [35]. Uma outra técnica que surgiu aliada ao casamento modal e que até hoje tem sido muito empregada devido à simplicidade na obtenção dos resultados de forma satisfatória, foi o método do circuito equivalente, que relaciona a espessura do substrato, as dimensões do elemento e sua geometria com os parâmetros de indutância e capacitância [36], [37], como observado na Figura 3-14.

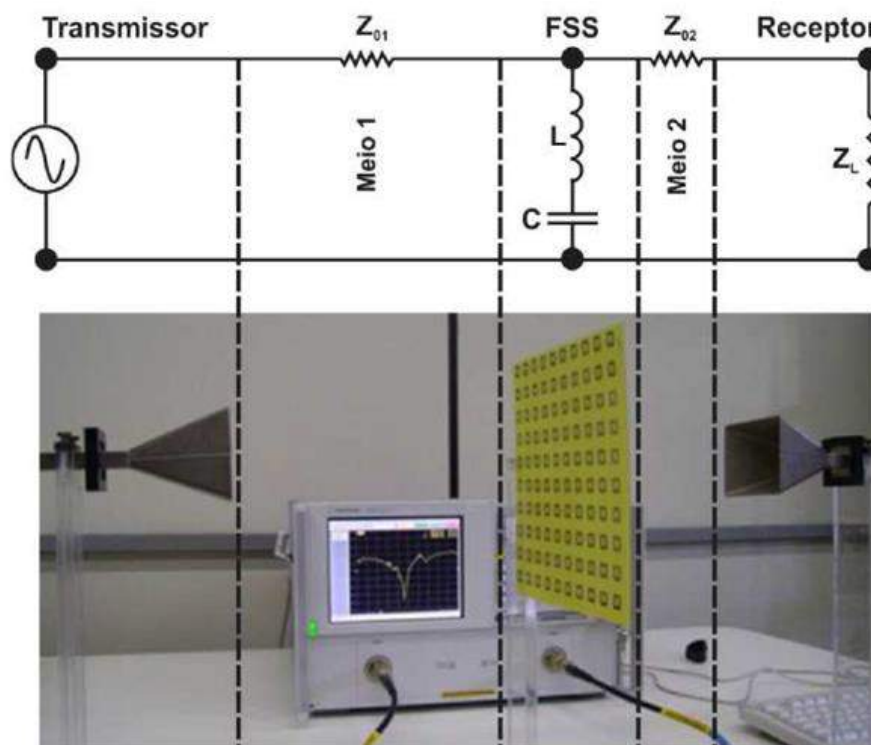


Figura 3-14 - Comparação de leiaute de medições e circuito equivalente [24].

Ao utilizar o método do circuito equivalente e calcular as componentes do circuito, é possível encontrar as características de transmissão e reflexão da FSS. No entanto, ao inserir variações na estrutura dos elementos da FSS, é possível que novos elementos reativos sejam gerados e se torne muito complicado comparar com o circuito equivalente, principalmente para frequências mais elevadas e ressonâncias de ordem superior.

Nos casos onde a geometria da FSS se torna muito complexa para ser analisada utilizando o método do circuito equivalente, é mais conveniente utilizar métodos computacionais mais eficazes para aproximar os resultados. Neste sentido, outros métodos passaram a ser utilizados fazendo uso dos avanços computacionais.

Dentre estes métodos podemos citar o método das diferenças finitas no domínio do tempo (*finite-difference time-domain* – FDTD), o qual auxilia na análise de elementos e estruturas não homogêneas, bem como na análise de perdas [38]; o método dos elementos finitos (*finite element method* – FEM), que é uma forma de resolução numérica de um sistema de equações diferenciais parciais e possibilita uma maior flexibilidade de geometrias e melhor aproximação dos resultados [39]; e o método dos momentos (*method of moments* – MOM), que 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 [40]. 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, desenvolvido na década de 90 por H. Baudrand [41], [42]. Consiste em relacionar as ondas incidentes com as ondas refletidas em dois meios, separados por uma interface [43], [44].

Dentre as aplicações computacionais disponíveis no mercado, pode ser destacada a suíte de aplicativos da ANSYS® [45], a qual faz uso do método dos elementos finitos e do método dos momentos e foi aplicada nas soluções numéricas deste projeto.

Em paralelo à análise das estruturas podem ser implementadas várias técnicas de otimização da FSS, a fim de melhorar a frequência de ressonância, a polarização e o comportamento em relação ao ângulo de incidência. Dentre estas técnicas é possível destacar o uso da inteligência computacional, como é o caso das redes neurais e dos algoritmos genéticos [46]–[48].

3.3. Técnicas para caracterização experimental

A etapa seguinte à definição dos parâmetros da FSS é a sua caracterização experimental, onde a estrutura será fabricada e submetida a procedimentos experimentais, sendo possível aferir suas propriedades de transmissão e reflexão. Para realizar estes experimentos, onde é simulado um ambiente real de aplicação, é necessário que seja definido um leiaute de medições que possua instrumentos capazes de realizar as medições dos parâmetros requeridos. O leiaute mais básico de simulação é o que está representado na Figura 3-15, onde duas antenas tipo corneta de ganho padrão representam uma fonte transmissora e um receptor, sendo

entre elas posicionada a FSS, para que assim seja possível medir a parcela que consegue ser transmitida através da FSS.

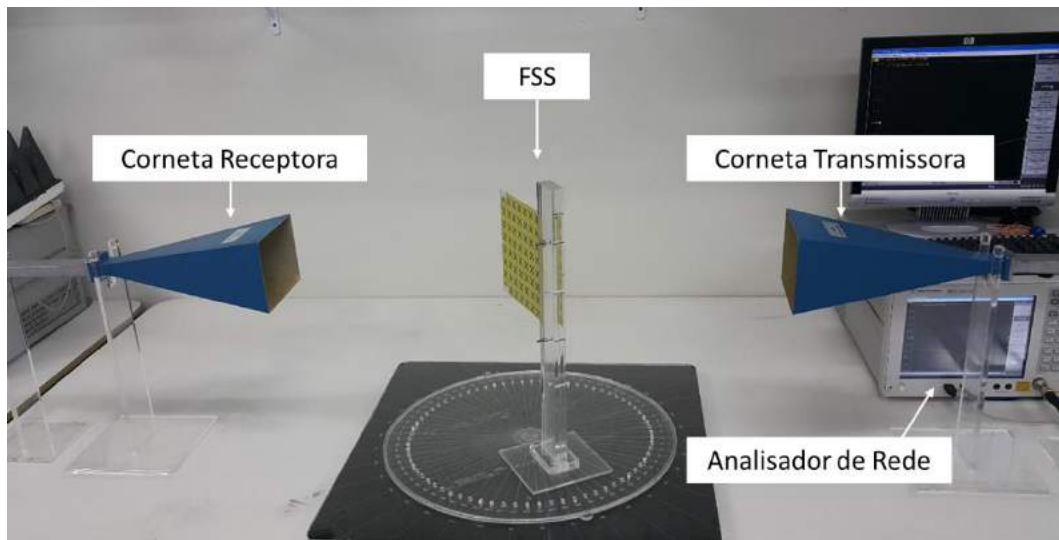


Figura 3-15 - Leiaute básico de medições de uma FSS.

Estruturas que possuam dimensões e elementos básicos assimétricos poderão apresentar respostas distintas dependendo da polarização em que são posicionadas entre as cornetas. Sendo assim, se faz necessário que a superfície seja rotacionada em 90° , alterando sua polarização. No entanto esse leiaute de medições possui limitações, pois a difração nas bordas da FSS pode ocasionar a obtenção de dados incorretos [22], [33].

Outro leiaute de medições mais preciso é composto pelo cenário anterior acrescido de lentes dielétricas, as quais direcionam a onda incidente para o centro da FSS, reduzindo assim os efeitos de borda causados pela difração [22], [49]. Este leiaute pode ser observado na Figura 3-16.

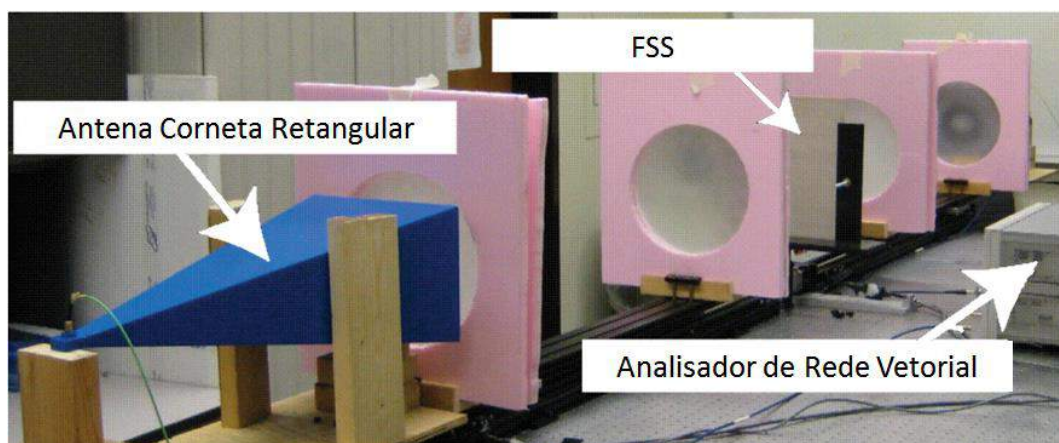


Figura 3-16 - Leiaute de medições de uma FSS utilizando lentes dielétricas [50].

Um leiaute de medições que envolve uma maior complexidade, e que conseqüentemente apresenta resultados mais precisos, é quando a câmara anecóica e absorvedores de rádio frequência são utilizados. Nesse leiaute é possível reduzir as interferências, pois o ambiente da câmara elimina as reflexões nas regiões limítrofes da área de medições, como visto na Figura 3-17.

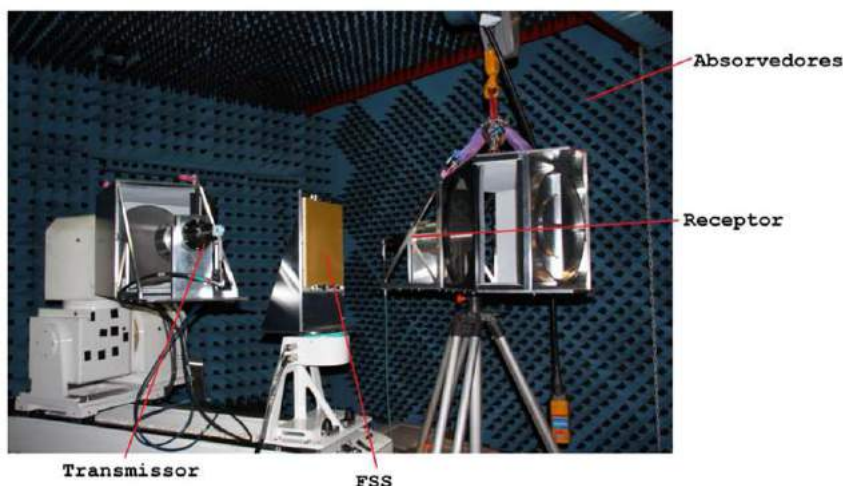


Figura 3-17 - Leiaute de medições de uma FSS utilizando uma câmara anecóica [51].

3.4. Aplicações práticas

Há inúmeras aplicações práticas para superfícies seletivas em frequências, dentre as quais é possível destacar as aplicações militares onde é possível uma segurança maior nas comunicações, absorvedores de micro-ondas, estruturas de proteção contra interferências em antenas, como no caso de radomes, entre outras aplicações [5], [23], [33].

Uma ilustração simples da aplicação prática de uma FSS é o forno de micro-ondas doméstico, que possui um anteparo entre o vidro e o interior da cavidade do forno que permite a passagem da luz visível e bloqueia a passagem da frequência utilizada para cozinhar os alimentos, operando assim como um filtro passa-faixa [33], como está ilustrado na Figura 3-18.

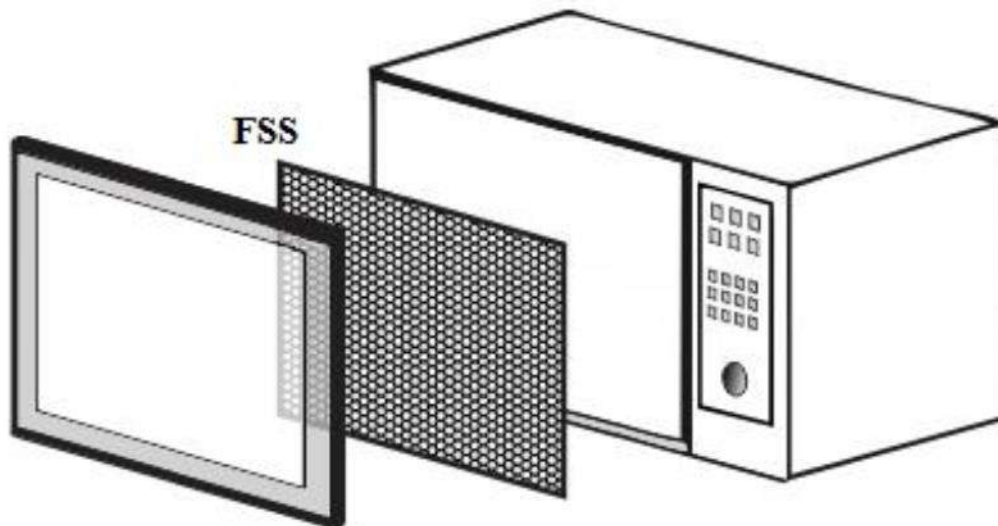


Figura 3-18 - Forno de micro-ondas com FSS operando como filtro passa-faixa.

Outra aplicação que pode ser citada para o uso de superfícies seletivas em frequência é no caso de bloqueadores de redes sem fio, onde as FSS podem ser utilizadas como papel de parede, Figura 3-19, e assim bloquear a comunicação em determinadas faixas de frequência. Estas podem ser do tipo ativa ou passiva. No primeiro caso a configuração da FSS será permanente, já no segundo caso será possível determinar quando a FSS bloqueará a faixa de frequência. Esta aplicação se apresenta muito útil para o ambiente corporativo, onde se faz necessário proteger a rede interna de acessos externos e ao mesmo tempo não é interessante bloquear outras frequências como sinais da rede celular, por exemplo.



Figura 3-19 - FSS em forma de papel de parede [52].

As FSS têm auxiliado no desenvolvimento de novas tecnologias, como é o caso das etiquetas RFID sem chip, também conhecidas como *chipless tag*. Estas têm como vantagem a redução dos custos, pois não precisam do circuito integrado e também não necessitam de fonte de alimentação própria [53]–[55]. Na Figura 3-20 está exemplificado o funcionamento das etiquetas RFID utilizando FSS, onde, basicamente estas são identificadas pelas frequências que refletem.

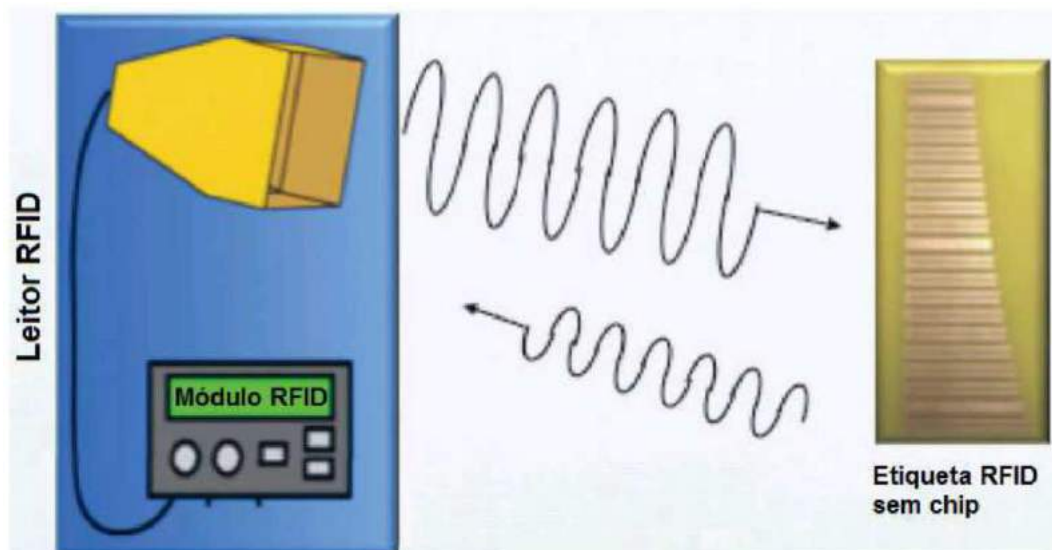


Figura 3-20 - Utilização de FSS em etiqueta RFID [56].

Estudos recentes apontam o interesse dos pesquisadores em desenvolver estruturas que possam apresentar mudanças em seus parâmetros básicos através do chaveamento ou comutação, a partir da adição de dispositivos chaveadores, como diodos, à FSS. Dessa forma é possível agregar uma nova versatilidade das FSS na utilização em sistemas de comunicação sem fio. Aliando esse conceito ao de antenas inteligentes, onde há comutação do diagrama de irradiação, é possível projetar estruturas que apresentam respostas diferentes em determinadas frequências. Por exemplo, pode-se projetar uma antena na qual o seu diagrama de irradiação varie com a frequência de operação. Nesse contexto, este trabalho apresenta a caracterização de uma antena tipo refletor de canto utilizando como refletor superfícies seletivas em frequência.

4. Antenas refletoras

Desde os primórdios da aplicação de ondas eletromagnéticas antenas refletoras têm sido utilizadas. No entanto, o que fez com que a análise e o projeto desse tipo de antena fossem alavancados foi a segunda guerra mundial, onde esse tipo de antena passou a ser largamente empregado em aplicações militares. Após esse emprego as antenas refletoras passaram a ser utilizada em várias outras aplicações civis, como radioastronomia e comunicações na faixa de frequências de micro-ondas. Esse tipo de antena passou a se popularizar a partir da década de 1960, se tornando praticamente um item doméstico [57]. Embora seja possível obter antenas refletoras através de diversas configurações geométricas, as formas mais comuns e populares são os refletores planos, refletores de canto e os de superfície curva, exemplificados na Figura 4-1.

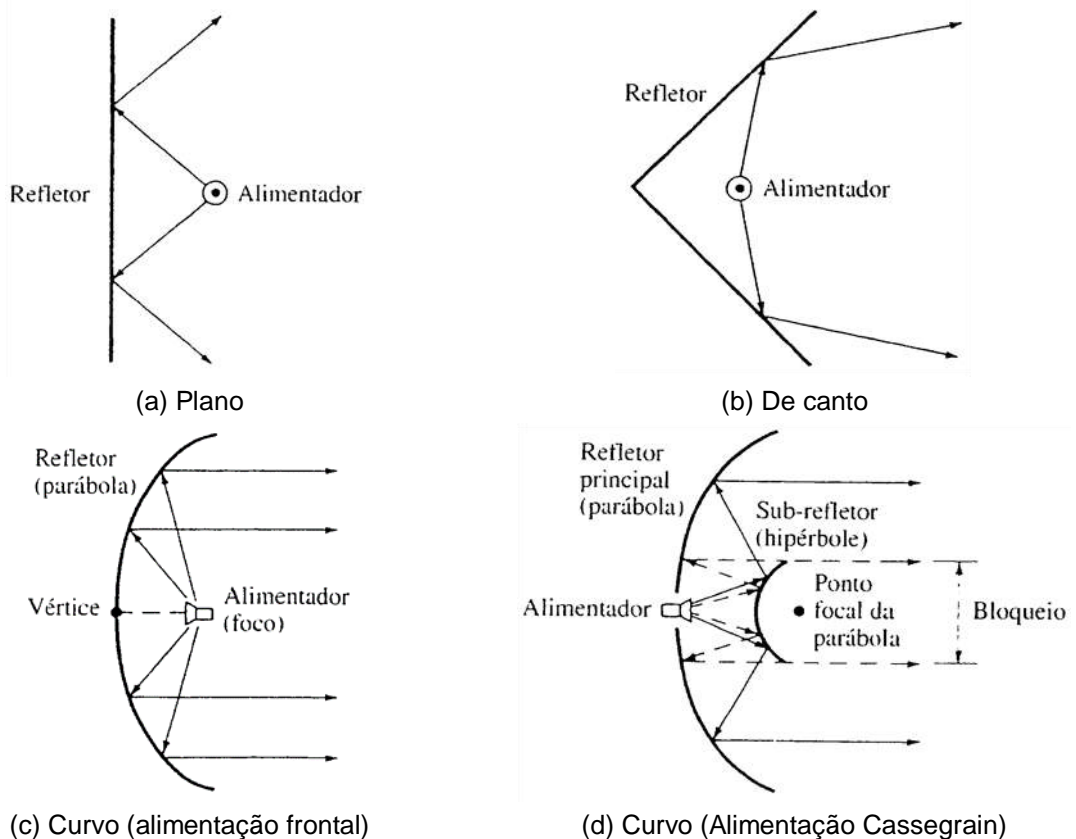


Figura 4-1 - Configurações mais comuns de antenas refletoras [57].

Dentre as antenas refletoras, a que será explanada com maior detalhe será a do tipo refletor de canto, pois foi o tipo de antena utilizado neste trabalho.

4.1. Refletor de canto

Em determinados sistemas de comunicações o elevado ganho das antenas e a alta relação frente-costas são características desejadas. A utilização das antenas refletoras se mostrou uma técnica muito eficaz para esse propósito. Apesar do emprego usual de superfícies parabólicas para se conseguir uma maior diretividade, verificou-se que antenas diretivas e com uma boa relação frente-costa podem ser obtidas ao se utilizar duas placas condutoras planas, dispostas em interseção formando um ângulo. Esse tipo de disposição é chamado refletor de canto e pode ser observado numa visão superior e em perspectiva na Figura 4-2 [58].

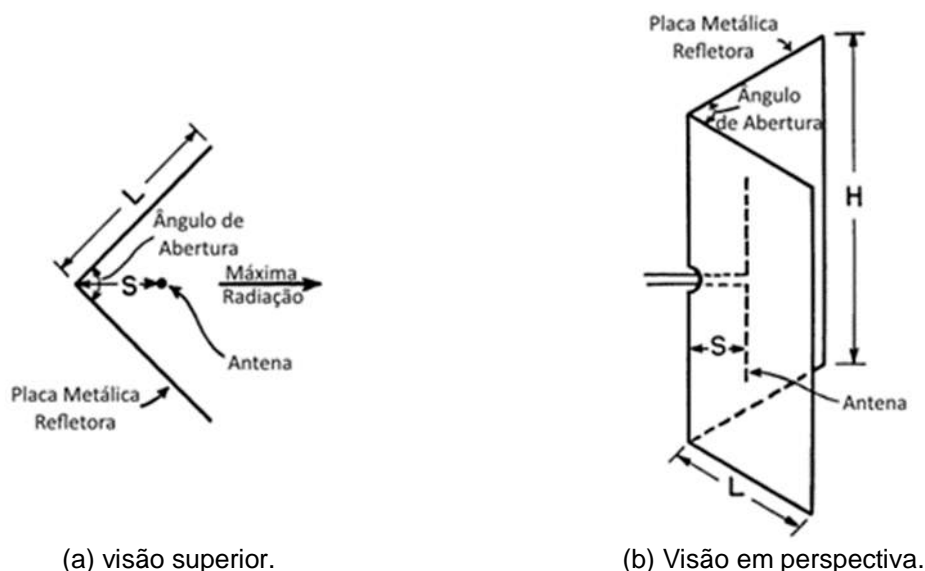


Figura 4-2 - Esquema padrão de uma antena do tipo refletor de canto [58].

A presença das placas metálicas influenciará na distribuição de campo em torno do conjunto e, conseqüentemente, afetará o valor do ganho máximo da antena. Portanto, para se obter um projeto otimizado, é necessário se verificar o comportamento do conjunto em função do espaçamento entre o refletor e o elemento irradiador [59].

Usualmente são empregados dipolos 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 igual a L e altura igual a H , Figura 4-2.

Em diversas aplicações, principalmente quando há limitações em relação à resistência do ar e ao peso, são empregadas malhas de fios ao invés das placas metálicas para as superfícies do refletor, como observado na Figura 4-3.

Quando empregadas esses tipos de malha se faz necessário obedecer certos parâmetros para que a mesma tenha um comportamento o mais próximo de uma placa metálica. Sendo assim, o espaçamento entre os fios (g), deve ser uma fração do comprimento de onda (normalmente, $g \leq \lambda/10$).

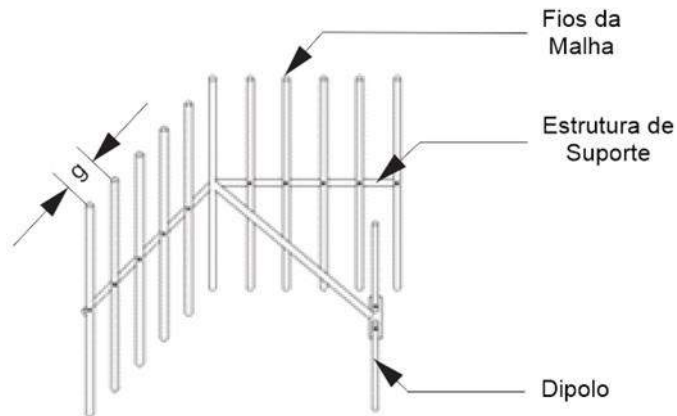


Figura 4-3 - Refletor de canto em configuração de malha de fios.

A abertura do refletor de canto (Da), Figura 4-4, também segue alguns parâmetros, sendo usualmente utilizada com valores entre um e dois comprimentos de onda ($\lambda < Da < 2\lambda$). Para o refletor com abertura de 90° normalmente o comprimento dos lados do refletor (L) é aproximadamente duas vezes a distância do alimentador à aresta ($L \cong 2s$). A distância do alimentador à aresta do refletor tende a aumentar à medida que o ângulo de abertura do refletor diminui

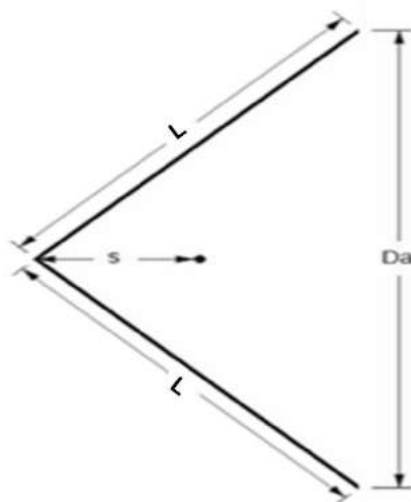


Figura 4-4 - Vista superior do refletor de canto com indicação da distância de abertura.

Para os refletores com abertura menor que 90° , normalmente os lados são maiores e a distância do alimentador à aresta varia entre um terço e dois terços do

comprimento de onda ($\lambda/3 \leq s \leq 2\lambda/3$). Esse espaçamento entre o alimentador e a aresta é um ponto fundamental no projeto do refletor, pois cada refletor possui um espaçamento ótimo. 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; e se for muito grande a antena perderá suas características diretivas, pois surgirão lóbulos secundários indesejáveis [60].

Foi observado experimentalmente que ao aumentar o comprimento dos lados do refletor a largura do feixe e a diretividade não foi afetada diretamente. No entanto, a largura de banda e a resistência de radiação aumentaram. A altura (H) do refletor normalmente é fixada entre 1,2 e 1,5 do comprimento total do elemento de alimentação do sistema, de forma a melhorar a relação frente/costas [57].

A análise dos campos de um refletor de canto se torna mais fácil quando o seu ângulo de abertura (α) é do tipo $\alpha = \pi/n$, onde n é um número inteiro. Para essas situações é possível formar um sistema de imagens que juntas constituem um arranjo, o qual ao ser analisado produzirá o mesmo campo do sistema com as placas refletoras, efeito este produzido apenas no espaço compreendido pela abertura do refletor, como pode ser observado na Figura 4-5.

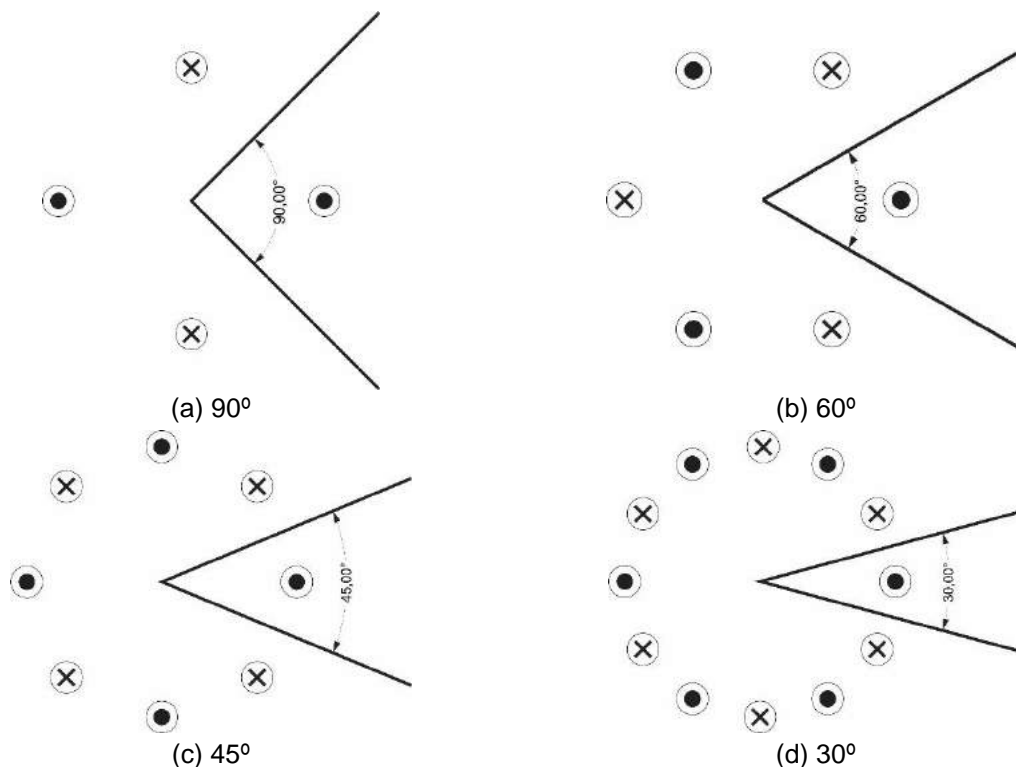


Figura 4-5 - Refletor de canto e suas imagens para alimentadores polarizados paralelamente [57].

Para refletores de canto com ângulo de abertura (α) igual a $\alpha = 180/n$, o número de imagens será igual a $N = (360/\alpha) - 1 = 2n - 1$ [57].

Os ganhos máximos típicos obtidos por refletores de 180° , 90° e 45° são respectivamente, 6 dBi, 12,5 dBi e 14,5 dBi, enquanto que a relação frente costas nunca é menor que 20 dB [59], [61].

4.1.1. Refletor de canto 90°

Dentre os estudos realizados por pesquisadores, o ângulo de abertura mais empregado é o de 90° , devido à maior facilidade de construção e análise em relação aos demais. Para facilitar a compreensão da relação entre espaçamento (s) e o desempenho do refletor de canto, podem ser observadas na Figura 4-6 as variações do lóbulo principal com a variação deste parâmetro.

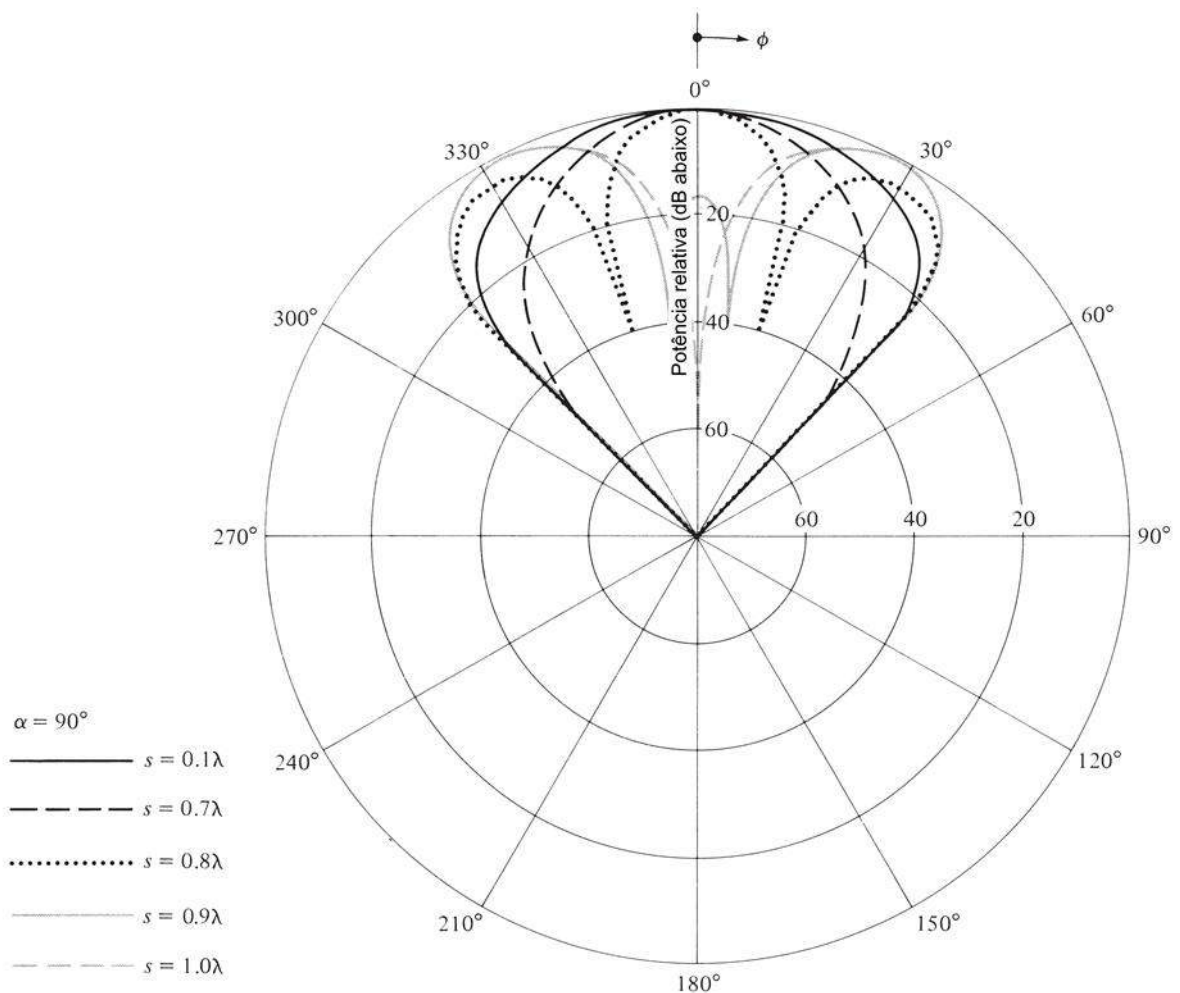


Figura 4-6 - Diagramas normalizados de amplitude de um refletor de canto com abertura de 90° [57].

Nota-se que para valores pequenos de s , o diagrama consistirá de apenas um lóbulo, enquanto que lóbulos secundários começam a surgir com $s > 0,7\lambda$. Para o

valor de $s = \lambda$ é possível observar dois lóbulos separados por um nulo ao centro do diagrama, ao longo do eixo $\phi = 0$ [57].

4.1.2. Refletor de canto utilizado no projeto

Neste projeto é utilizado um refletor de canto com ângulo de abertura de 60° . Esta escolha foi realizada tendo em vista as melhores características direcionais em relação ao refletor com abertura de 90° . A intensidade relativa de campo ($|E/E_0|$) ao longo do eixo ($\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$) para a abertura de 90° tem como máximo aproximadamente 4, enquanto que para aberturas de $60^\circ, 45^\circ$ e 30° os valores máximos são cerca de 5,2; 8 e 9, respectivamente [57]. Não foi escolhido um ângulo de abertura menor devido à complexidade que envolveria a montagem dos elementos do sistema.

O fator de arranjo e o campo total do refletor de 60° pode ser escrito conforme a Equação 1 [58], onde s é o espaçamento entre o elemento ativo e a aresta do refletor.

$$AF(\theta, \phi) = 4 \operatorname{sen} \left(\frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi}{2} \right) \left[\cos \left(\frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \cos \phi}{2} \right) - \cos \left(\sqrt{3} \frac{ks \cdot \operatorname{sen} \theta \cdot \operatorname{sen} \phi}{2} \right) \right] \quad (1)$$

Onde $k = 2\pi/\lambda$

Para os casos de refletores com aberturas $\alpha = 180/n$, com n ímpar, esta equação pode ser reescrita como a Equação 2.

$$AF(\phi) = 4nj(-1)^{(n-1)/2} \cdot [J_n(ks)\cos(n\phi) - J_{3n}(ks)\cos(3n\phi) + J_{5n}(ks)\cos(5n\phi) + \dots] \quad (2)$$

Onde $J_m(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem m [62].

Com base nos conceitos vistos até esta seção do trabalho, no próximo capítulo estará descrita a forma como os elementos foram definidos no projeto.

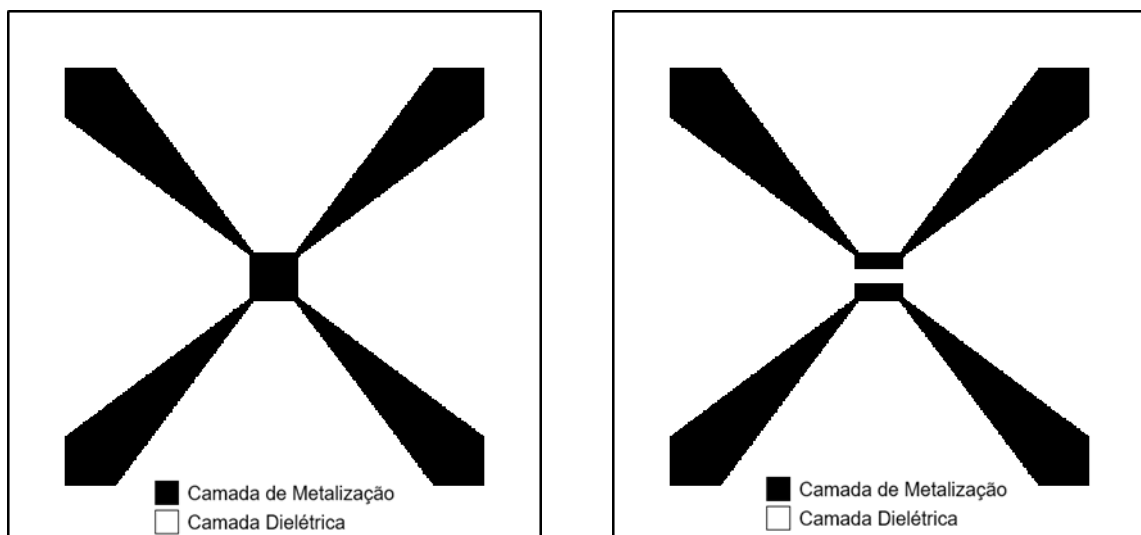
5. Descrição do projeto

O objetivo deste trabalho é implementar e caracterizar o comportamento de uma antena do tipo refletor de canto, substituindo suas placas metálicas por superfícies seletivas em frequência. Assim sendo, são descritas a seguir as etapas do projeto.

5.1. Caracterização da FSS

Para este trabalho foi escolhido como padrão para a geometria do elemento básico o formato da estrela de quatro braços simétrica do tipo elemento condutor, padrão que foi desenvolvido no GTEMA e continua tendo suas variações estudadas.

A escolha da estrela de quatro braços simétrica se deu devido às suas características que possibilitam a miniaturização e a comutação [8], [21], como pode ser observado na Figura 5-1, o que possibilita no futuro a construção de uma antena reconfigurável utilizando superfícies seletivas em frequência.



(a) Estrela de quatro braços no seu estado ligado (ON)

(b) Estrela de quatro braços no seu estado desligado (OFF)

Figura 5-1 - Característica de comutação da estrela de quatro braços simétrica.

A abertura inserida na parte central do elemento básico da FSS, Figura 5-1(b), altera a sua resposta em frequência, possibilitando assim variar sua frequência de ressonância. Essa variação pode ser obtida utilizando, por exemplo, diodos PIN como elementos de comutação.

5.1.1. Obtenção da geometria

Os efeitos de cortes triangulares vêm sendo investigados no GTEMA – IFPB desde 2011 [63], [64]. Esse processo consiste em inserir fendas triangulares em *patches* retangulares. Na geometria estrela de quatro braços, derivada desses estudos, foram identificadas características adequadas à miniaturização e à comutação.

O processo de obtenção da estrela de quatro braços está ilustrado na Figura 5-2. Inicialmente é definida uma célula unitária com dimensões W_x e W_y , e ao centro desta é inserido um patch retangular de dimensões L_x e L_y , Figura 5-2 (a), o ponto de comutação é delimitado ao centro do patch com dimensões S_x e S_y . Considerando a geometria simétrica em relação aos eixos horizontal e vertical, as dimensões dos braços da estrela são definidas por L_x , L_y (mesmas dimensões do patch), D_x , D_y (espaçamento da fenda triangular ao vértice do patch retangular) e posteriormente, são traçadas diagonais das extremidades dos braços da estrela até o canto oposto do ponto de comutação Figura 5-2 (b). Por fim a camada metálica externa à delimitação da estrela de quatro braços é retirada, dando forma ao elemento do tipo patch Figura 5-2 (c) [65].

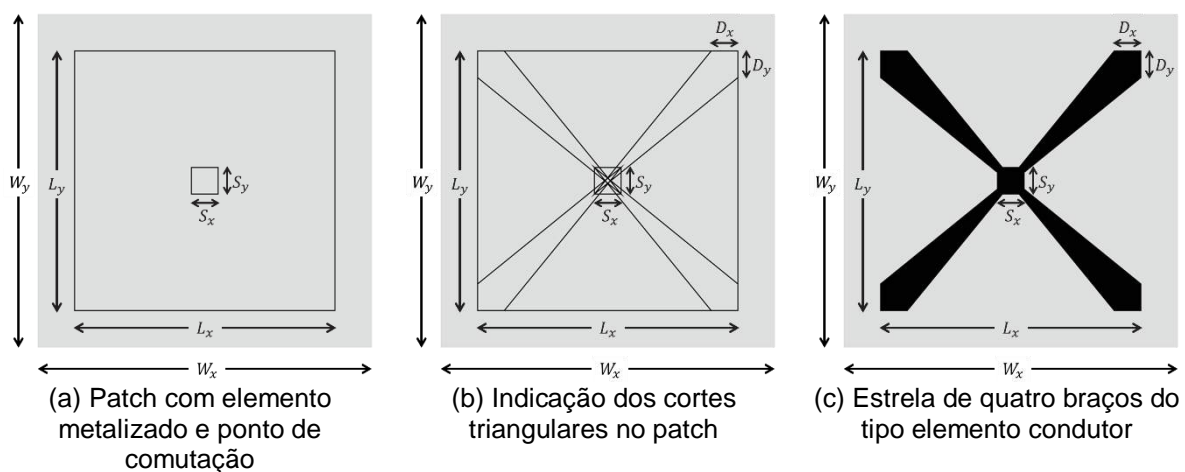
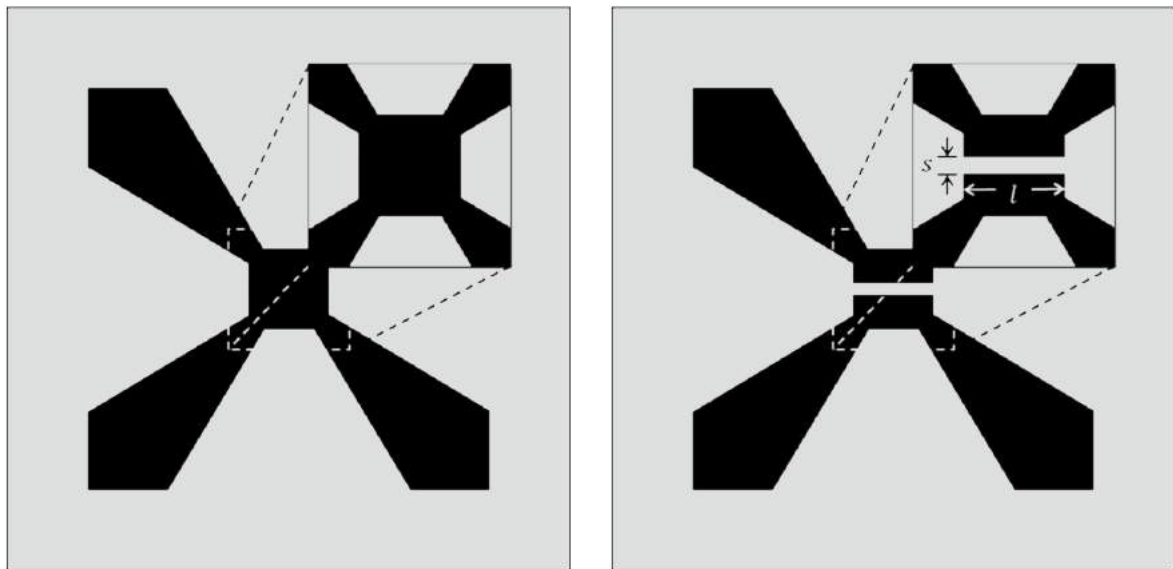


Figura 5-2 - Processo de construção da estrela de quatro braços.

Esse ponto de interligação inserido no centro do patch também serve de ponto de comutação, como pode ser observado em detalhe na Figura 5-3, onde este tem as dimensões compatíveis com diodos PIN [66]. Sendo assim, idealmente, pode-se assumir os estados ligado (ausência da fenda) e desligado (presença da fenda). Essa fenda possui comprimento l e altura S , dimensões estas utilizadas exatamente para que a estrutura fosse compatível com a comutação através do diodo PIN.



(a) Estado ligado (sem fenda)

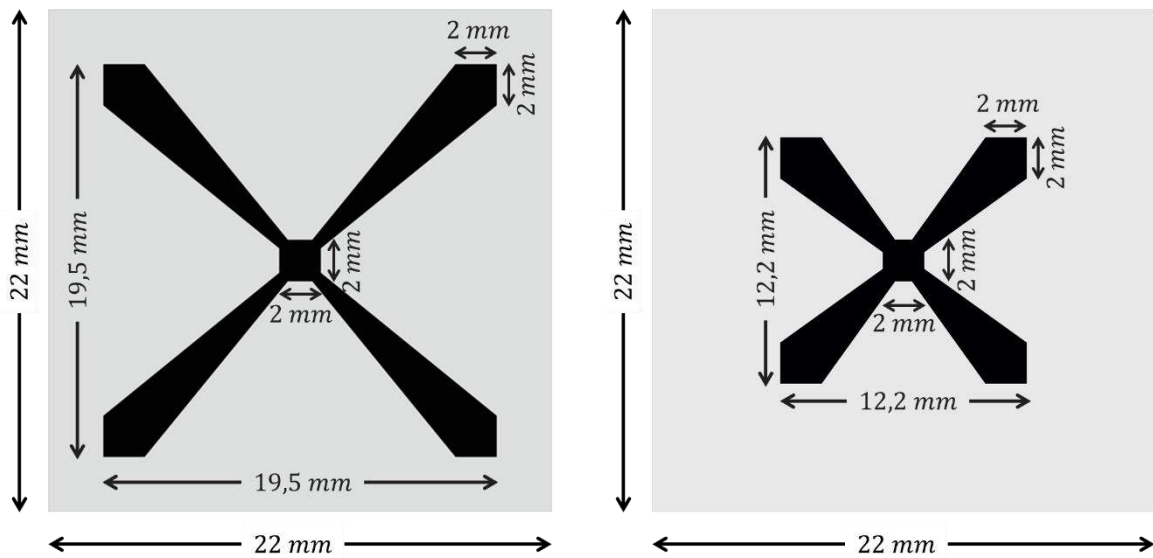
(b) Estado desligado (com fenda)

Figura 5-3 - Detalhe do ponto de comutação.

5.1.2. FSS utilizadas

Para este trabalho foram utilizadas duas superfícies seletivas em frequência, ambas tendo elemento básico do tipo *patch* com geometria simulando uma chave ideal em seu estado ligado (*ON*), sem a fenda. Foram escolhidas superfícies que tivessem a frequência de ressonância próxima de 4 GHz e 6 GHz, para que pudessem operar conjuntamente com os dipolos construídos com resposta em frequência nestas faixas.

Como pode ser observado na Figura 5-4, foi utilizado o tamanho de célula unitária de 22 mm e a distância do vértice do triângulo ao vértice do quadrado, assim como o tamanho do ponto de comutação central foi de 2 mm, para ambas as FSS.

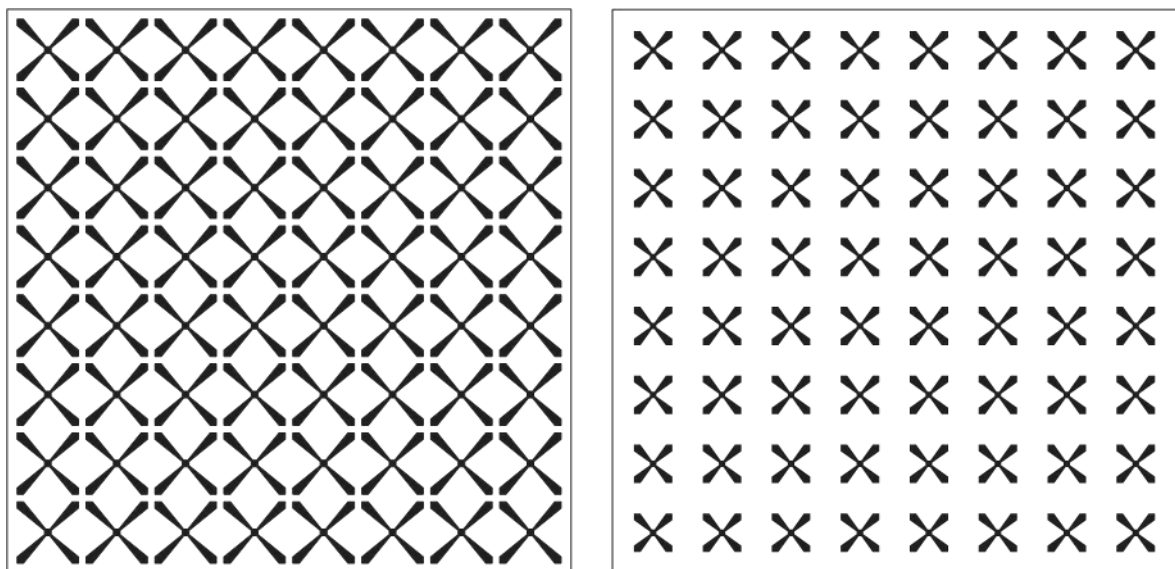


(a) Elemento básico para ressonância em 4 GHz

(b) Elemento básico para ressonância em 6 GHz

Figura 5-4 - Geometria dos elementos básicos e células unitárias das FSS.

A diferença entre as estruturas é o tamanho do elemento básico, onde na FSS para 4 GHz tem 19,5 mm e na superfície de 6 GHz tem 12,2 mm. Ambas as superfícies foram construídas em placas medindo 180 mm x 180 mm e as células unitárias foram agrupadas em arranjos de 8 x 8, como visto na Figura 5-5.



(a) Superfície para 4 GHz.

(b) Superfície para 6 GHz.

Figura 5-5 - Comparativo das superfícies seletivas em frequência.

No processo de caracterização da estrutura foi utilizado o substrato de fibra de vidro de baixo custo, FR-4, com espessura $h = 1\text{ mm}$, com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,02$.

5.2. Elementos ativos

Para esse projeto foram fabricados dois dipolos com frequência de ressonância compatível com as das superfícies seletivas em frequência, para que pudesse ser observado o comportamento das FSS como refletores.

Para uma aplicação final, possivelmente seriam consideradas antenas com mais de uma frequência de operação, ou mesmo antenas do tipo *Ultra-Wide Band* (UWB) [67], [68]. Entretanto, a antena do tipo dipolo de meia onda foi escolhida pelo fato de possuir um diagrama de irradiação bem definido e simétrico em relação aos planos horizontal e vertical [69], como pode ser observado na Figura 5-6.

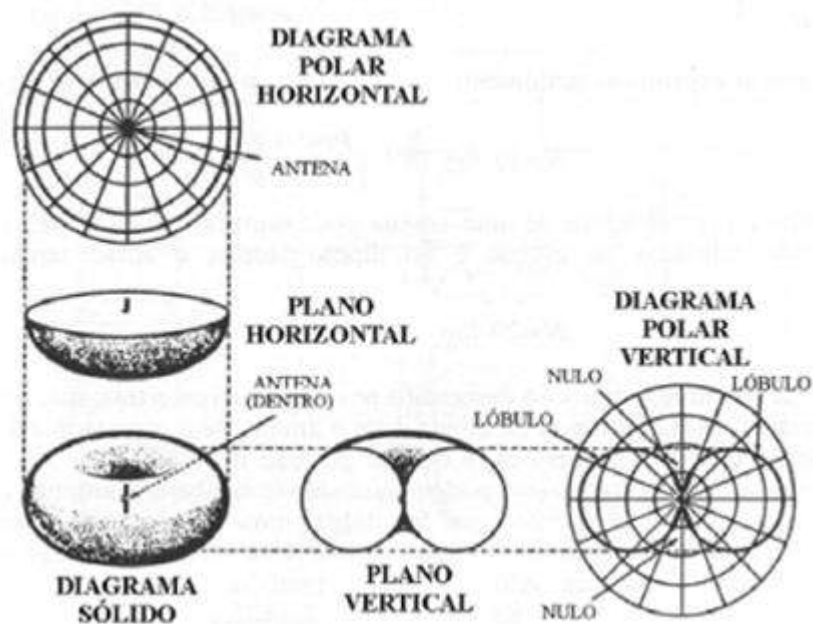


Figura 5-6 - Diagramas de irradiação de um dipolo de meia onda [70].

Para a construção destes dipolos foi utilizado um cabo semi-rígido da marca Huber-Suhner, modelo EZ141TP [71], o qual é conectorizado em ambas extremidades com conectores SMA. O cabo foi partido ao meio para a construção dos polos. O condutor central formou um dos polos e para a construção do outro polo foi soldada uma parte do condutor central ao condutor externo, ficando o dipolo de 4 GHz com comprimento total de 35 mm e o dipolo de 6 GHz com 24 mm, como pode ser visto na Figura 5-7 e na Figura 5-8. Para o dipolo de 4 GHz seu comprimento final foi de 46,70% de λ_0 , enquanto que para 6 GHz este comprimento foi de 48,03% de λ_0 . Os dipolos foram construídos inicialmente com 50,00% de λ_0 , e depois de verificada a frequência de ressonância no analisador de rede foram cortados e limados até se aproximarem da frequência desejada.



Figura 5-7 - Dipolo de meia onda para 4 GHz.



Figura 5-8 - Dipolo de meia onda para 6 GHz.

5.3. Refletor de canto

Para possibilitar a montagem do refletor de canto com as superfícies seletivas em frequência e com as placas metálicas, foi confeccionado um suporte em acrílico ($\epsilon_r = 4$), como visto na Figura 5-9, o qual possibilitou a fixação das placas no ângulo de abertura desejado, bem como a fixação do dipolo na distância correta à aresta do refletor.

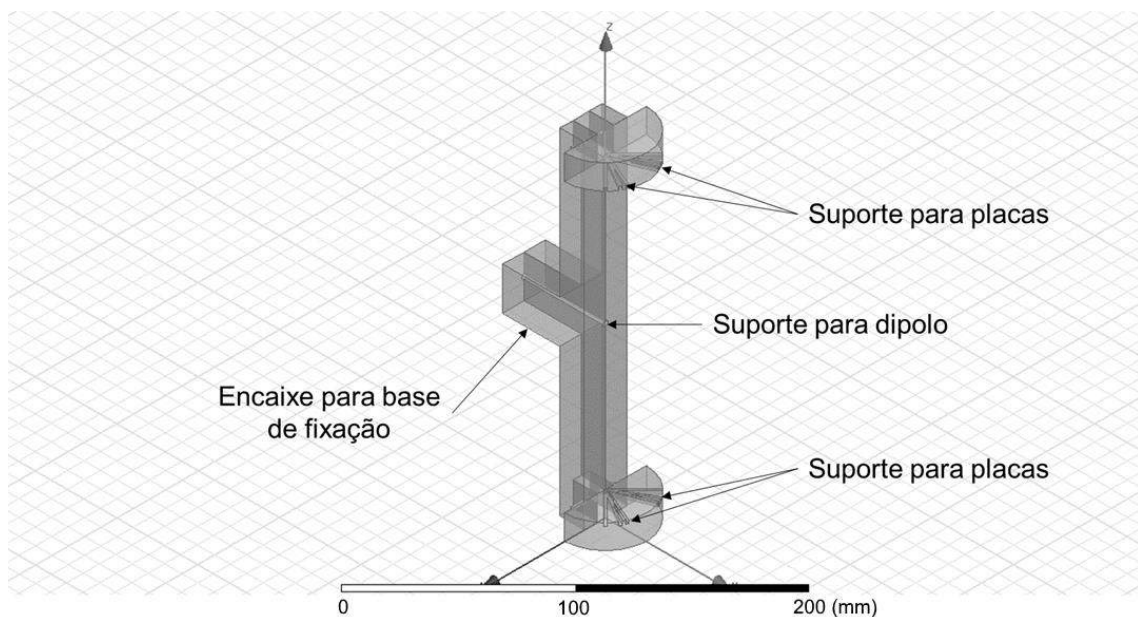


Figura 5-9 - Suporte em acrílico para refletor de canto.

Na Figura 5-10 pode ser visto em detalhe a peça projetada para suportar as placas do refletor em três ângulos distintos, 30° , 45° e 60° . O suporte lateral onde as peças laterais serão encaixadas e o dipolo posicionado pode ser visto em detalhe na Figura 5-11.

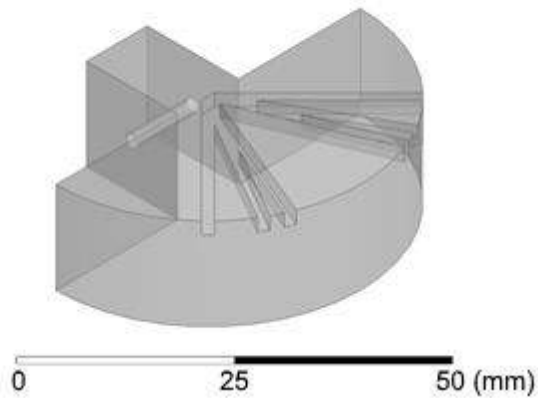


Figura 5-10 - Detalhe do encaixe das placas.

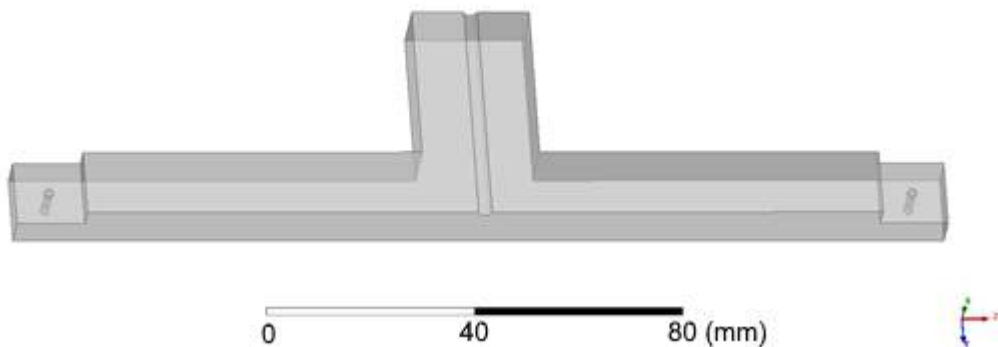


Figura 5-11 - Detalhe do suporte lateral com o encaixe para o dipolo.

Para obter um parâmetro de comparação para os resultados obtidos com as superfícies seletivas em frequência, foram utilizadas placas de alumínio com 1,75 mm de espessura, como visto na Figura 5-12, com dimensões de 180mm x 180mm, Figura 5-13.

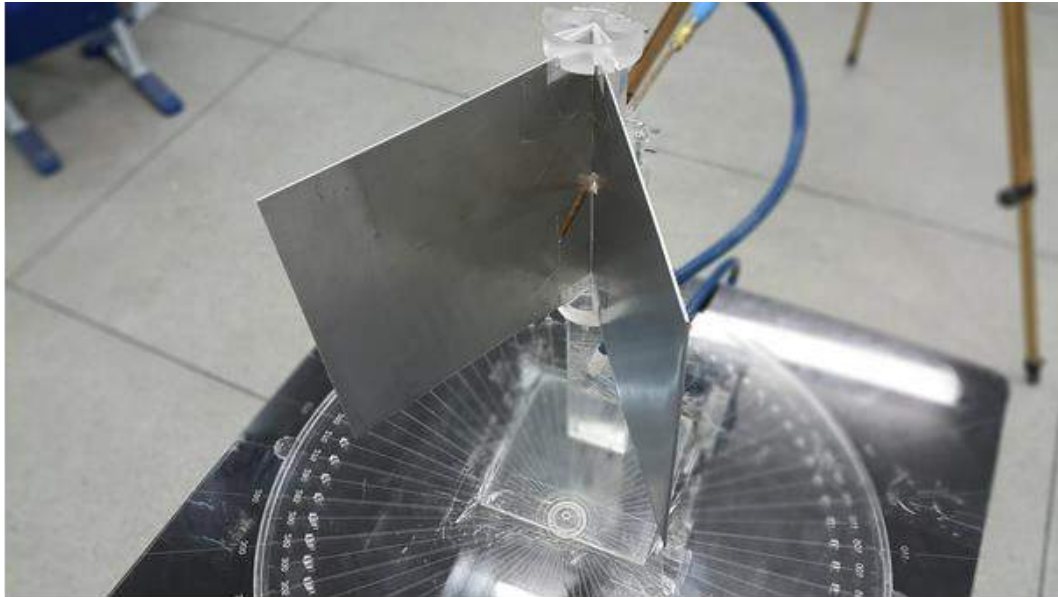


Figura 5-12 - Suporte com placas metálicas e dipolo de meia onda.

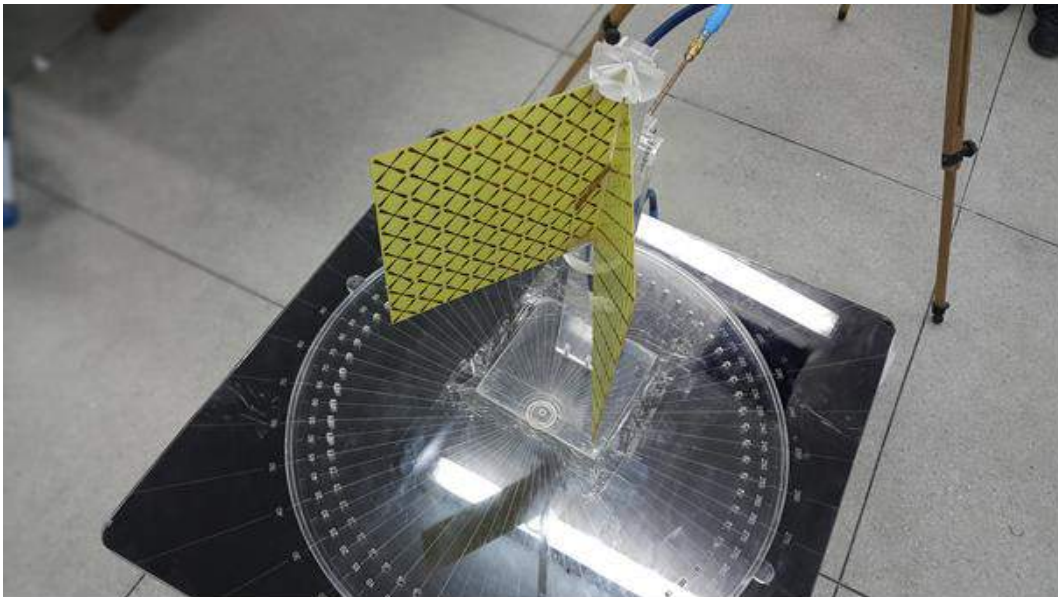


Figura 5-13 - Suporte com superfícies seletivas em frequência e dipolo de meia onda.

Uma vez confeccionada a estrutura, foram realizados os procedimentos experimentais e numéricos, cujos resultados são apresentados no capítulo seguinte.

6. Resultados

Foram realizadas caracterizações numéricas e experimentais para analisar os elementos individuais – FSS e elementos ativos – e o conjunto completo da antena tipo refletor de canto.

6.1. Caracterização numérica

Para realizar a caracterização numérica, neste trabalho, foi utilizada a suíte de aplicativos da ANSYS® [45], os quais utilizam o método dos elementos finitos e o método dos momentos.

6.1.1. Caracterização numérica das FSS

Os primeiros elementos a serem caracterizado foram as superfícies seletivas em frequência, devido à sua importância no projeto do refletor. Neste trabalho foi necessário considerar além da incidência perpendicular à FSS, a variação da resposta em frequência com a variação angular da incidência, visto que a onda irradiada pelo dipolo nem sempre incide perpendicularmente à FSS.

Na Figura 6-1, é apresentada a resposta em frequência para a FSS de 4 GHz, para diferentes ângulos de incidência. Pode-se observar que com a variação da incidência da onda começaram a ser percebidas outras frequências de ressonância distintas da que fora projetada a FSS. No entanto, na faixa de interesse a frequência se manteve estável, não apresentando variações consideráveis. Esse fato não se repete com a FSS projetada para a frequência de 6 GHz, como pode ser observado na Figura 6-2.

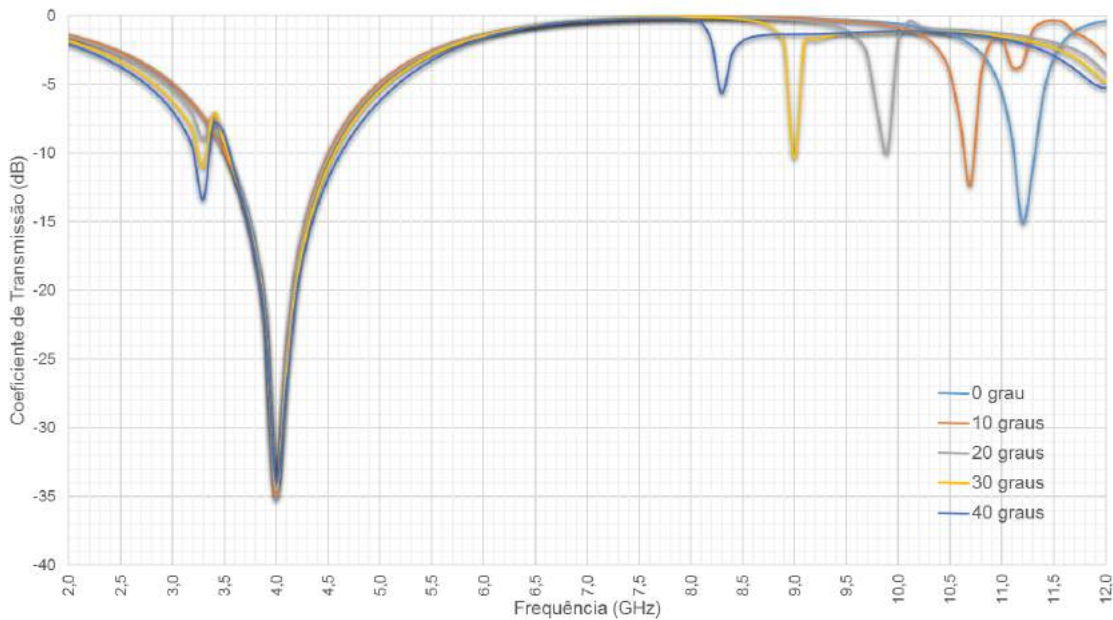


Figura 6-1 - Coeficiente de transmissão da FSS de 4 GHz com variação angular de incidência.

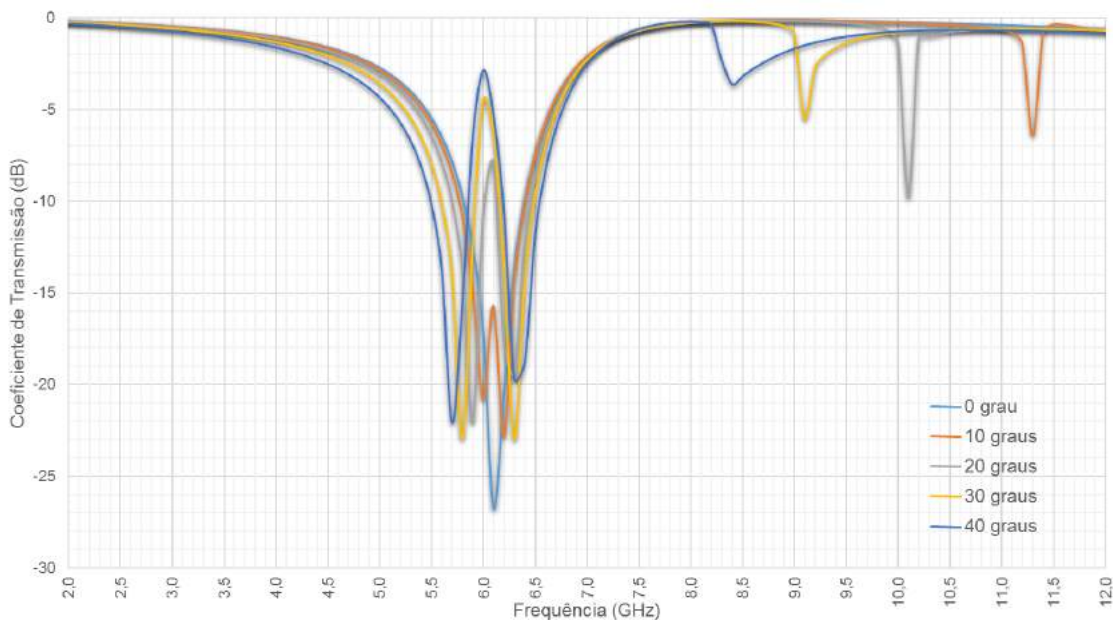


Figura 6-2 - Coeficiente de transmissão da FSS de 6 GHz com variação angular de incidência.

Ao analisar o resultado da variação angular na FSS de 6 GHz pode-se perceber que, assim como na FSS de 4 GHz, outras frequências de ressonância começam a ser percebidas. Entretanto, nesse caso há um agravante, pois há uma variação considerável na região de interesse. Fica evidente que a partir de 20 graus de variação da incidência da onda eletromagnética a FSS passa a ter um comportamento distinto do que fora projetada.

Com base nas análises numéricas das superfícies seletivas em frequência, é possível verificar que a FSS de 4 GHz terá um comportamento melhor como refletor

do que a FSS de 6 GHz, pois esta deixará de refletir boa parte das ondas eletromagnéticas incidentes na frequência especificada.

6.1.2. Caracterização numérica dos elementos ativos

Foi feita a caracterização numérica dos elementos ativos considerando que estes fossem dipolos ideais com frequência de ressonância próximas às frequências das superfícies seletivas em frequência. A fim de aproximar a frequência de ressonância dos dipolos da frequência desejada no projeto, o seu comprimento total foi calculado em 95% de meio comprimento de onda. Como pode ser visto na Figura 6-3 as frequências de ressonância dos elementos ativos estão na região de interesse do projeto, sendo assim será possível avaliar o comportamento dos mesmos com as superfícies seletivas em frequência. Para realizar as caracterizações o dipolo foi posicionado centrado no sistema de coordenadas e orientado ao longo do eixo Z.

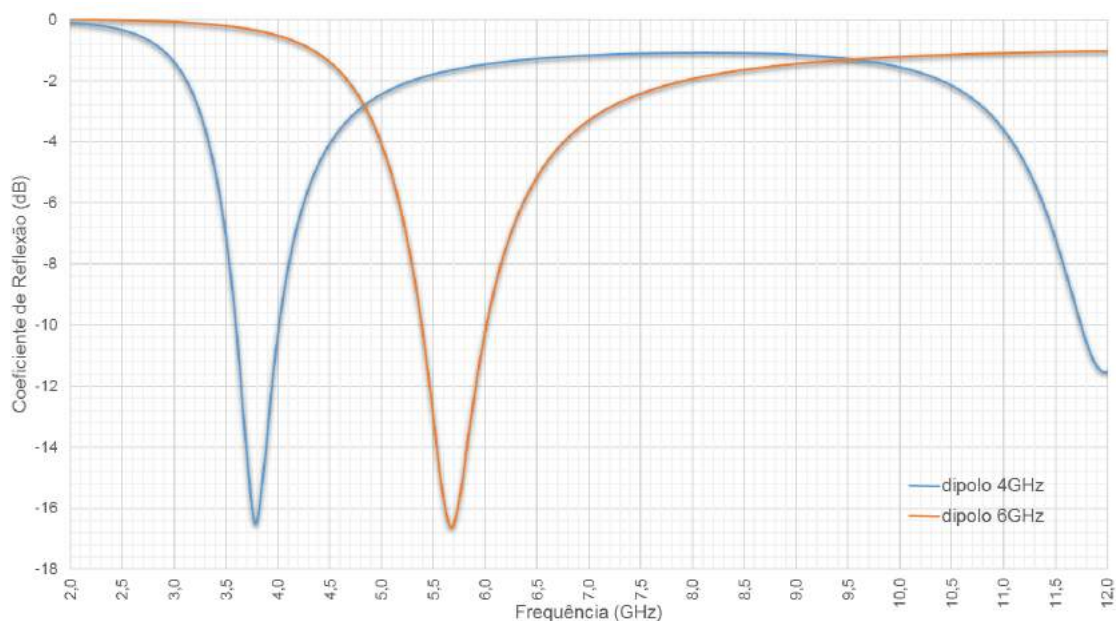
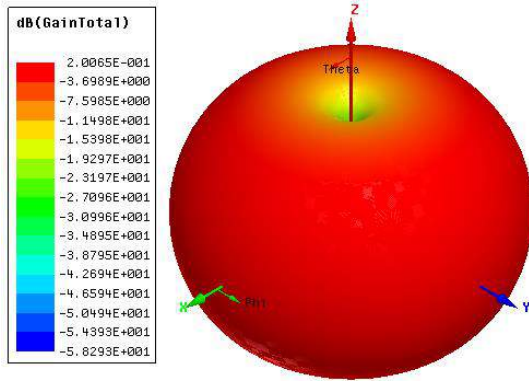
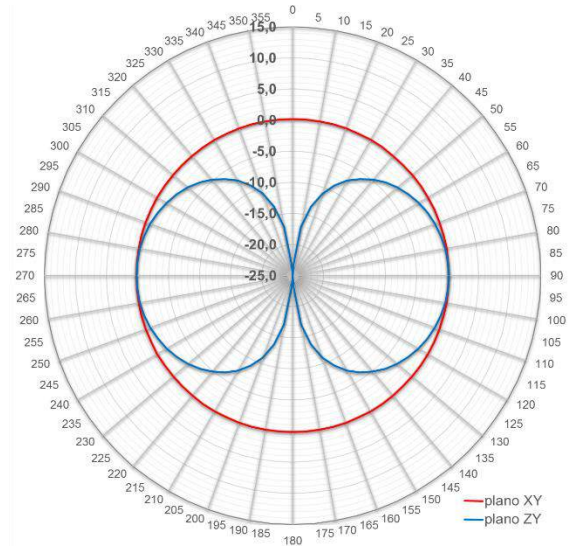


Figura 6-3 - Resposta em frequência dos elementos ativos projetados.

Outro aspecto importante a ser ressaltado, e que já era esperado neste projeto, é a uniformidade no diagrama de irradiação dos dipolos, em suas frequências de ressonância, como pode ser visto na Figura 6-4 e na Figura 6-5. Estes diagramas estão expressos em dB de modo que pode ser percebido um comportamento omnidirecional no plano XY, que sofrerá maior parcela de modificação na antenna tipo refletor de canto.

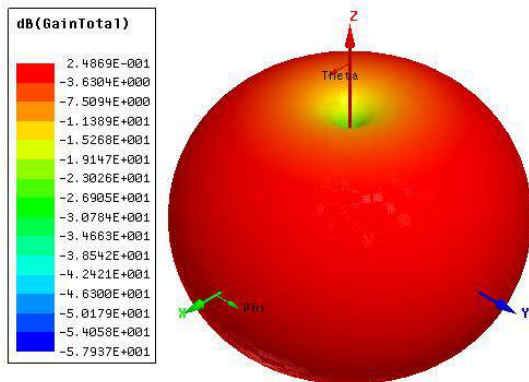


(a) Diagrama 3D

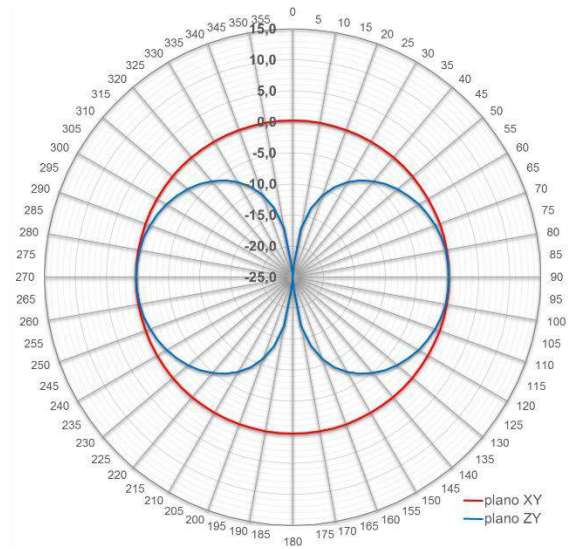


(b) Diagrama 2D

Figura 6-4 - Diagramas de irradiação do dipolo de 4 GHz, em dB.



(a) Diagrama 3D



(b) Diagrama 2D

Figura 6-5 - Diagramas de irradiação do dipolo de 6 GHz, em dB.

Observa-se que os dipolos possuem praticamente o mesmo comportamento.

6.1.3. Caracterização numérica da antena tipo refletor de canto com placas metálicas

Inicialmente foi feita a caracterização da antena tipo refletor de canto utilizando as placas metálicas como refletores. Um fator fundamental neste projeto foi a distância do elemento ativo da aresta dos vértices do refletor. Neste projeto foi utilizada a distância de $0,75\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda na frequência de ressonância. Como é possível observar na Figura 6-6, houve deslocamento da frequência de

ressonância para os dois casos. Para a frequência de 4 GHz ocorreu um aumento da largura de banda de operação.

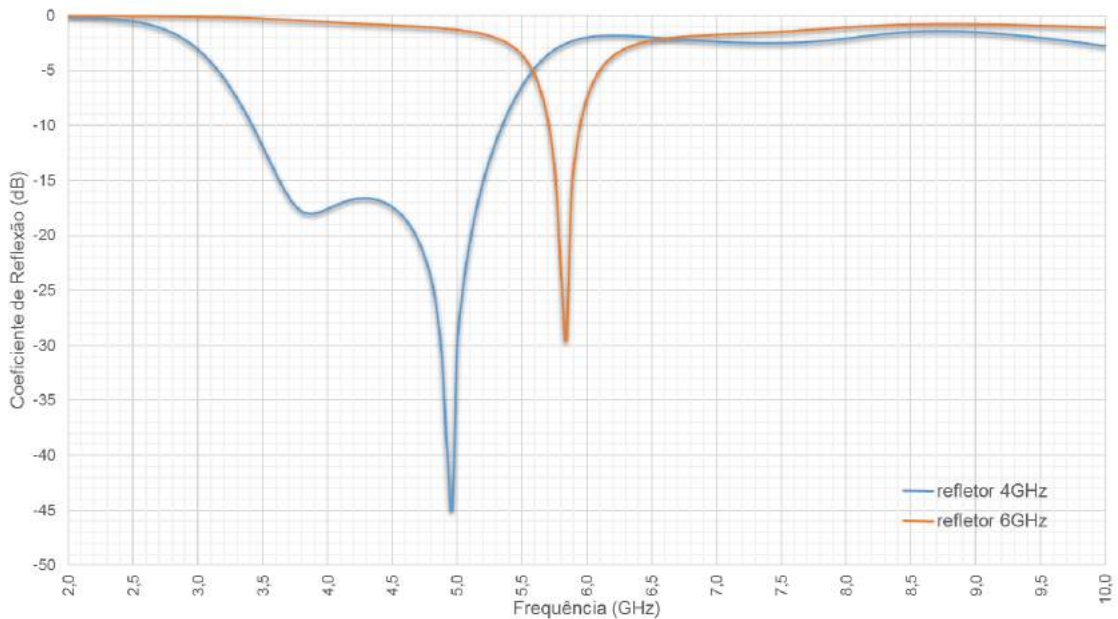
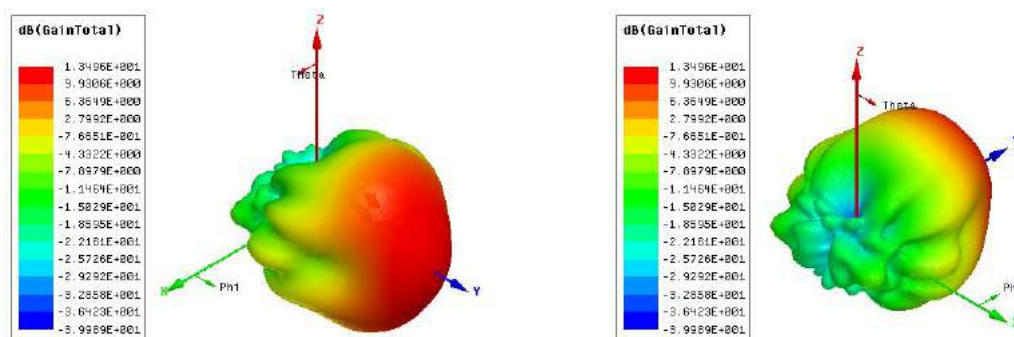


Figura 6-6 - Resposta em frequência dos refletores metálicos.

Na Figura 6-7 e na Figura 6-8 estão apresentados os diagramas de irradiação do refletor metálico de 4 GHz. Em comparação ao dipolo desta mesma frequência percebe-se uma redução substancial dos lóbulos direcionados à parte posterior da antena, deixando esta de ser uma antena omnidirecional, passando a ser uma antena direcional.



(a) Vista Frontal

(b) Vista Posterior

Figura 6-7- Diagramas de irradiação 3D do refletor metálico de 4 GHz.

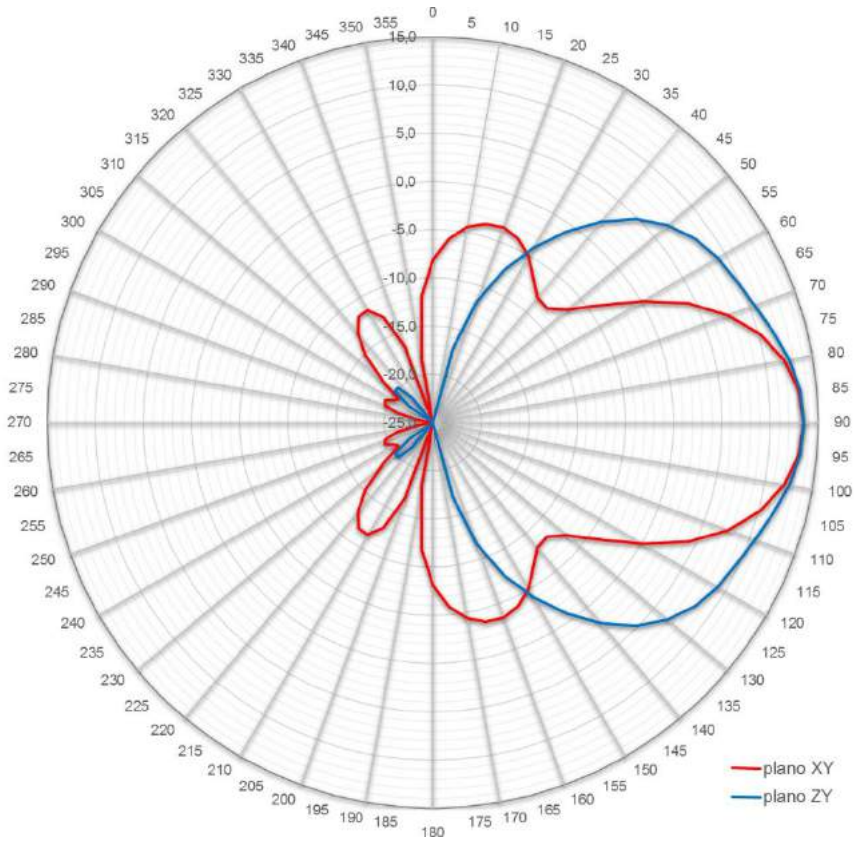
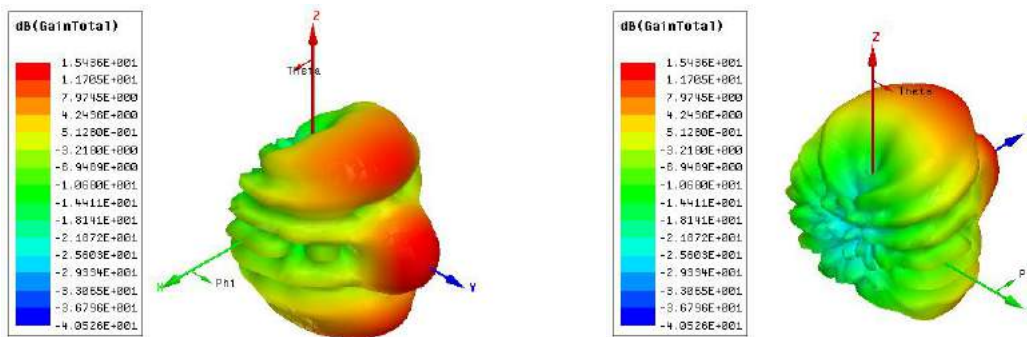


Figura 6-8 - Diagramas de irradiação do refletor metálico de 4 GHz, em dB.

Assim como para o refletor metálico na frequência de 4 GHz, o refletor metálico em 6 GHz passa a ter características direcionais, como visto na Figura 6-9 e na Figura 6-10. No entanto, observa-se que o seu diagrama de irradiação é menos regular na direção de propagação.



(a) Vista Frontal (b) Vista Posterior

Figura 6-9 - Diagramas de irradiação 3D do refletor metálico de 6 GHz.

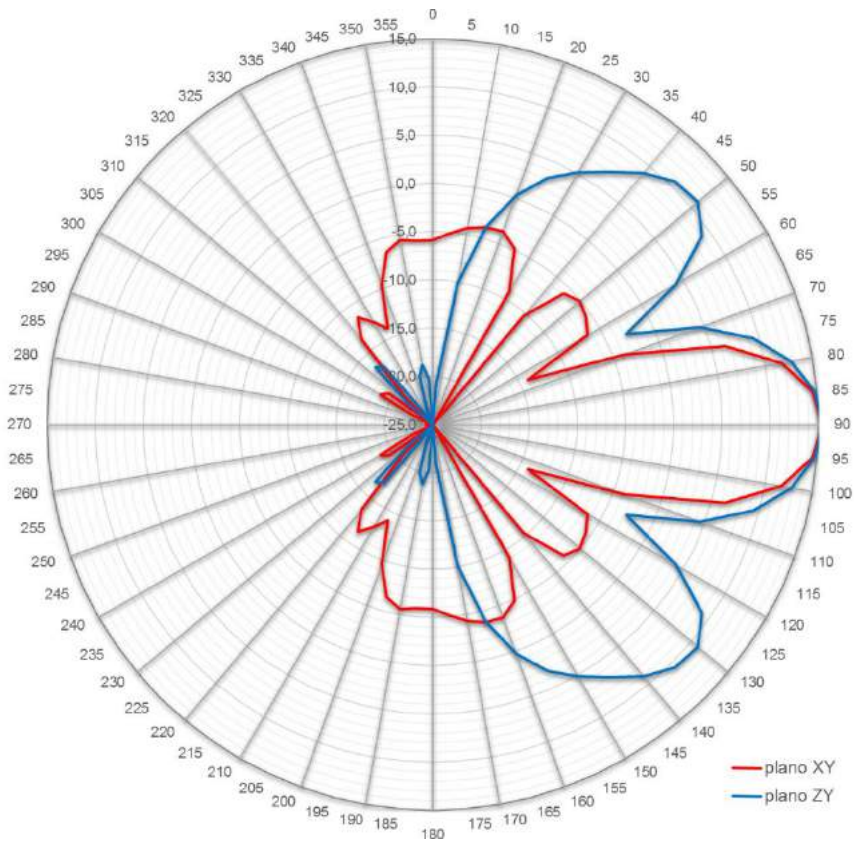


Figura 6-10 - Diagramas de irradiação do refletor metálico de 6 GHz, em dB.

6.1.4. Caracterização numérica da antena tipo refletor de canto com FSS

Utilizando as mesmas dimensões de placa refletora e o mesmo afastamento do elemento ativo à aresta do refletor utilizado no caso das placas metálicas, foi feita a caracterização numérica da antena tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência. Na Figura 6-11 pode-se observar o gráfico da perda de retorno para essas antenas. E a exemplo do que ocorreu com os refletores com placas metálicas, houve também deslocamento da frequência de ressonância.

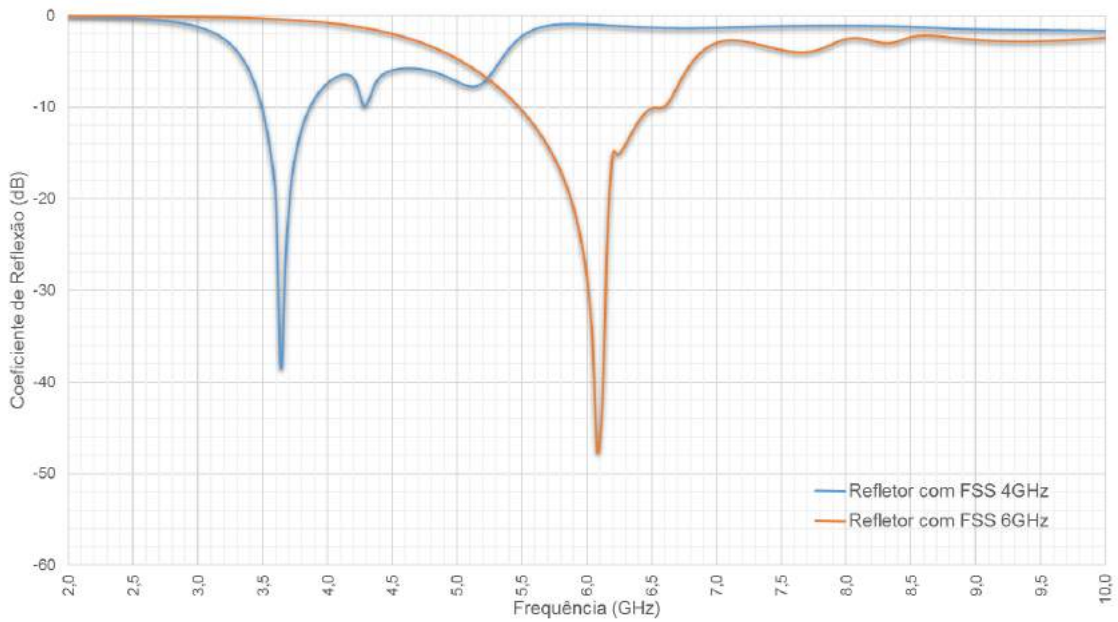
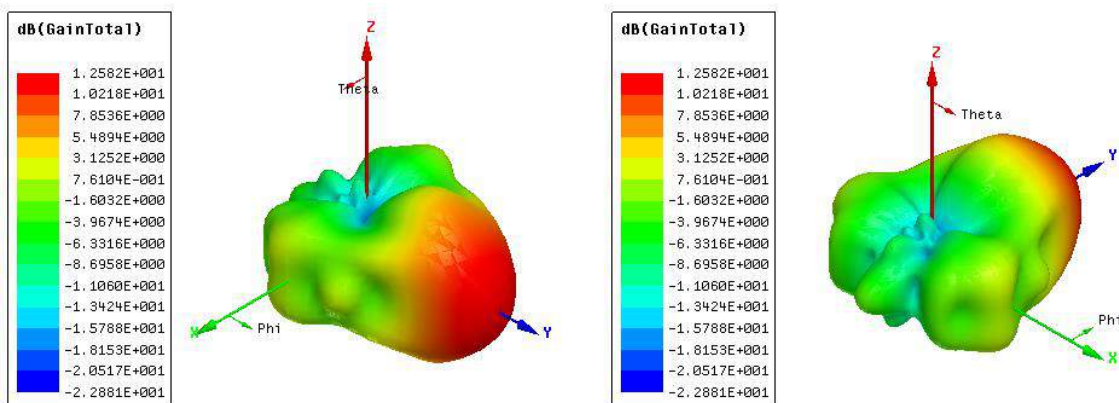


Figura 6-11 - Resposta em frequência dos refletores com FSS.

Na Figura 6-12 e na Figura 6-13 são vistos os diagramas de irradiação da antena para 4 GHz, e na Figura 6-14 e na Figura 6-15 os diagramas para a antena de 6 GHz.



(a) Vista Frontal

(b) Vista Posterior

Figura 6-12 - Diagramas de irradiação 3D do refletor com FSS de 4 GHz.

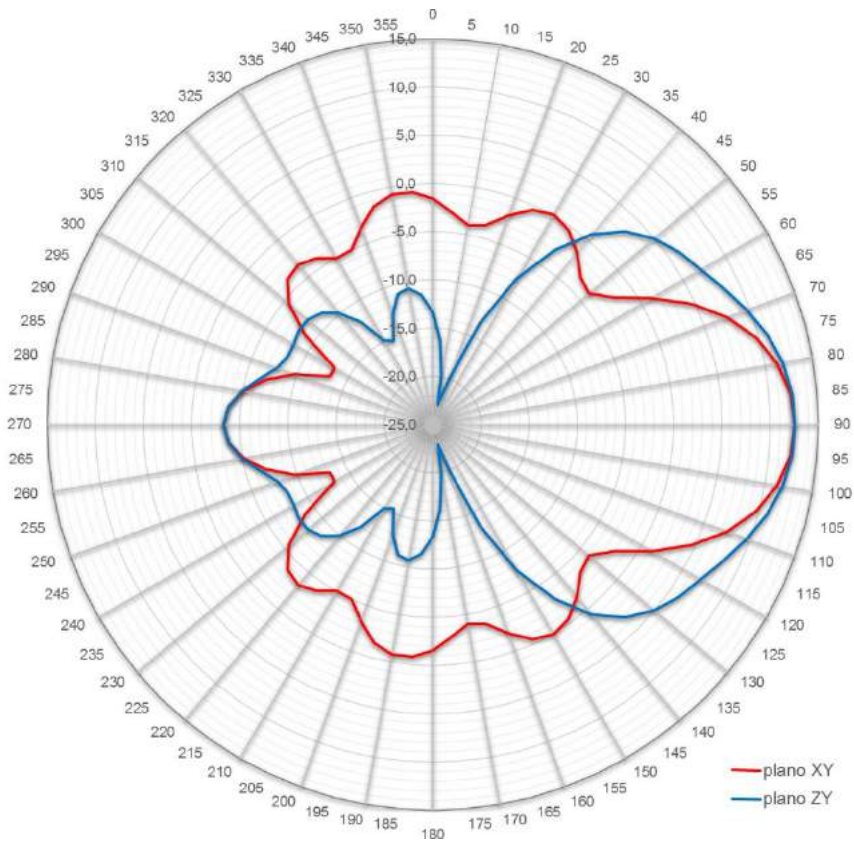
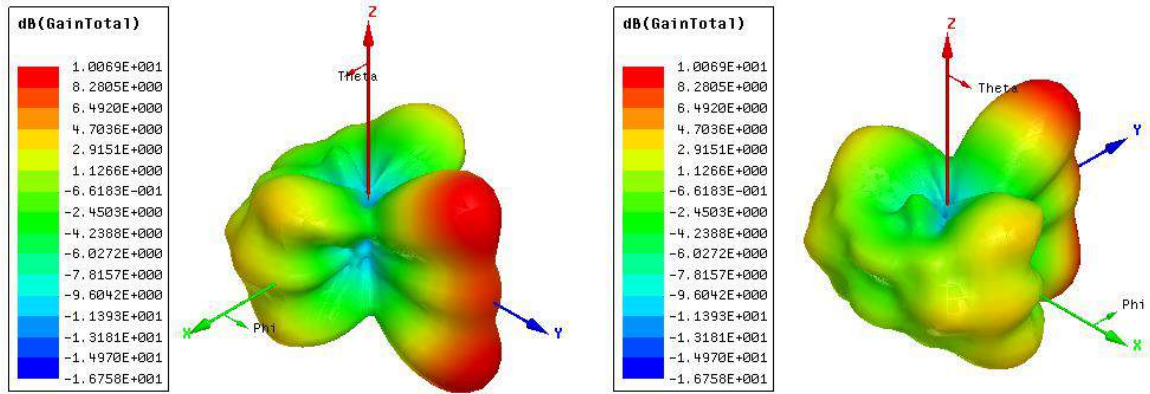


Figura 6-13 - Diagramas de irradiação sólidos do refletor com FSS de 4 GHz, em dB.



(a) Vista Frontal (b) Vista Posterior
 Figura 6-14 - Diagramas de irradiação 3D do refletor com FSS de 6 GHz.

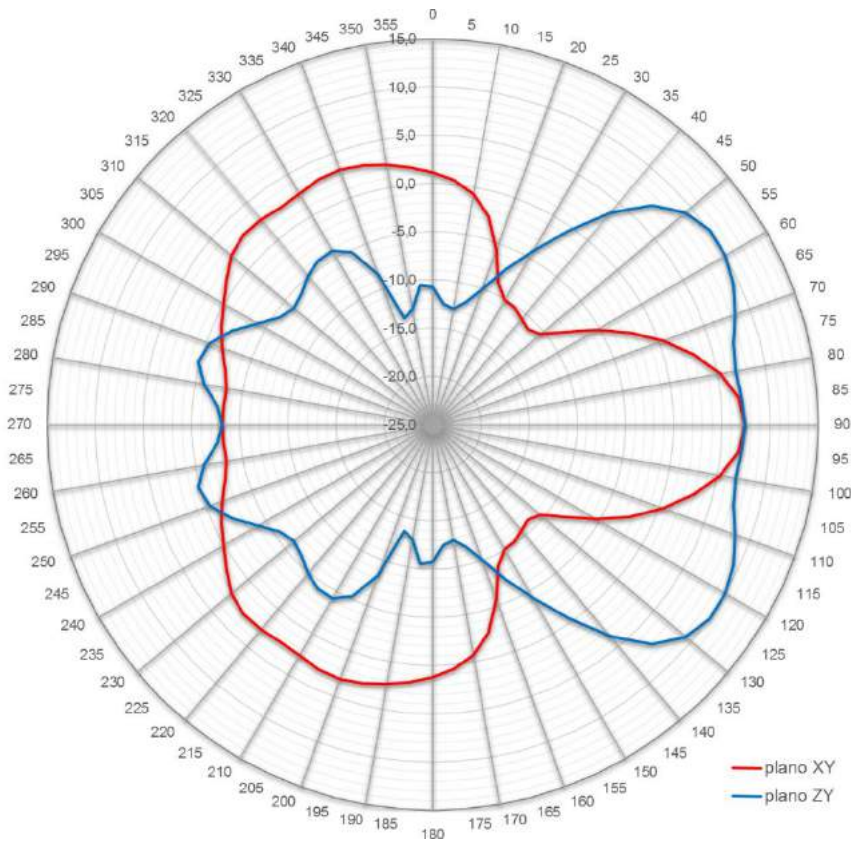


Figura 6-15 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS de 6 GHz, em dB.

Uma comparação dos resultados obtidos através da caracterização numérica é apresentada na seção 6.1.5.

6.1.5. Comparativos das caracterizações numéricas

Ao comparar os resultados das caracterizações numéricas, é possível verificar o comportamento das estruturas. Na Figura 6-16 estão representados os leiautes utilizados para a caracterização numérica nos aplicativos da ANSYS®.

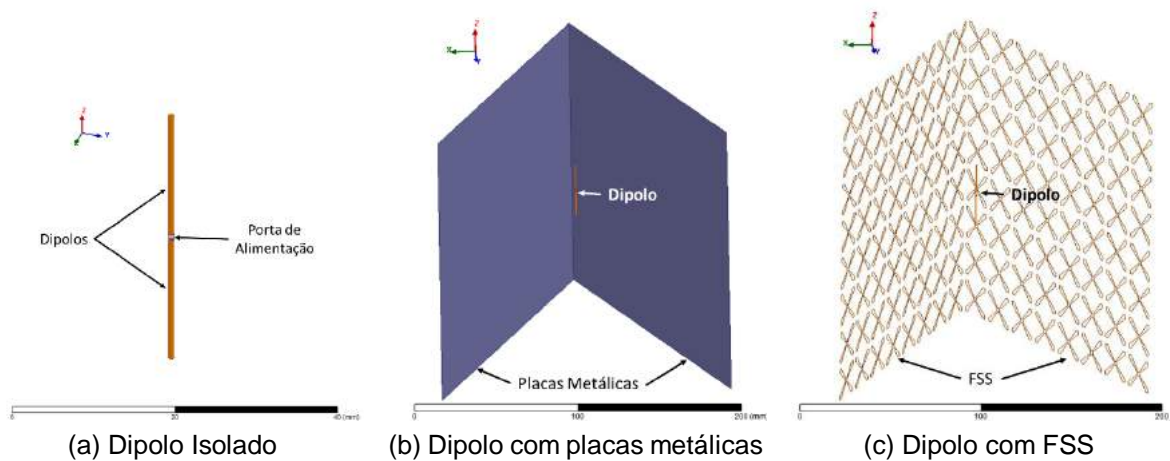


Figura 6-16 - Representação dos leiautes das simulações.

Na Figura 6-17 e na Figura 6-18 são apresentados comparativos do comportamento da frequência de ressonância das estruturas caracterizadas numericamente. Como já fora visto anteriormente, é perceptível o deslocamento da frequência de ressonância. No entanto, um fato importante a ser destacado é que considerando a largura de banda a partir de -10 dB para a perda de retorno, em torno da frequência de projeto, 4 GHz e 6 GHz, existe uma banda de operação em comum para o dipolo, o refletor metálico e o refletor com a FSS.

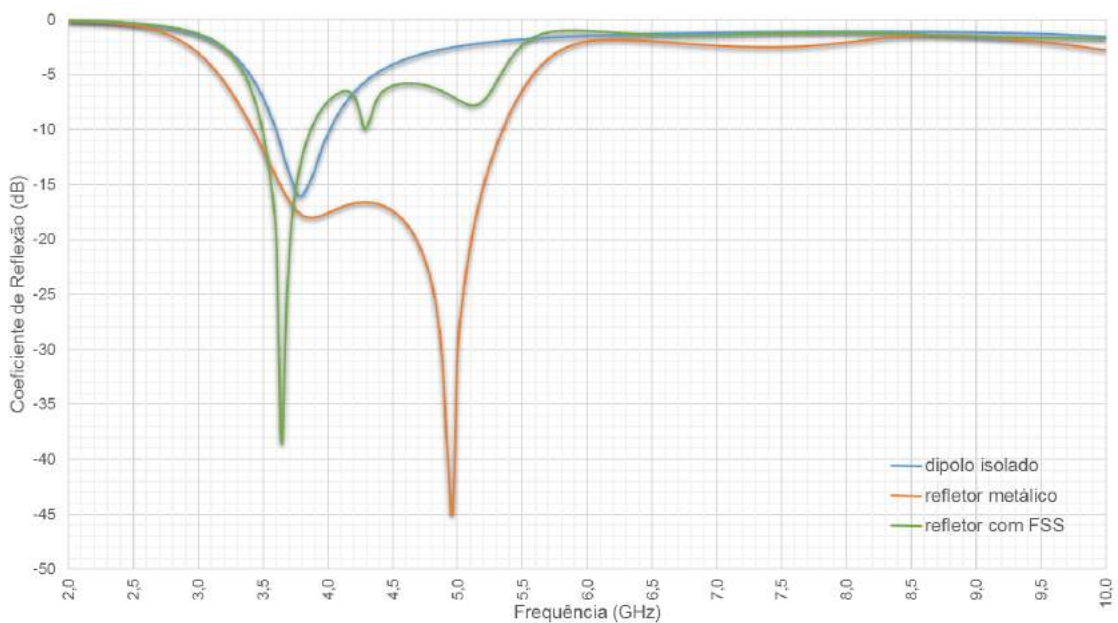


Figura 6-17 - Comparativo da frequência de ressonância das estruturas de 4 GHz.

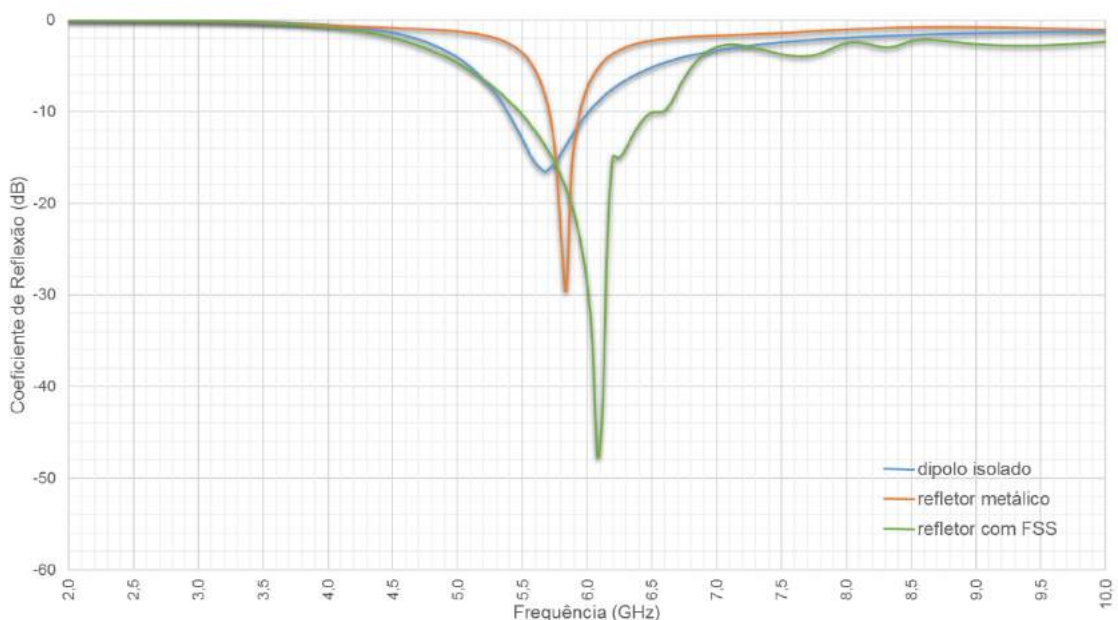


Figura 6-18 - Comparativo da frequência de ressonância das estruturas de 6 GHz.

Observa-se na Figura 6-19 o comparativo do diagrama de irradiação para as estruturas de 4 GHz. Para a abertura angular do refletor(60°), observa-se que o refletor metálico e o refletor com a FSS apresentam praticamente a mesma resposta. Outro ponto a ser destacado é que os lóbulos irradiados na direção oposta à abertura do refletor são bem mais intensos para o refletor com a FSS, pois não foi considerado o dielétrico na caracterização numérica, mas ainda assim observa-se uma relação frente-costa de aproximadamente 15 dB.

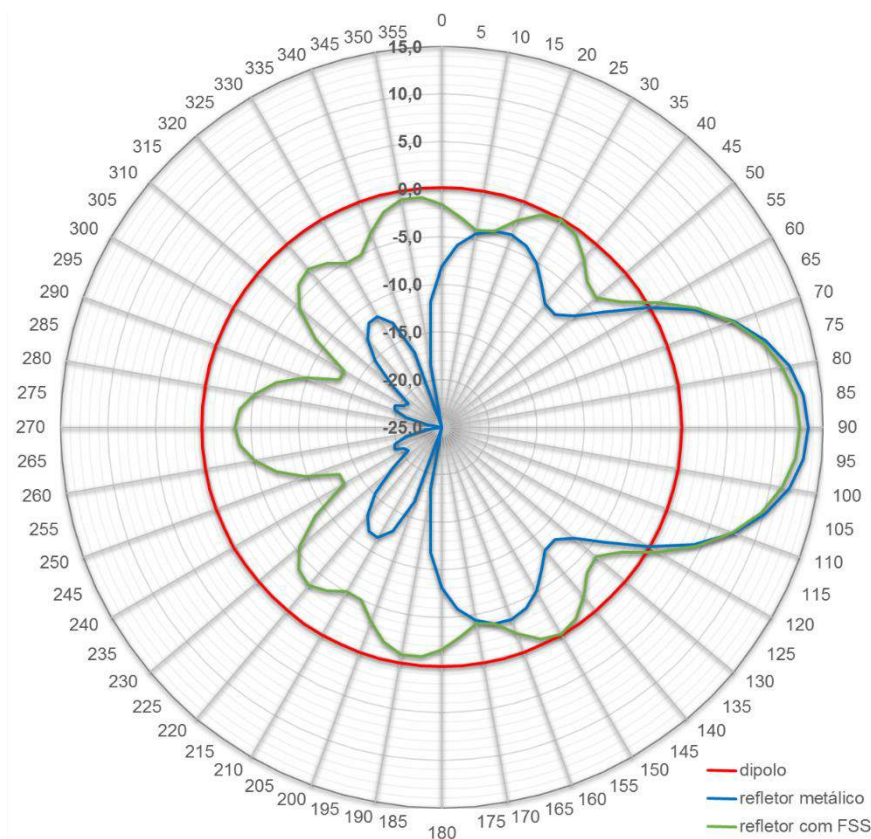


Figura 6-19 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 4 GHz.

Na Figura 6-20 estão apresentados os diagramas no plano ZY, observa-se na parte frontal dos refletores, com placas metálicas e com as FSS uma concordância muito boa dos resultados. Na parte posterior do diagrama, observa-se uma relação frente-costas de pelo menos 15 dB, o que é um resultado razoável.

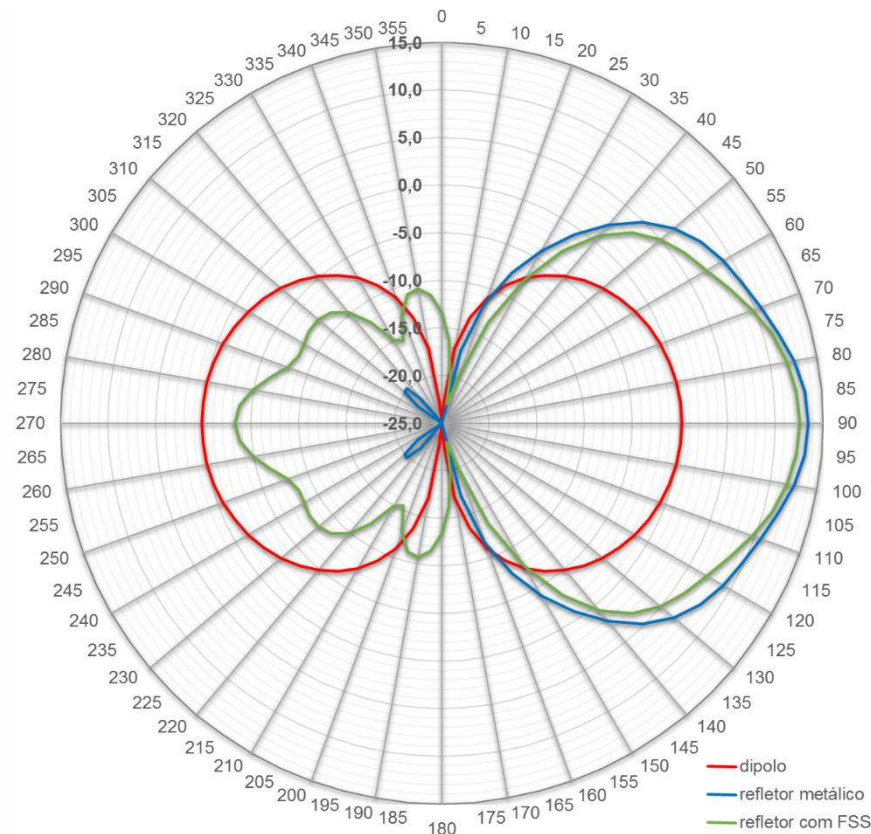


Figura 6-20 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para estruturas de 4 GHz.

É possível verificar que o refletor metálico teve um ganho de aproximadamente 13,5 dB em relação ao dipolo, enquanto que o refletor com FSS teve um ganho de aproximadamente 12,58 dB, o que é um valor dentro do esperado.

Assim como foi feito para estruturas de 4 GHz, também foram comparados os diagramas de irradiação das estruturas de 6 GHz, como pode ser visto na Figura 6-21, no caso do plano XY, e na Figura 6-22, no caso do plano ZY.

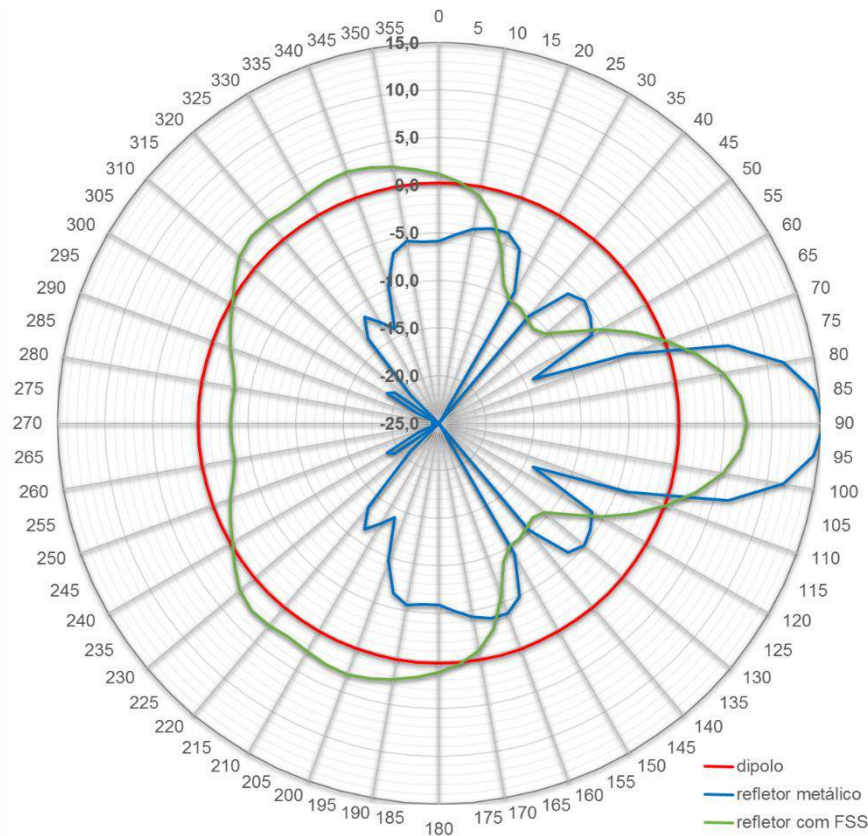


Figura 6-21 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para estruturas de 6 GHz.

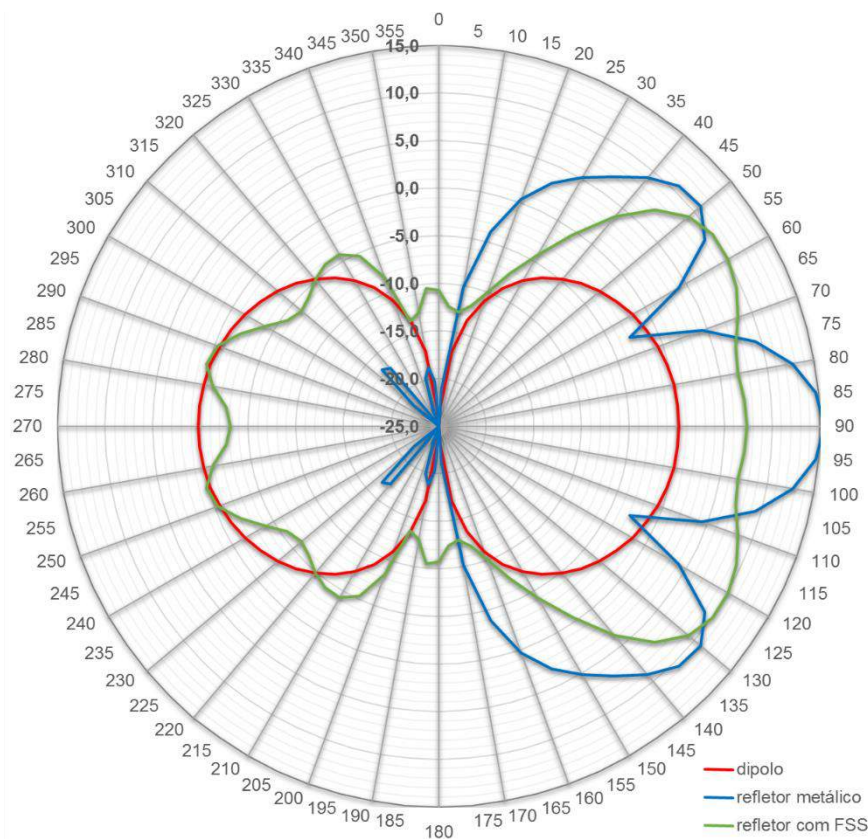


Figura 6-22 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para estruturas de 6 GHz.

É possível observar que o refletor metálico apresentou um ganho aproximado de 15,44 dB em relação ao dipolo, enquanto que o refletor com FSS apresentou um ganho aproximado de 10,07 dB, no entanto este ganho não foi na direção de propagação, que neste trabalho está sobreposta ao eixo Y.

6.2. Caracterização Experimental

Foi realizada também a caracterização experimental dos elementos deste trabalho, para isto foi utilizado o laboratório de micro-ondas do Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia da Paraíba – IFPB e o laboratório do Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa, em Portugal.

6.2.1. Caracterização experimental das FSS

Para a caracterização das FSS foram utilizadas as antenas tipo cornetas Pasternack PE9861-20 (3,95 GHz a 5,85 GHz) [72] e PE9859-20 (5,85 GHz a 8,2 GHz) [73], uma mesa giratória graduada, desenvolvida no GTEMA, e o analisador de redes Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [74], como pode ser observado na Figura 6-23. Dessa forma foram realizadas medições da incidência da onda eletromagnética na FSS, de 0 a 40 graus, com variações de 10 graus.

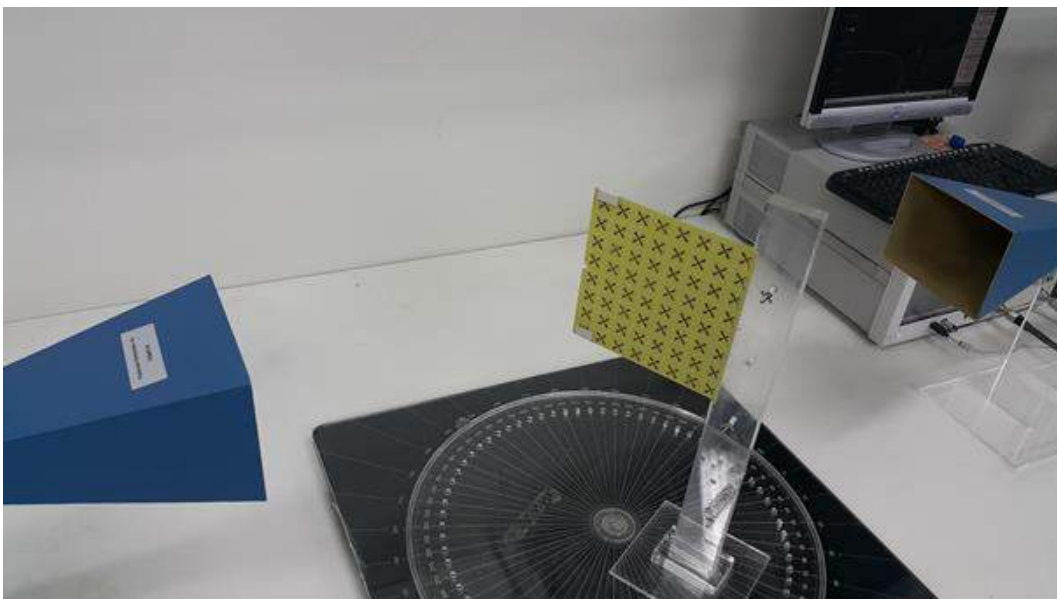


Figura 6-23 - Leiaute de medições das superfícies seletivas em frequência.

A exemplo do que ocorreu com a caracterização numérica das FSS, houve uma maior estabilidade na faixa de 4 GHz, quando comparada à faixa de 6 GHz. No entanto, um fato observado foi que a frequência de ressonância foi deslocada em 480 MHz em relação à caracterização numérica da FSS de 4 GHz e 330 MHz em relação

à caracterização numérica da FSS de 6 GHz, como pode ser observado na Figura 6-24 e na Figura 6-25.

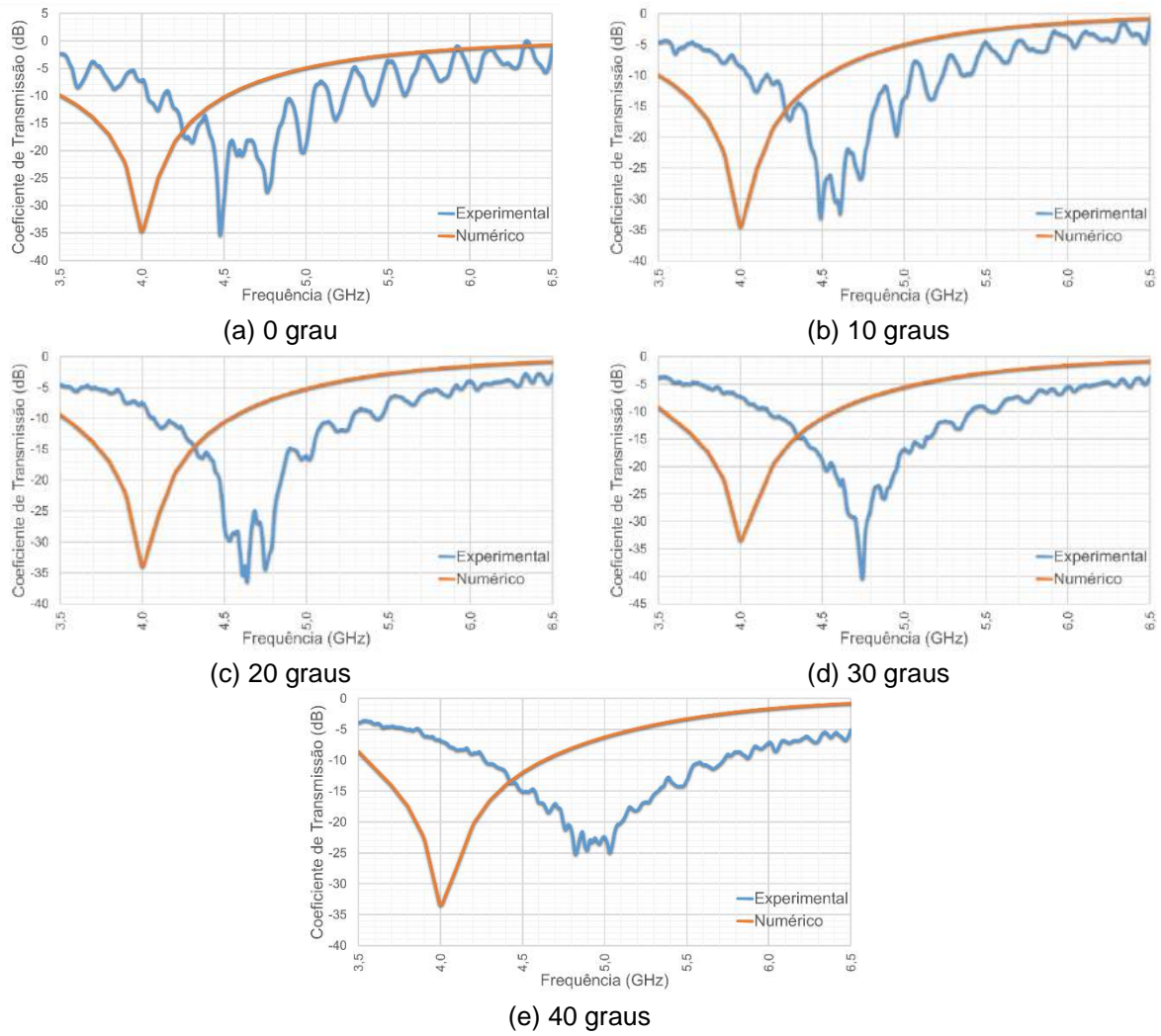


Figura 6-24 - Coeficiente de transmissão da FSS de 4 GHz experimental em comparação ao numérico, com variação angular de incidência.

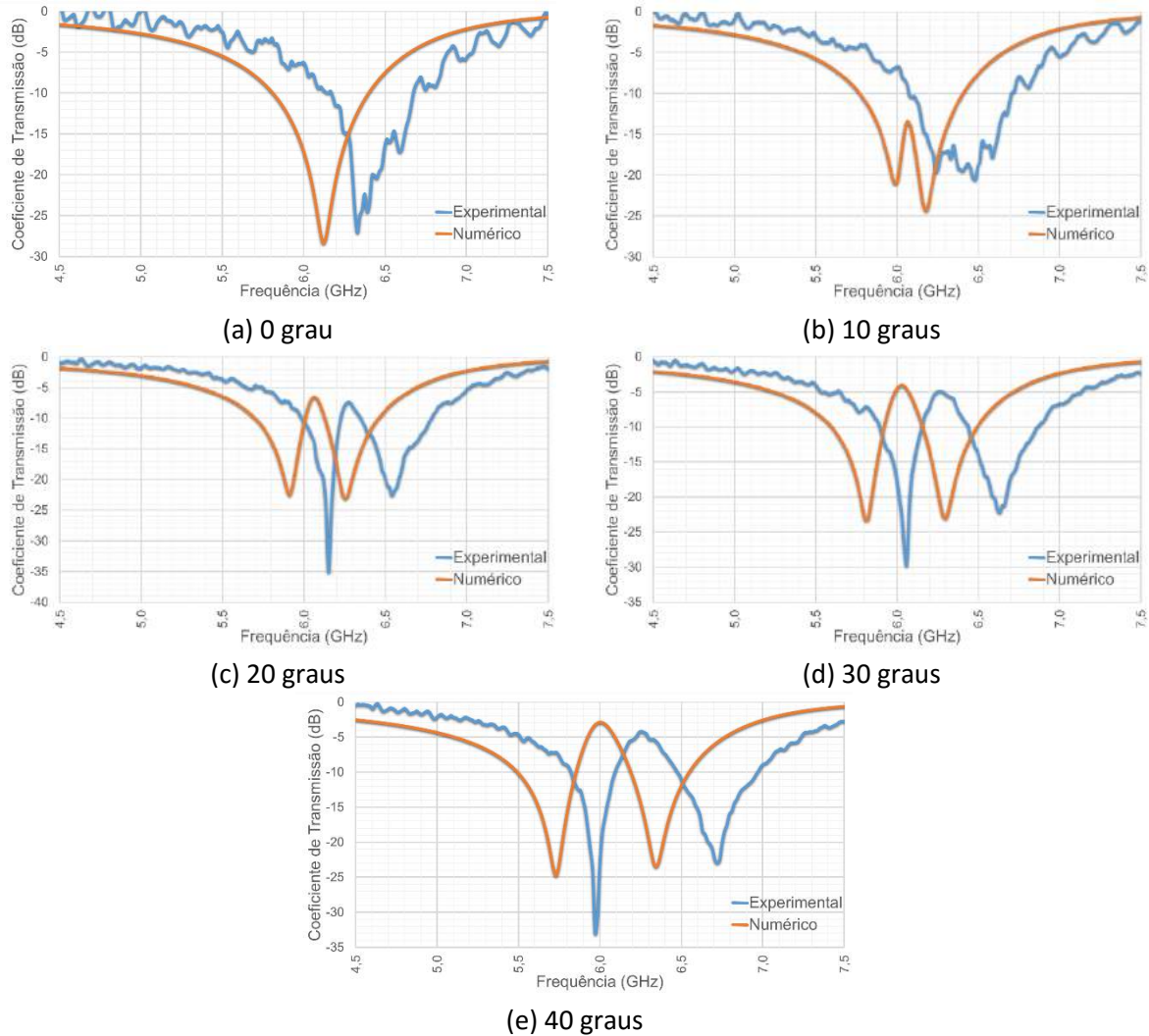


Figura 6-25 - Coeficiente de transmissão da FSS de 6 GHz experimental em comparação ao numérico, com variação angular de incidência.

Dos resultados experimentais decorrem duas considerações principais: o deslocamento da frequência de ressonância, o que foi um resultado inesperado, pois em diversos trabalhos anteriores os resultados numéricos obtidos utilizando o mesmo aplicativo apresentam diferenças bem menores; a confirmação do comportamento da FSS na frequência de 6 GHz, com a presença de um modo exatamente na frequência de projeto para incidências diferentes de 0 grau.

Observou-se para os resultados experimentais das FSS com variação angular que houve influência de ondas refletidas no resultado aferido, mais relevantes na FSS de 4 GHz do que na FSS de 6 GHz. Isto devido ao fato da área da abertura da antena tipo corneta, para a faixa de 4 GHz, ser aproximadamente 20% maior do que a FSS. No caso da antena tipo corneta utilizada para a faixa de 6 GHz, a área da sua abertura é aproximadamente 40% menor que a FSS de 6 GHz.

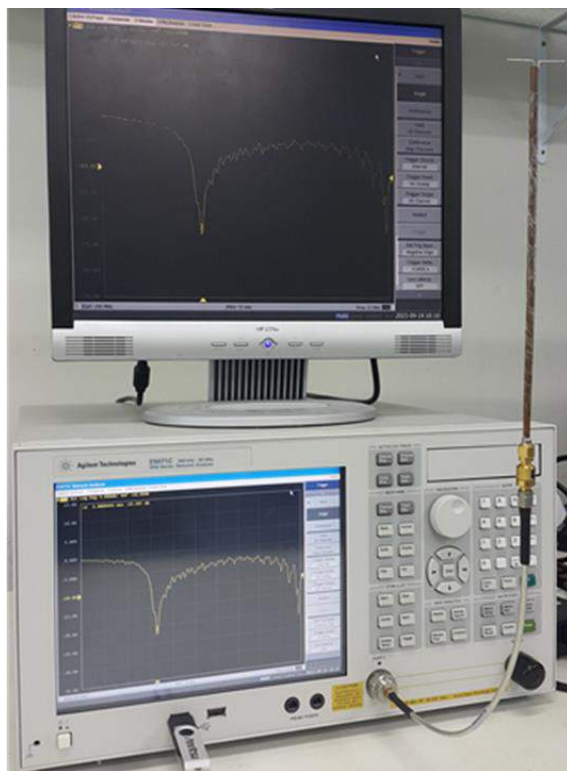
A Tabela 6-1 mostra o comportamento da FSS com a variação da incidência da onda eletromagnética, observa-se que mesmo com variações o coeficiente de transmissão, na frequência de 4,48 GHz, permanece sempre menor que -10 dB, indicando que está ocorrendo reflexão, já para a frequência de 6,33 GHz a partir de 20 graus o coeficiente passa a ficar maior que -10 dB, o que indica que ocorre transmissão nesta frequência, sendo assim a FSS muda a sua característica e deixa de refletir as ondas eletromagnéticas.

Tabela 6-1 - Comparação da variação da coeficiente de transmissão com a variação do ângulo de incidência, na caracterização experimental.

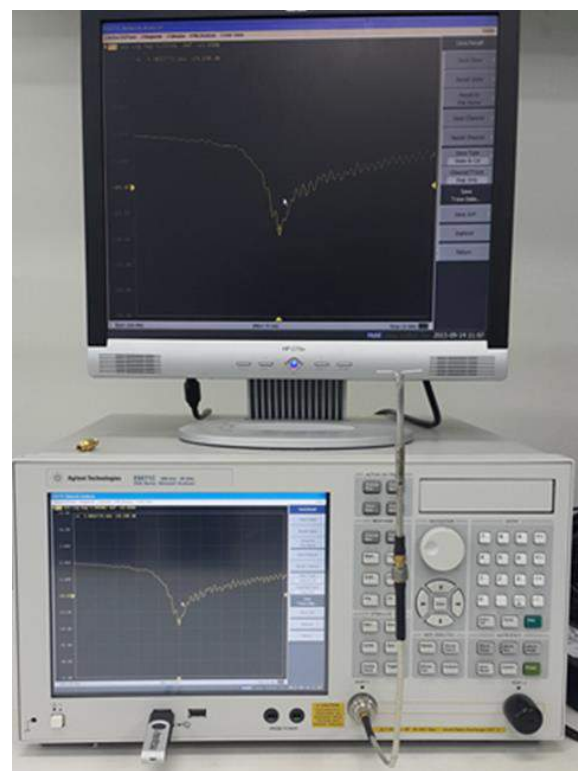
Frequência	0 grau	10 graus	20 graus	30 graus	40 graus
4,48 GHz	-35,20	-28,10	-20,58	-17,63	-14,49
6,33 GHz	-27,07	-17,98	-9,27	-5,79	-5,33

6.2.2. Caracterização experimental dos elementos ativos

Os elementos ativos foram caracterizados experimentalmente utilizando analisador de redes Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [74], com os dipolos conectados diretamente a ele, como pode ser observado na Figura 6-26.



(a) Dipolo de 4 GHz



(b) Dipolo de 6 GHz

Figura 6-26 – Leiaute de medições dos dipolos de meia onda isolados.

Os dipolos foram ajustados até que ficassem o mais próximo possível das frequências de ressonância desejadas no projeto, chegando às frequências de ressonância de 4,12 GHz e 6,08 GHz, como visto na Figura 6-27. No entanto para que possam ser feitas as medições necessárias, serão tomadas por base as frequências de ressonância das FSS, 4,48 GHz e 6,33 GHz, que estão dentro da faixa de transmissão destes dipolos, tendo como perda de retorno -15 dB e -12,8 dB, respectivamente.

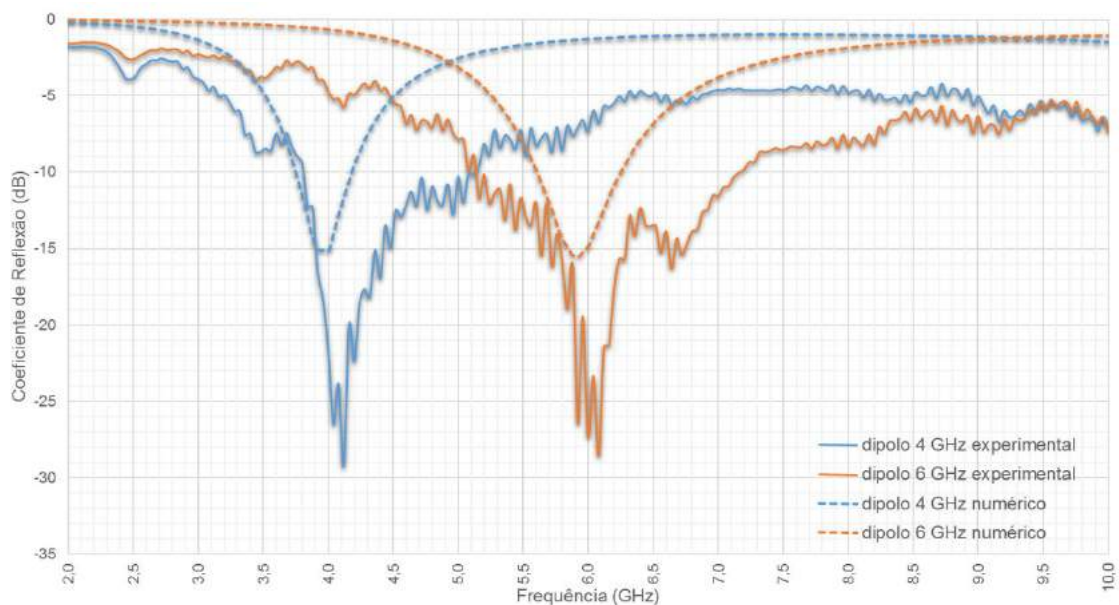


Figura 6-27 - Resposta em frequência dos elementos ativos caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.

A Figura 6-28 representa os diagramas de irradiação do dipolo de meia onda na frequência de 4,48 GHz, observa-se uma irregularidade no diagrama do plano XY no intervalo compreendido entre 210 e 330 graus, isto devido à posição do suporte e do cabo de alimentação do dipolo. Da mesma forma estão representados na Figura 6-29 os diagramas de irradiação do dipolo de meia onda na frequência de 6,33 GHz, assim como na frequência de 4,48 GHz, nestes diagramas também há uma região com valores irregulares, como pode ser observado no plano XY, no mesmo intervalo.

Para a apresentação dos resultados experimentais foi necessário fazer uma normalização dos gráficos. Esta normalização foi realizada tomando por base o valor médio obtido no gráfico do dipolo em seu intervalo mais uniforme (de 30 graus a 150 graus). Este valor obtido foi somado aos resultados obtidos na medição para que fosse possível apresentar os gráficos na mesma escala dos gráficos da caracterização numérica.

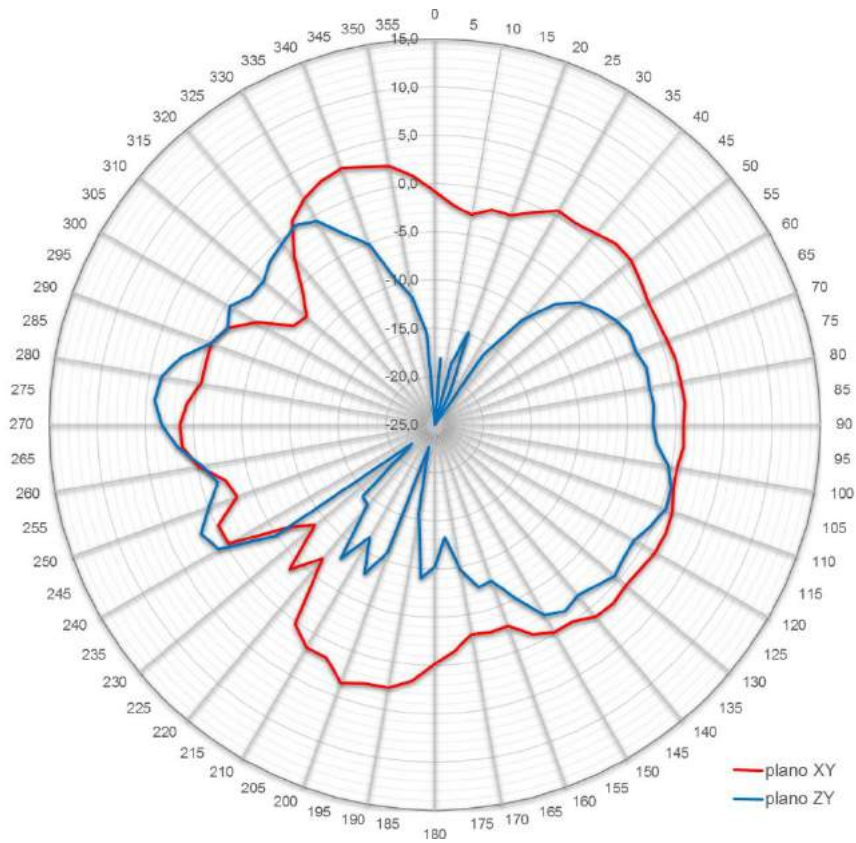


Figura 6-28 - Diagramas de irradiação do dipolo de 4 GHz, em dB.

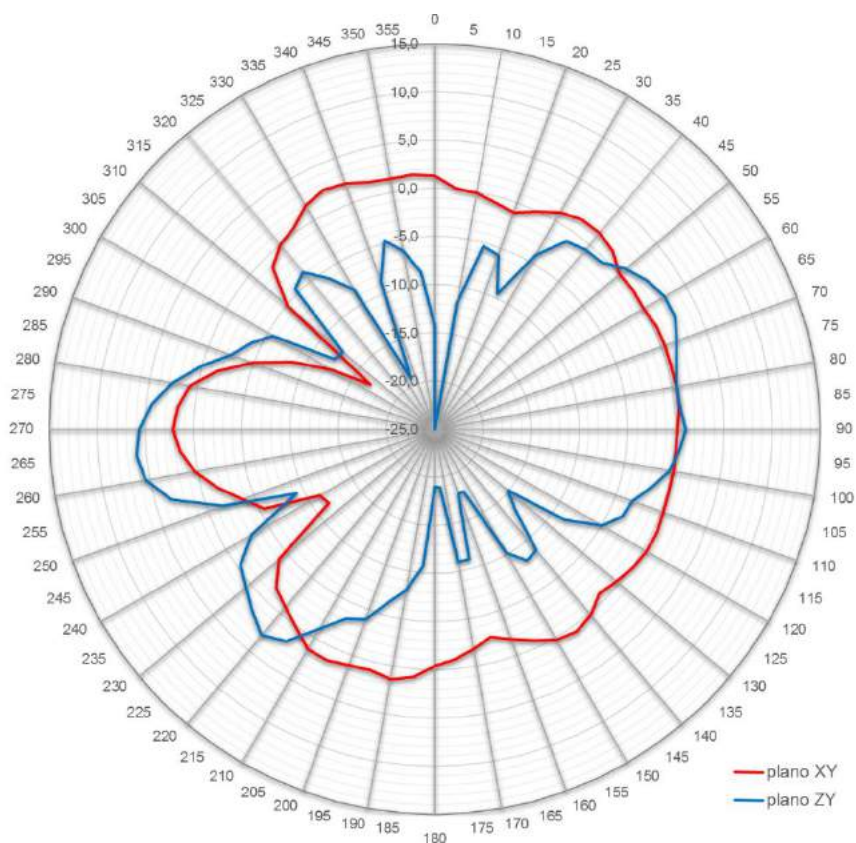
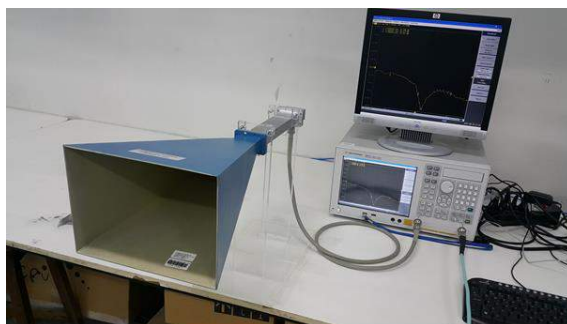


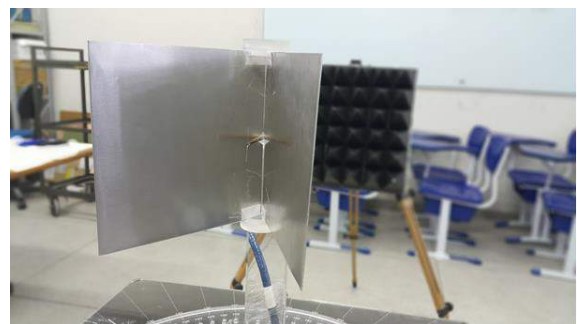
Figura 6-29 - Diagramas de irradiação do dipolo de 6 GHz, em dB.

6.2.3. Caracterização experimental da antena tipo refletor de canto com placas metálicas

De modo análogo ao que fora feito com os dipolos de meia onda, foi utilizado o analisador de redes Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [74] e as antenas tipo cornetas Pasternack PE9861-20 (3,95 GHz a 5,85 GHz) [72] e PE9859-20 (5,85 GHz a 8,2 GHz) [73], para fazer a caracterização experimental dos refletores de canto utilizando placas metálicas. O leiaute de medições pode ser visto na Figura 6-30.



(a) Analisador de rede e antena corneta



(b) Refletor de canto e absorvedor

Figura 6-30 - Leiaute de medições dos diagramas de irradiação dos refletores metálicos.

Na Figura 6-30(b) observa-se um suporte com uma placa absorvedora de RF, esta placa está sendo desenvolvida no GTEMA para suprir a ausência de uma câmara anecóica para as medições.

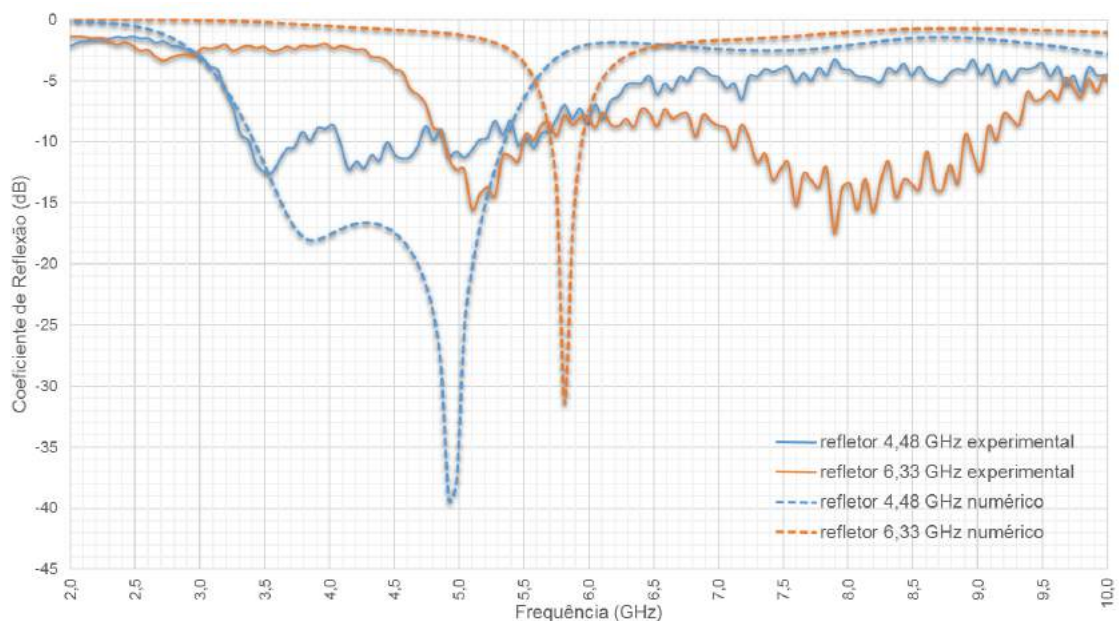


Figura 6-31 - Resposta em frequência dos refletores com placas metálicas caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.

Na Figura 6-31 está representado o gráfico da resposta em frequência dos refletores utilizando placas metálicas. Assim como ocorreu com a caracterização

numérica, houve um deslocamento da frequência de ressonância, no entanto as frequências escolhidas para análise permaneceram com valores abaixo de -10 dB.

Na Figura 6-32 e na Figura 6-33 estão representados os diagramas de irradiação medidos para refletores metálicos, estes apresentam uma grande similaridade com os diagramas obtidos na caracterização numérica.

Para a frequência em torno de 4 GHz, observa-se uma concordância muito boa dos resultados numéricos com os experimentais, principalmente na parte frontal do diagrama de irradiação. Para a parte posterior, quando comparados aos resultados numéricos, os lóbulos secundários são mais pronunciados, mas, mesmo assim, pelo menos 10 dB menores que os lóbulos frontais.

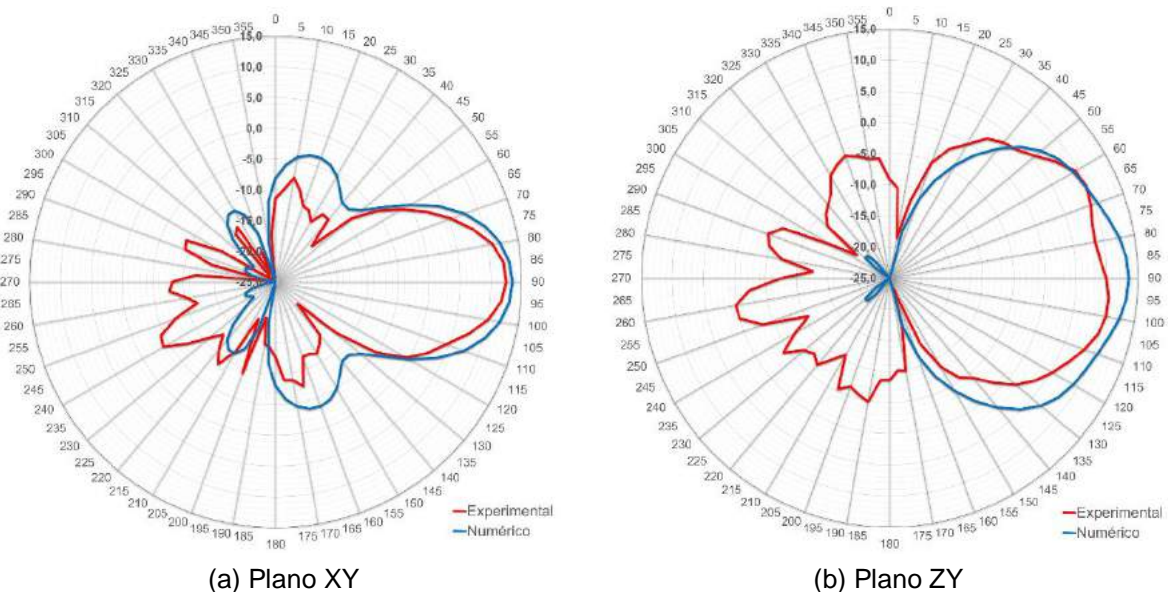


Figura 6-32 - Diagramas de irradiação do refletor com placas metálicas de 4 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.

Para o refletor com placas metálicas na frequência em torno de 6 GHz, os resultados numéricos e experimentais são menos concordantes, ainda que apresentem certa semelhança quanto à forma. A diferença observada pode ser atribuída tanto à simulação numérica como às limitações do processo de medição.

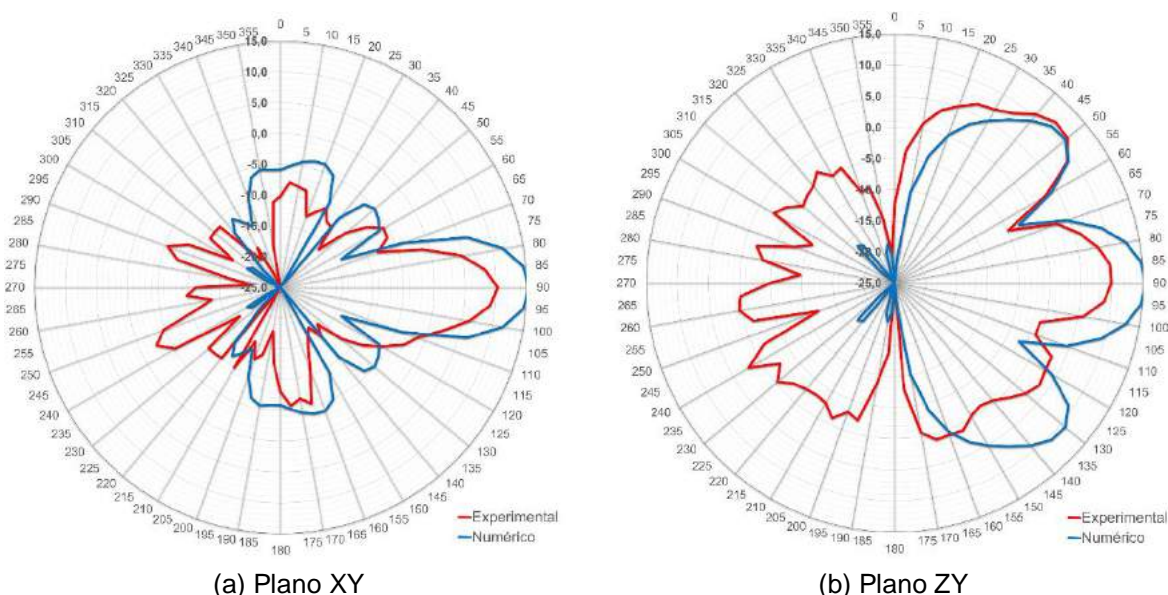


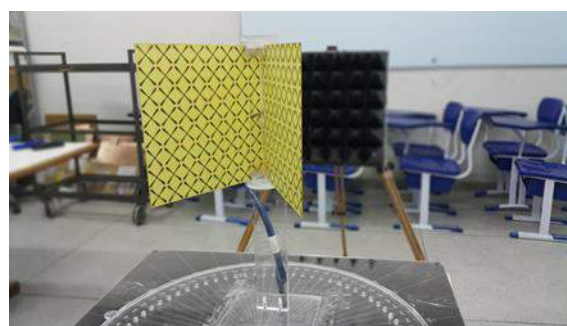
Figura 6-33 - Diagramas de irradiação do refletor com placas metálicas de 6 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.

6.2.4. Caracterização experimental da antena refletor de canto com FSS

Também fazendo uso do analisador de redes Agilent E5071C ENA (300 kHz a 20 GHz) [74] e das antenas tipo cornetas Pasternack PE9861-20 (3,95 GHz a 5,85 GHz) [72] e PE9859-20 (5,85 GHz a 8,2 GHz) [73], foi feita a caracterização experimental das antenas tipo refletor de canto utilizando FSS. O leiaute utilizado é apresentado na Figura 6-34.



(a) Analisador de rede e antena corneta



(b) Refletor de canto e absorvedor

Figura 6-34 - Leiaute de medições dos diagramas de irradiação dos refletores com FSS.

A Figura 6-35 representa a resposta em frequência das antenas após as medições, observando-se o surgimento de novas frequências de ressonância, a exemplo do que aconteceu com o refletor metálico, no entanto neste caso foi mais acentuado.

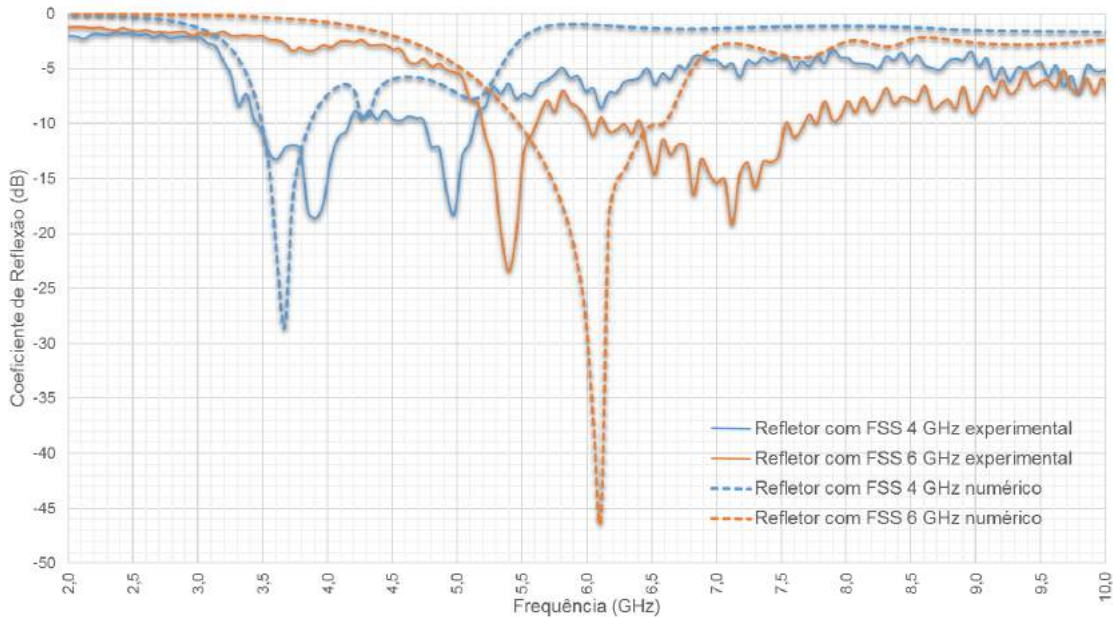
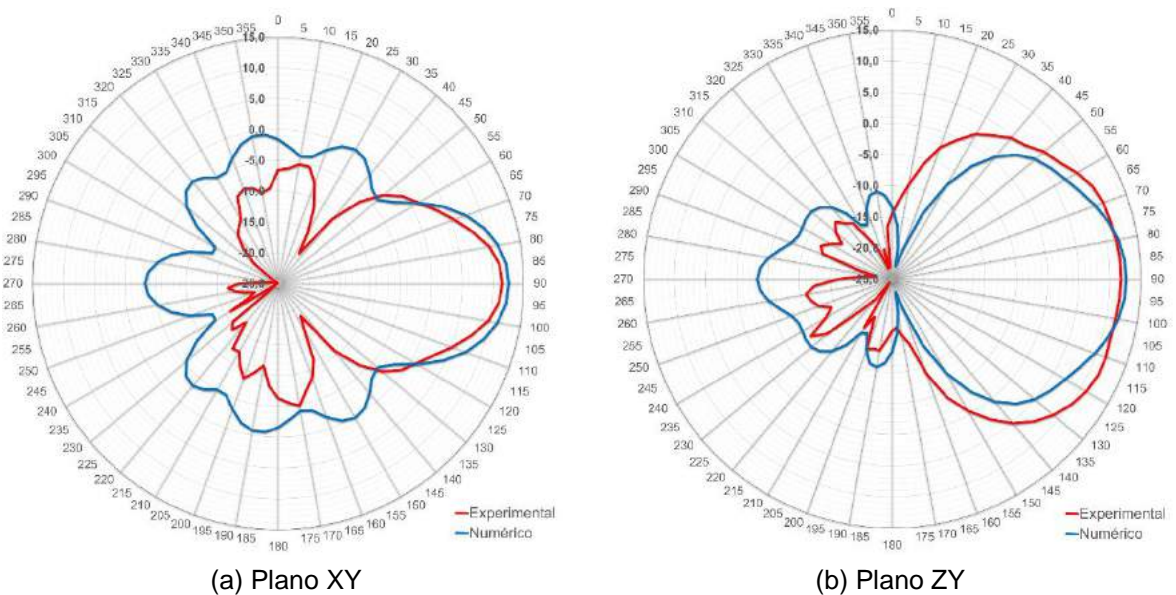


Figura 6-35 - Resposta em frequência dos refletores com superfícies seletivas em frequência caracterizados experimentalmente, em comparação aos resultados numéricos.

Fazendo uso da base graduada foi possível realizar a medição do diagrama de irradiação das antenas, estes diagramas poderão ser comparados com os obtidos na caracterização numérica e estão apresentados na Figura 6-36 e na Figura 6-37. Novamente, observa-se uma melhor concordância para os resultados em torno de 4 GHz, principalmente para a parte frontal do diagrama de irradiação.



(a) Plano XY (b) Plano ZY
 Figura 6-36 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS em 4 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.

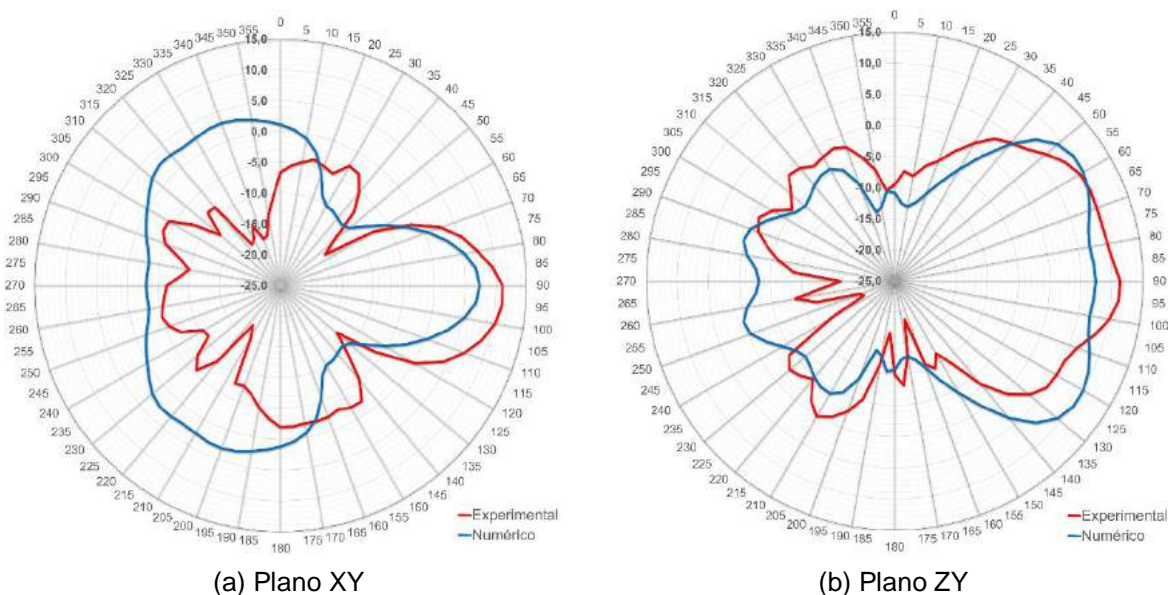


Figura 6-37 - Diagramas de irradiação do refletor com FSS em 6 GHz caracterizado experimentalmente em comparação ao numérico, em dB.

6.2.5. Comparativo das caracterizações experimentais

Foi realizado um comparativo entre os resultados obtidos na caracterização experimental, para avaliar a evolução ao implementar a antenna tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência. Na Tabela 6-2 observa-se a variação da perda de retorno da frequência selecionada para o projeto, devido a frequência de ressonância da FSS obtida na caracterização experimental.

Tabela 6-2 - Comparativo das perdas de retorno da frequência utilizada no projeto, em dB.

Frequência	Dipolo	Refletor Metálico	Refletor com FSS
4,48 GHz	-14,96	-11,06	-9,59
6,33 GHz	-12,82	-8,76	-10,94

A Figura 6-38 e a Figura 6-39 apresentam os diagramas de irradiação das estruturas para 4,48 GHz, de uma maneira geral pode-se dizer que na frequência de ressonância da FSS, o seu comportamento se aproxima do comportamento do refletor com placas metálicas.

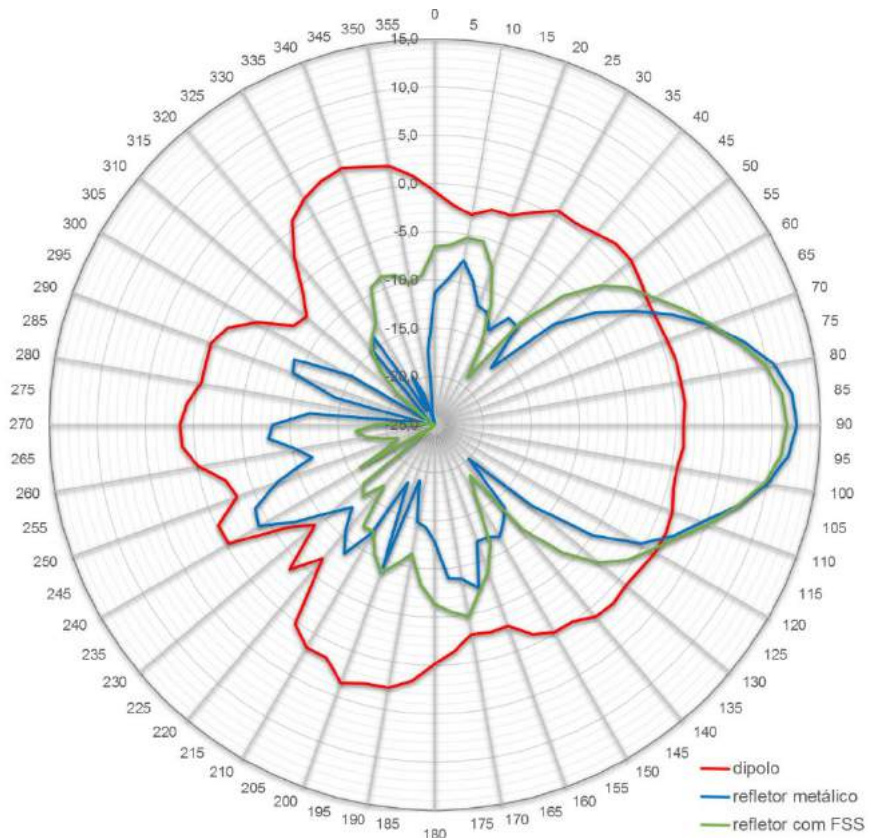


Figura 6-38 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 4 GHz.

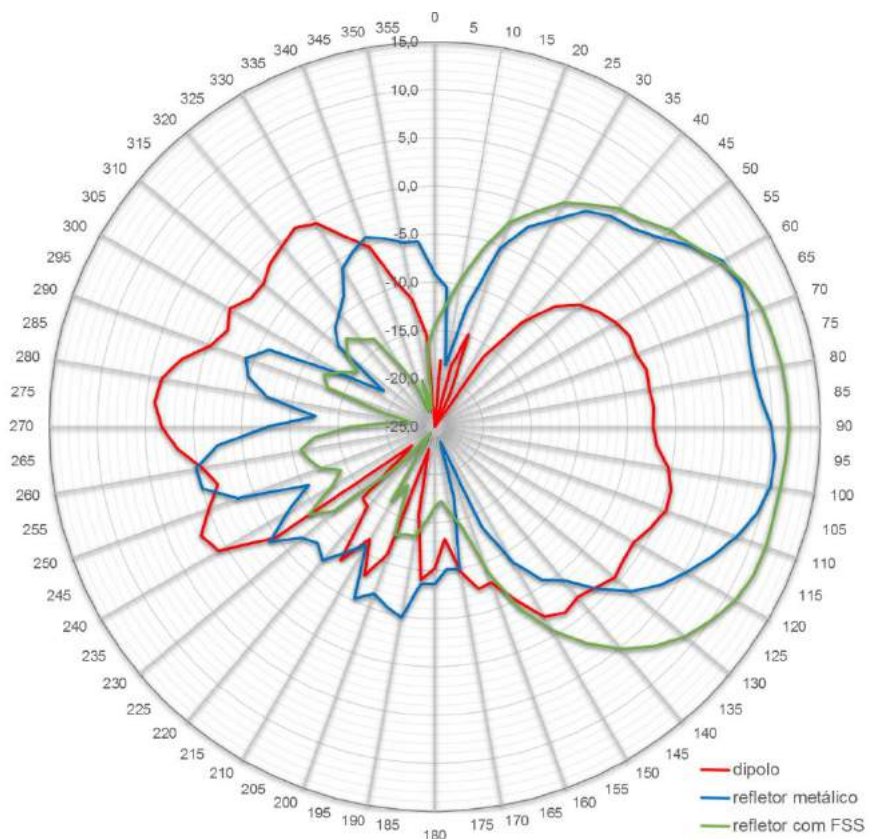


Figura 6-39 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para as estruturas de 4 GHz.

Na Figura 6-40 e na Figura 6-41 são apresentados os diagramas de irradiação para 6,33 GHz. Observa-se aqui que os resultados para o refletor metálico e refletor com a FSS apresentam uma maior divergência. O refletor com a FSS apresenta-se mais definido, embora com lóbulos secundários em 20 graus e 160 graus mais pronunciados, principalmente no plano XY. Infelizmente não fica claro se as diferenças observadas decorrem das limitações das medições ou das características da FSS na frequência de 6,33 GHz.

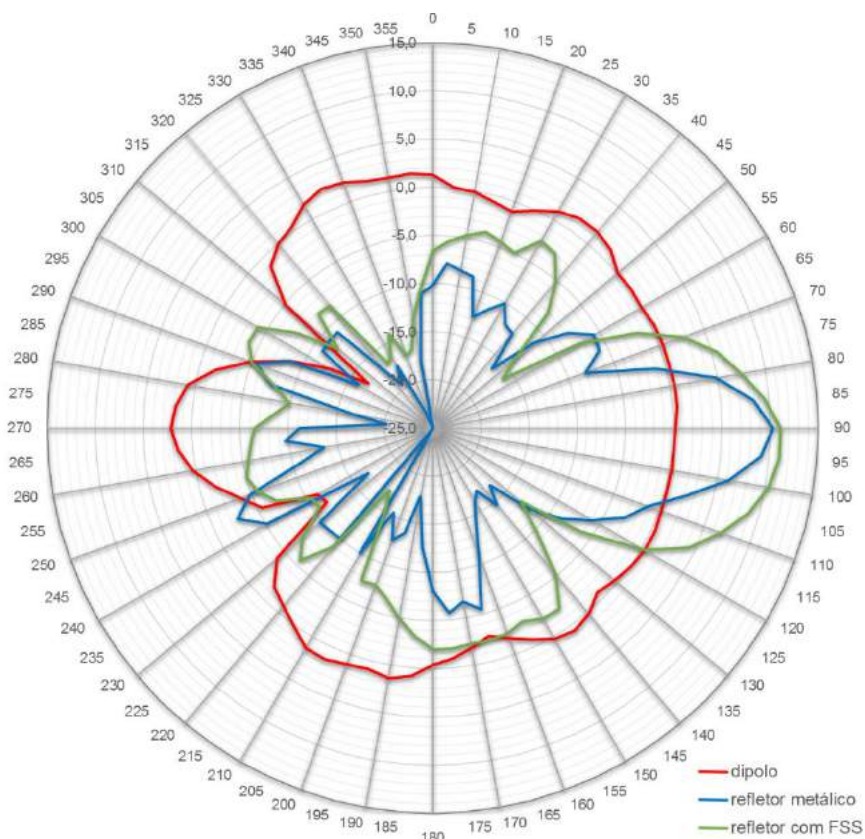


Figura 6-40 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano XY, para as estruturas de 6 GHz.

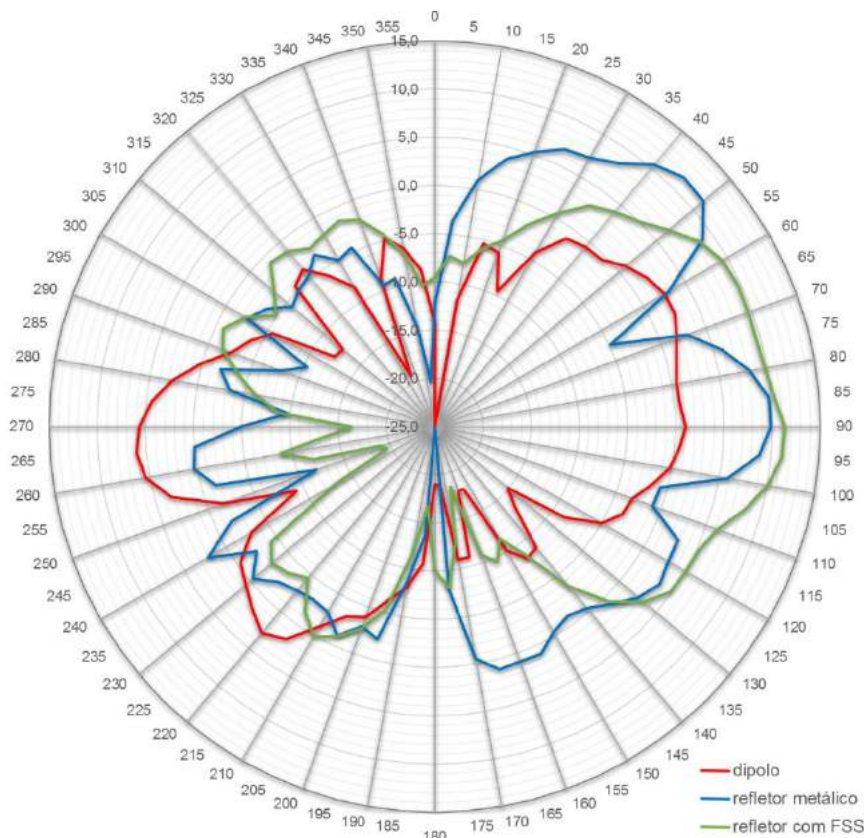


Figura 6-41 - Comparativo do diagrama de irradiação no plano ZY, para as estruturas de 6 GHz.

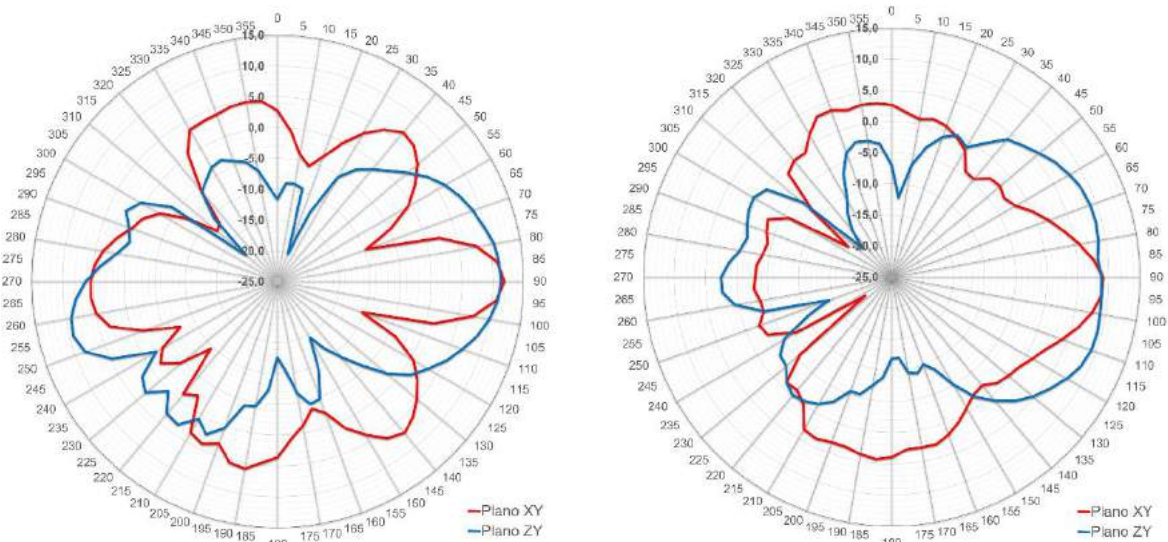
Na Tabela 6-3 estão relacionados os valores obtidos de ganho para as frequências selecionadas.

Tabela 6-3 - Comparativo do ganho na frequência utilizada no projeto, em dB.

Frequência	Dipolo	Refletor Metálico	Refletor com FSS
4,48 GHz	3,46	12,52	11,53
6,33 GHz	2,34	10,30	11,11

6.2.6. Caracterização experimental da antena tipo refletor de canto com FSS com elemento ativo fora da ressonância da FSS

Nesta seção é analisado o comportamento do diagrama de irradiação do refletor para o caso em que a ressonância do dipolo não corresponde à ressonância da FSS. Para tanto foram feitos dois conjuntos de medições: o refletor com FSS sintonizada em 6 GHz, com o dipolo de 4 GHz; o refletor com FSS de 4 GHz com o dipolo de 6 GHz. Os resultados podem ser observados na Figura 6-42.



(a) Dipolo em 4 GHz e FSS em 6GHz

(b) Dipolo em 6 GHz e FSS em 4GHz

Figura 6-42 - Diagramas de irradiação da frequência de ressonância do dipolo para FSS fora da frequência de ressonância do dipolo.

Para a Figura 6-42 (a), dipolo em 4 GHz e FSS em 6 GHz, a princípio uma vez que a FSS está fora da sua frequência de ressonância, não se esperaria a atenuação no plano XY, em torno de 70 graus e 110 graus. Foram então feitas medições no IST-Lisboa, Portugal, em frequências próximas às utilizadas no GTEMA-IFPB, estes resultados podem ser encontrados no Apêndice A. Dentre estes resultados o que chama atenção é o diagrama de irradiação para o caso onde o refletor é substituído apenas por uma placa de FR-4, sem metalização. Estes resultados são apresentados na Figura 6-43 e na Figura 6-44, para as frequências de 3,0 GHz e 4,9 GHz, respectivamente, observando-se um comportamento semelhante ao observado na Figura 6-42 (a). Portanto, infere-se que uma placa apenas com o dielétrico também apresenta uma reflexão para uma incidência em um determinado ângulo. Ou seja, além da resposta em frequência da FSS é preciso considerar a resposta em frequência do próprio substrato dielétrico.

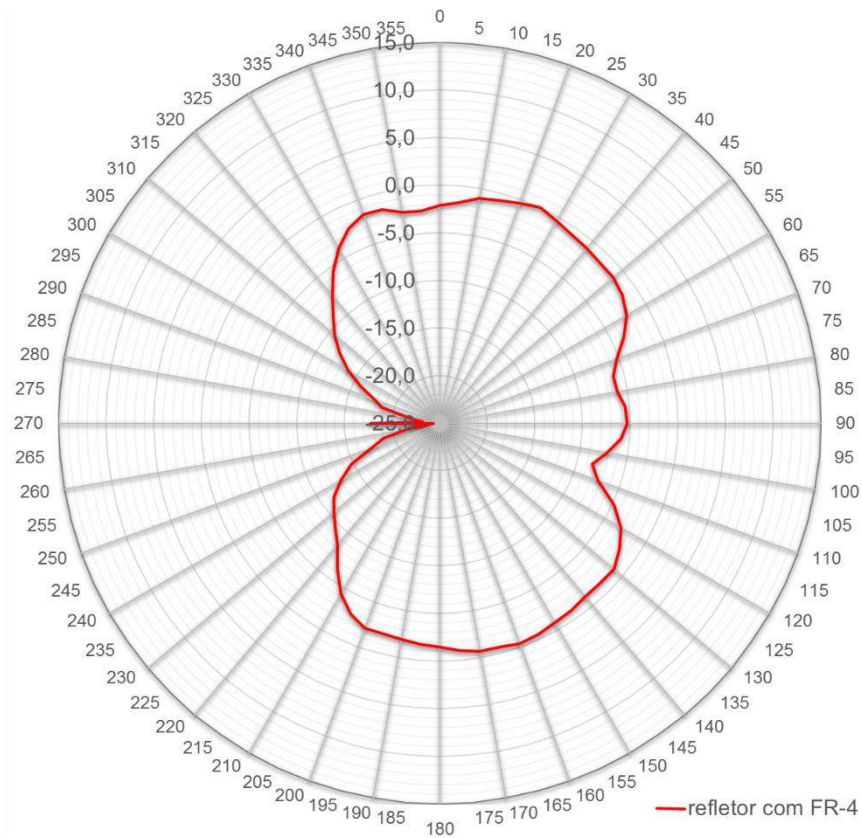


Figura 6-43 - Diagrama de irradiação do refletor com FR-4 em 3,0 GHz caracterizado experimentalmente, no plano XY.

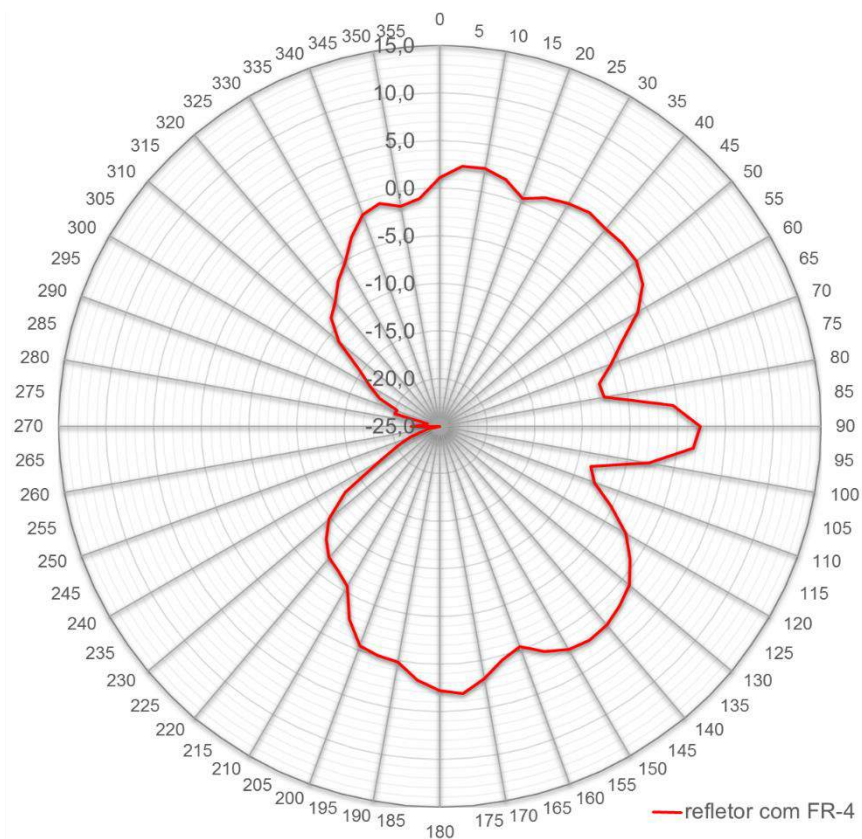


Figura 6-44 - Diagrama de irradiação do refletor com FR-4 em 4,9 GHz caracterizado experimentalmente, no plano XY.

7. Conclusão

7.1. Considerações finais

Este trabalho teve por objetivo verificar o comportamento da antena tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência como refletor, para isto foram feitas caracterizações numéricas e experimentais do elemento ativo, da antena no seu formato tradicional, utilizando placas metálicas, e por fim utilizando superfícies seletivas em frequência.

Durante o trabalho foram observados aspectos importantes a destacar, o comportamento da frequência de ressonância que apresentou desvios entre as caracterizações numéricas e experimentais. Outro aspecto que chamou a atenção foi o comportamento da FSS projetada para 6 GHz, onde ao variar o ângulo de incidência da onda eletromagnética sobre esta FSS foi possível observar que sua característica muda, pois ela deixa de ter uma frequência de ressonância, passando a ter mais de uma, no entanto a frequência para a qual ela havia sido projetada inicialmente fica fora da faixa de operação quando a angulação da incidência ultrapassa 20 graus.

Na caracterização numérica os elementos ativos, do tipo dipolo de meia onda, foram projetados tomando por base 47,5% do comprimento de onda da frequência desejada e mesmo assim ainda foi verificado um desvio na frequência de ressonância na ordem de 5,25% para o caso de 4 GHz e 5,5% para o caso de 6 GHz. Mas a faixa de operação destes elementos ativos foi satisfatória, sendo de 3,6 GHz a 4 GHz e de 5,4 GHz a 6,0 GHz, na caracterização experimental estes foram ajustados para a frequência de ressonância desejada no projeto, chegando a 4,12 GHz (desvio de 3%) e 6,08 GHz (desvio de 1,34%).

Na caracterização numérica das superfícies seletivas em frequência foi possível obter as frequências desejadas no projeto, porém na caracterização experimental das mesmas houve um desvio na frequência de ressonância na ordem de 12% (4,48 GHz) para a FSS de 4 GHz e 5,5% (6,33 GHz) para o caso da FSS de 6 GHz, sendo assim foi necessário que as medições fossem realizadas na frequência de ressonância das FSS.

Sendo o objetivo deste trabalho observar o comportamento do diagrama de irradiação para a antena tipo refletor de canto utilizando FSS e compará-lo com o mesmo tipo de antena utilizando placas metálicas, os desvios de frequência observados não trouxeram prejuízos consideráveis ao trabalho pois no caso dos dipolos a frequência escolhida estava dentro da faixa de transmissão dos mesmos, sendo assim possível realizar as medições nas frequências de ressonância das FSS, 4,48 GHz e 6,33 GHz.

Levando em consideração que as medições foram realizadas fora de uma câmara anecóica, pode-se considerar os resultados coerentes, pois os valores obtidos para a parte posterior da antena podem ter contribuições de ondas refletidas.

Por fim é possível afirmar que a antena tipo refletor de canto utilizando superfícies seletivas em frequência apresenta uma boa alternativa para a construção deste tipo de antena e o seu comportamento se aproxima do comportamento do mesmo tipo de antena utilizando placas metálicas, como visto nas sessões 6.1.5 e 6.2.5, e o seu ganho pode ser considerado similar à antena no seu formato tradicional, como observado na Tabela 7-1.

Tabela 7-1 - Comparativo de ganho máximo das antenas caracterizadas numericamente e experimentalmente, em dB.

Frequência	Refletor metálico (numérico)	Refletor FSS (numérico)	Refletor metálico (experimental)	Refletor FSS (experimental)
4,48 GHz	13,50	12,58	12,52	11,53
6,33 GHz	15,44	10,07	11,56	11,11

A vantagem apresentada pela antena caracterizada utilizando superfícies seletivas em frequência é a possibilidade de a mesma ser reconfigurada, tornando-se assim uma antena inteligente, com a implementação de FSS ativas em substituição às FSS passivas.

Outra vantagem observada é que no caso da utilização de um elemento ativo com mais de uma frequência de operação, pode-se obter para uma mesma antena, dois diagramas de irradiação distintos, um na frequência de ressonância da FSS e outro fora da ressonância da FSS.

Um fato que deve ser destacado e que foram realizadas medições em outro laboratório (IST/Lisboa), com outros pesquisadores e utilizando frequências distintas, como visto no Apêndice A. No entanto, os resultados foram muito similares aos obtidos no GTEMA – IFPB, o que consolida mais ainda a concordância dos resultados obtidos neste trabalho.

7.2. Trabalhos futuros

Como proposta para continuidade deste trabalho, novas pesquisas podem ser desenvolvidas, como exemplo:

- Estudar o casamento de impedâncias da antena tipo refletor de canto utilizando FSS, a fim de evitar deslocamentos da frequência de ressonância;
- Investigar novas geometrias que não apresentem deslocamento na frequência de ressonância com a variação angular da incidência da onda eletromagnética;
- Estudar incidência angular das FSS, a fim de identificar outras geometrias que possuam o comportamento similar à FSS de 6 GHz, bem como aplicações para este tipo de superfície;
- Investigar o efeito da utilização de uma placa dielétrica como refletor;
- Aplicação de FSS ativa ao projeto da antena tipo refletor de canto.

Referências

- [1] “Avanço tecnológico dos meios de comunicação e mudanças inseridas nas sociedades,” *Portal Educação*, 2013. [Online]. Disponível em: <http://www.portaleducacao.com.br/educacao/artigos/44031/avanco-tecnologico-dos-meios-de-comunicacao-e-mudancas-inseridas-nas-sociedades>. [Acessado em: 05-Jul-2014].
- [2] T. R. Coimbra, “Regulação do Espectro: Uso Não-Licenciado,” *I Concurso Teleco de Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC)*, 2005. [Online]. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialespecradio/pagina_2.asp. [Acessado em: 05-Jul-2014].
- [3] C. Fadan, “Concours photos antennes faisceaux hertziens.” [Online]. Disponível em: http://f4dan.free.fr/concours_fh.html. [Acessado em: 15-Jan-2015].
- [4] A. Edalati e T. A. Denidni, “Frequency Selective Surfaces for Beam-Switching Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 195–200, Jan. 2013.
- [5] B. A. Munk, ***Frequency Selective Surfaces: Theory and Design***. Wiley, 2000.
- [6] M. Niroo-Jazi e T. A. Denidni, “Electronically Sweeping-Beam Antenna Using a New Cylindrical Frequency-Selective Surface,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 666–676, Fev. 2013.
- [7] M. Safari, C. Shafai, e L. Shafai, “X-Band Tunable Frequency Selective Surface Using MEMS Capacitive Loads,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1–1, Dez. 2014.
- [8] I. S. S. Lima, **Caracterização de FSS com Geometria em Forma de Estrela de Quatro Braços**, dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, 2014.
- [9] M. Cooper e M. Goldberg, “Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access,” *Annual Review of Communications*, pp. 02–13, 1996.
- [10] 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.
- [11] M. Chryssomallis, “Smart antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 129–136, Jun. 2000.
- [12] R. H. Roy, “An overview of smart antenna technology: the next wave in wireless communications,” *IEEE Aerospace Conference Proceedings (Cat. No.98TH8339)*, vol. 3, pp. 339–345, 1998.
- [13] W. Jakes, “Multipath Interference,” *Microwave Mobile Communications*, Nova Iorque: Wiley - IEEE, 1974, pp. 11–78.
- [14] P. Bello e B. Nelin, “The Effect of Frequency Selective Fading on the Binary Error Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 11, no. 2, pp. 170–186, Jun. 1963.
- [15] 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.
- [16] “Smart Antenna Systems,” *Web ProForum tutorials*. [Online]. Disponível em: <http://www.iec.org>. [Acessado em: 10-Out-2015].
- [17] K. Chong, O. K. Leong, e P. R. P. Hoole, “Smart Antennas and Signal Processing,” *Smart Antennas: Mobile Station Antenna Beamforming*, WITPress, 2001, pp. 245–267.
- [18] A. Jacobsen, **Smart Antennas for Dummies**, relatório técnico, Telenor R&D, 2001.
- [19] Ó. M. Jiménez, I. Javier, e F. Martín, “Introducción a la tecnología de antenas inteligentes . Aplicación a UMTS,” *Comun. Telefónica I+D*, vol. 21, pp. 43–56, 2001.
- [20] M. A. Habib, M. N. Jazi, A. Djaiz, M. Nedil, e T. A. Denidni, “Switched-beam antenna based on EBG periodic structures,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009, pp. 813–816.
- [21] A. Gomes Neto, J. Nogueira de Carvalho, A. Nascimento da Silva, H. de Paiva Almeida Ferreira, I. Silva Sousa Lima, e J. I. Fernandes, “Four arms star: An useful geometry for switchable FSS,” *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2013, vol. 2, pp. 1–5.
- [22] A. L. P. de S. Campos, **Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto**, 1º ed. Natal: IFRN Editora, 2009.
- [23] J. C. Vardaxoglou, **Frequency Selective Surfaces - Analysis and Design**. Jonh Wiley & Sons, 1977.
- [24] A. N. da Silva, **Caracterização de FSS com Geometria em Forma de U**, dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, 2014.
- [25] H. de P. A. Ferreira, **Matrioska: Uma proposta de geometria para FSS multibandas**, dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, 2014.
- [26] M. R. da Silva, C. de Lucena Nóbrega, P. H. da F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Aplicação de ferramentas de inteligência computacional para o projeto ótimo de FSSs fractais,” *MOMAG 2014 - 16º SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 11º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, pp. 894–897.
- [27] C. L. Nóbrega, M. R. Silva, P. H. da F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Caracterização de superfície seletiva de frequência com patches fractais de Sierpinski,” *(MOMAG 2012) 15º SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2012, pp. 1–4.
- [28] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. da F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Análise e projeto de superfície seletiva de frequência com elementos fractais de Vicsek,” *(MOMAG 2012) 15º SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2012, pp. 1–4.
- [29] C. L. Nóbrega, M. R. da Silva, J. B. Cruz Júnior, P. H. da F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Caracterização de superfícies seletivas de frequência com elementos fractais de Peano,” in *VII CONNEPI - Congresso Norte Nordeste de Pesquisa e Inovação Tecnológica*, 2012, pp. 1–4.

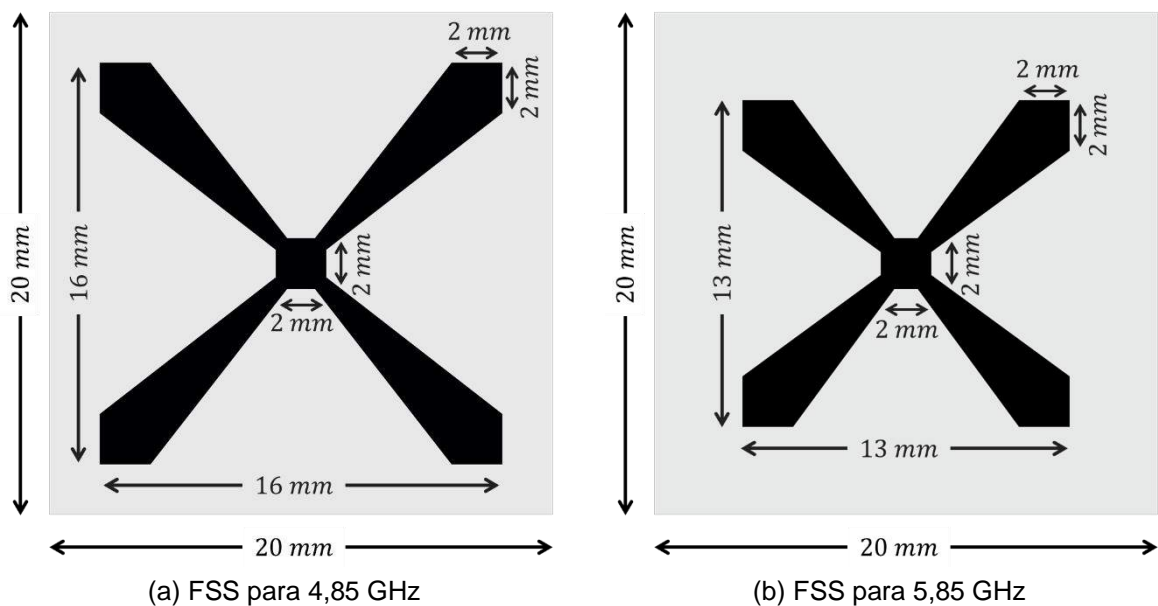
- [30] S. Narayan, K. Prasad, R. U. Nair, e R. M. Jha, "A novel EM analysis of double-layered thick FSS based on MM-GSM technique for radome applications," *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 28, pp. 53–62, 2012.
- [31] D. B. Webb, E. Michielssen, e R. Mittra, "Thick frequency selective surfaces," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest*, 1992, pp. 1795–1798 vol.4.
- [32] G. I. Kiani, **Passive, active and absorbing frequency selective surfaces for wireless communications applications**, tese de doutorado, Macquarie University, 2009.
- [33] T. K. Wu, **Frequency selective surface and grid array**. New York: Wiley, 1995.
- [34] EDA, "Active FSS." [Online]. Disponível em: https://www.eda.kent.ac.uk/research/theme_project.aspx?pid=144. [Acessado em: 14-Nov-2016].
- [35] M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. P. Rebelo, e B. Widenberg, "Design of Frequency Selective Windows for Improved Indoor Outdoor Communication," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 6, pp. 1897–1900, Jun. 2006.
- [36] R. J. Langley e E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 7, p. 294, 1982.
- [37] R. J. Langley e E. A. Parker, "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 17, p. 675, 1983.
- [38] N. Farahat e 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)*, pp. 568–571.
- [39] L. E. Vaz, **Método dos elementos finitos em análise de estruturas**. Rio de Janeiro: Elsevier, 2011.
- [40] 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 (Cat. No.00CH37118)*, vol. 3, pp. 1639–1640.
- [41] M. Azizi, H. Aubert, e H. Baudrand, "A new iterative method for scattering problems," *25th European Microwave Conference, 1995*, 1995, pp. 255–258.
- [42] A. I. Alhzzoury, N. Raveu, e H. Baudrand, **Adaptation de la méthode WCIP aux circuits SIW et SINRD**. Presses Académiques Francophones, 2014.
- [43] A. C. P. da Silva Montalvao, E. da Silva Rodrigues Montalvao, A. G. D'Assuncao, L. M. de Mendonca, e A. G. Neto, "Numerical characterization of RFID tags using WCIP," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, 2011, pp. 12–16.
- [44] A. G. D'assuncao, A. G. Neto, H. Baudrand, G. Fontgalland, e P. Lacouth, "WCIP - A technique for the analysis of RFID tag antennas," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, 2011, pp. 4–7.
- [45] ANSYS, "Eletrmagnetics Brochure," 2015. [Online]. Disponível em: <http://www.ansys.com/staticassets/ANSYS/staticassets/resourcelibrary/brochure/electromagnetics-brochure.pdf>. [Acessado em: 11-Dez-2015].
- [46] G. Manara, A. Monorchio, e R. Mittra, "Frequency selective surface design

- based on genetic algorithm,” *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 17, p. 1400, 1999.
- [47] S. Chakravarty, R. Mittra, e N. R. Williams, “On the application of the microgenetic algorithm to the design of broad-band microwave absorbers comprising frequency-selective surfaces embedded in multilayered dielectric media,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 6, pp. 1050–1059, Jun. 2001.
- [48] P. H. da F. Silva, R. M. S. Cruz, e A. G. D’Assuncao, “Blending PSO and ANN for Optimal Design of FSS Filters With Koch Island Patch Elements,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3010–3013, Aug. 2010.
- [49] N. F. Audeh e H. Y. Yee, “On dielectric lenses,” *Proc. IEEE*, vol. 53, no. 4, pp. 391–391, 1965.
- [50] F. Bayatpur, **Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces**, tese de doutorado, Universidade de Michigan, 2009.
- [51] ESA, “Microwave Material RF Characterization Setup.” [Online]. Disponível em: http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2014/09/Microwave_Material_RF_Characterization_setup. [Acessado em: 14-Nov-2015].
- [52] Canaltech, “Papel de parede que impede que vizinhos acessem sua rede sem fio.” [Online]. Disponível em: <http://canaltech.com.br/noticia/internet/Papel-de-parede-impede-que-vizinhos-acessem-sua-rede-sem-fio/>. [Acessado em: 15-Dez-2015].
- [53] R. V. Koswatta e N. C. Karmakar, “A Novel Reader Architecture Based on UWB Chirp Signal Interrogation for Multiresonator-Based Chipless RFID Tag Reading,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 9, pp. 2925–2933, Sep. 2012.
- [54] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, e G. F. Swiegers, “Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, May 2009.
- [55] S. Preradovic e N. C. Karmakar, “Multiresonator based chipless RFID tag and dedicated RFID reader,” in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, pp. 1520–1523.
- [56] S. Tedjini, “Hold the chips,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, pp. 56–65, 2013.
- [57] C. A. Balanis, *Teoria das antenas: análise e síntese, volume 2*. Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [58] J. D. Kraus, “The Corner-Reflector Antenna,” *Proc. IRE*, vol. 28, no. 11, pp. 513–519, Nov. 1940.
- [59] A. C. de C. Lima, **Fundamentos de Telecomunicações: Teoria eletromagnética e aplicações**, notas de aula. Universidade Federal da Bahia - UFBA, 2002.
- [60] E. Harris, “An Experimental Investigation of the Corner-Reflector Antenna,” *Proc. IRE*, vol. 41, no. 5, pp. 645–651, May 1953.
- [61] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, e P. Knight, *The Handbook of Antenna Design*. Londres: Ed. Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [62] L. F. Silva, **Cálculo das funções de Bessel: Programação em Fortran II para computador digital IBM 1620 modelo 2**, relatório técnico, Instituto de Energia Atômica, São Paulo, 1967.
- [63] A. G. Neto e J. I. Fernandes, “Análise numérica do efeito do corte triangular em

- motivos retangulares de FSS.” PIBITI, Edital nº 04/2011, João Pessoa, 2011.
- [64] A. G. Neto e J. I. Fernandes, “Caracterização experimental do efeito do corte triangular em motivos retangulares de FSS.” PIBITI, Edital nº 09/2012, João Pessoa, 2012.
- [65] L. C. M. de Moura, **Caracterização de FSS com Geometria Estrela de Quatro Braços do Tipo Fenda**, dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, 2015.
- [66] Macom, “MA4FCP305 Datasheet,” 2016. [Online]. Disponível em: <http://cdn.macom.com/datasheets/MA4FCP305.pdf>. [Acessado em: 19-Jan-2016].
- [67] A. K. Y. Lai, A. L. Sinopoli, e W. D. Burnside, “A novel antenna for ultra-wide-band applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, no. 7, pp. 755–760, Jul. 1992.
- [68] Z. Altman, R. Mittra, e A. Boag, “New designs of ultra wide-band communication antennas using a genetic algorithm,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 10, pp. 1494–1501, 1997.
- [69] M. D. Estarki and R. G. Vaughan, “Theoretical Methods for the Impedance and Bandwidth of the Thin Dipole,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, no. 1, pp. 62–81, Feb. 2013.
- [70] L. T. Hoffman e A. T. Gómez, “Desenvolvimento de um protótipo de um sistema de informação geográfica para abordagem do problema de localização de antenas,” *Pesqui. Oper. v.26 n.3 Rio de Janeiro set./dez. 2006*, 2006. [Online]. Disponível em: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0101-74382006000300001. [Acessado em: 19-Jan-2016].
- [71] Huber+Suhner, “EZ141 Datasheet.” [Online]. Disponível em: <http://www.spelelektronikka.fi/kuvat/ez141.pdf>. [Acessado em: 19-Jan-2016].
- [72] Pasternack, “PE9861-20 datasheet.” [Online]. Disponível em: <http://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9861-20.pdf>. [Acessado em: 26-Jan-2016].
- [73] Pasternack, “PE9859-20 datasheet.” [Online]. Disponível em: <http://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9859-NF-20.pdf>. [Acessado em: 26-Jan-2016].
- [74] A. Technologies, “E5071C ENA Network Analyzer datasheet.” [Online]. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5479EN.pdf>. [Acessado em: 26-Jan-2016].

Apêndice A – Resultados do IST/Lisboa

A fim de validar os resultados experimentais obtidos no laboratório de micro-ondas do IFPB, foram realizadas medições complementares no laboratório de antenas no IST/Lisboa, utilizando frequências distintas. Foram fabricados dois conjuntos de FSS para esta caracterização experimental, um com ressonância em 4,85 GHz e outro com ressonância em 5,85 GHz, como visto na Figura A-1. Ambas as FSS têm dimensões de célula unitária de 20 mm x 20 mm e dimensão total de 200 mm x 200 mm, totalizando um arranjo periódico de 10 x 10 células. As frequências de ressonância podem ser observadas na Figura A-2.



(a) FSS para 4,85 GHz

(b) FSS para 5,85 GHz

Figura A-1 - Dimensões das FSS utilizadas no IST/Lisboa.

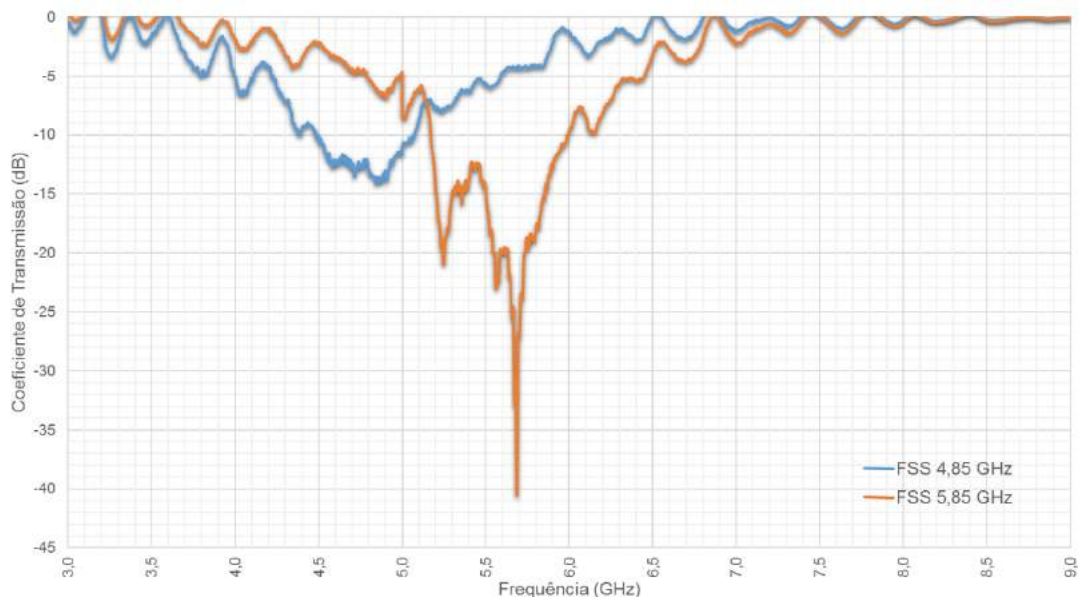


Figura A-2 - Coeficiente de transmissão das FSS caracterizadas no IST/Lisboa.

Para avaliar o comportamento destas FSS foram fabricados dipolos que operam dentro e fora da faixa de ressonância da FSS, nas frequências de 3,0 GHz, 4,9 GHz, 5,7 GHz e 8,0 GHz, os quais podem ser vistos na Figura A-3, em comparação à moeda de um centavo de Euro.

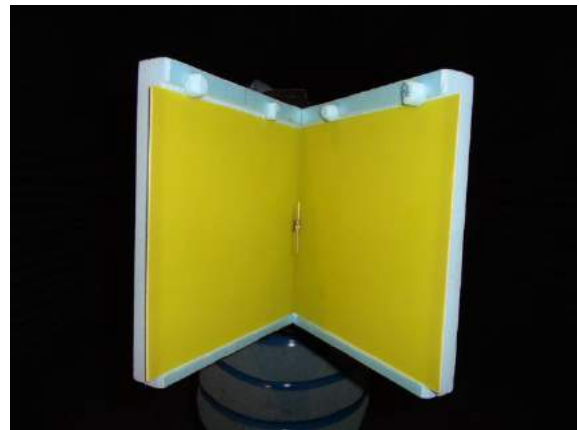


Figura A-3 - Dipolos utilizados para caracterização experimental no IST/Lisboa.

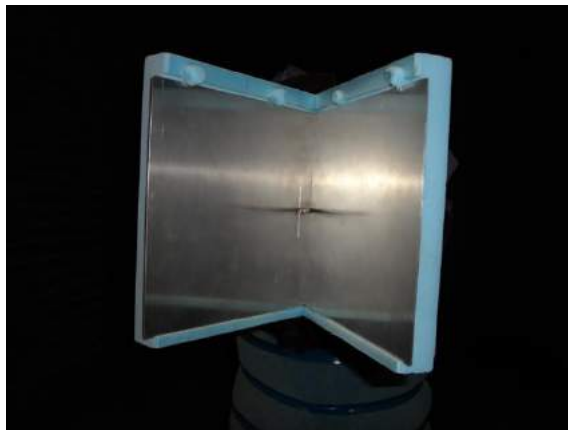
Para estas caracterizações foi utilizada a câmara anecóica do laboratório de antenas do IST/Lisboa. Nela foram feitas medições para o dipolo isolado, dipolo com refletor de FR-4 (sem a camada de metalização), o dipolo com o refletor de placas metálicas, o dipolo com o refletor com as FSS maiores (4,85 GHz) e o dipolo com o refletor com as FSS menores (5,85 GHz), como pode ser observado na Figura A-4.



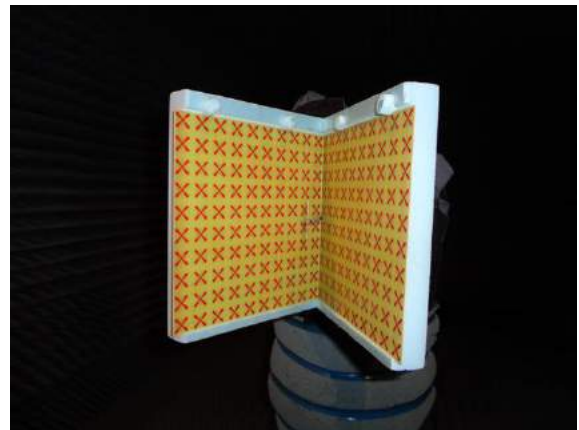
(a) Dipolo isolado



(b) Dipolo com refletor de FR-4



(d) Dipolo com refletor de placas metálicas



(d) Dipolo com refletor de FSS

Figura A-4 - Posicionamento do dipolo em relação ao refletor para a caracterização experimental no IST/Lisboa.

Foram traçados os diagramas de irradiação para todas as configurações utilizando o mesmo dipolo, obtendo os resultados que podem ser observados na Figura A-5, na Figura A-6, na Figura A-7 e na Figura A-8.

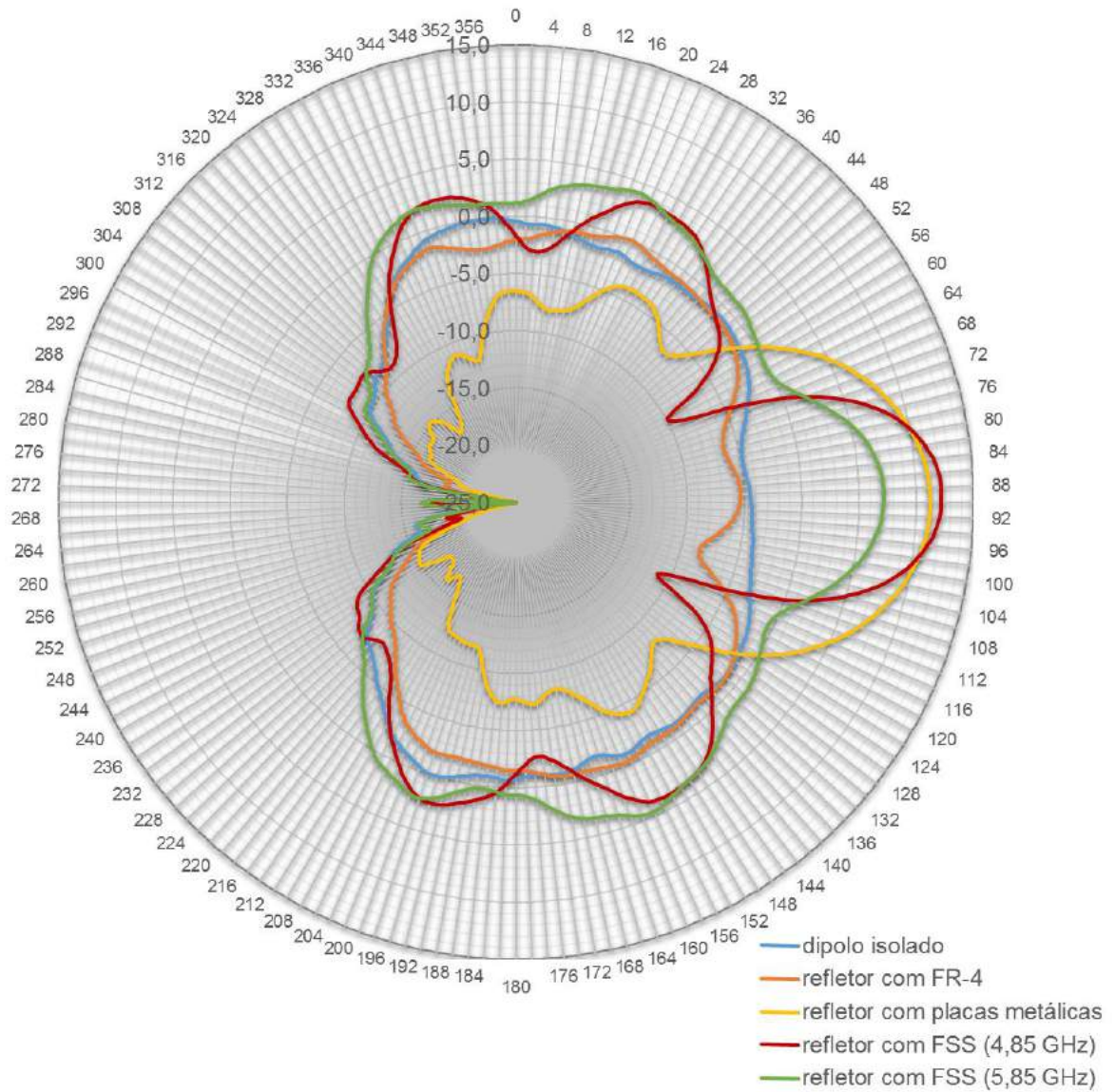


Figura A-5 - Diagramas de irradiação para diferentes estruturas utilizando dipolo de 3,0 GHz.

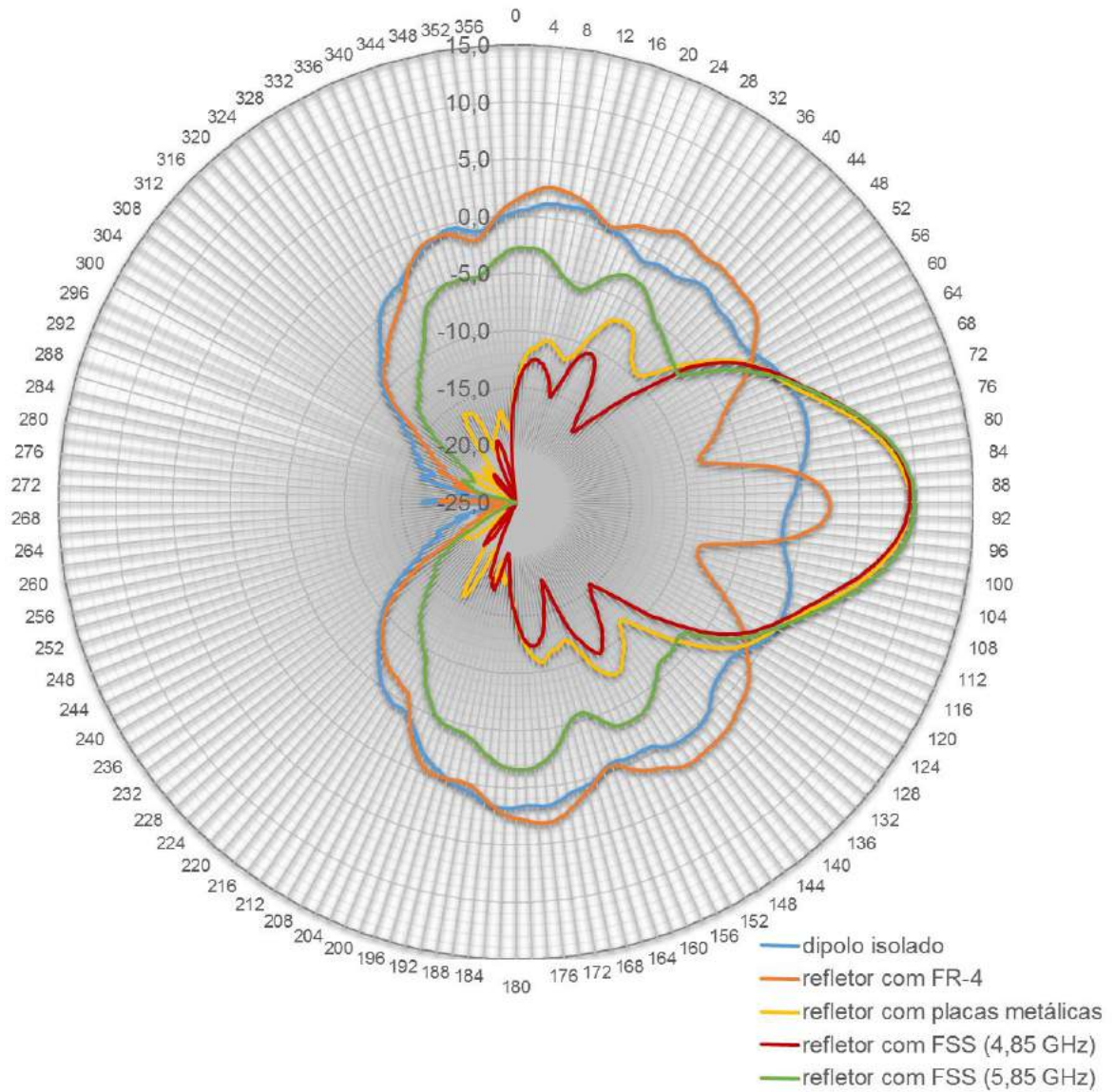


Figura A-6 - Diagramas de irradiação para diferentes estruturas utilizando dipolo de 4,9 GHz.

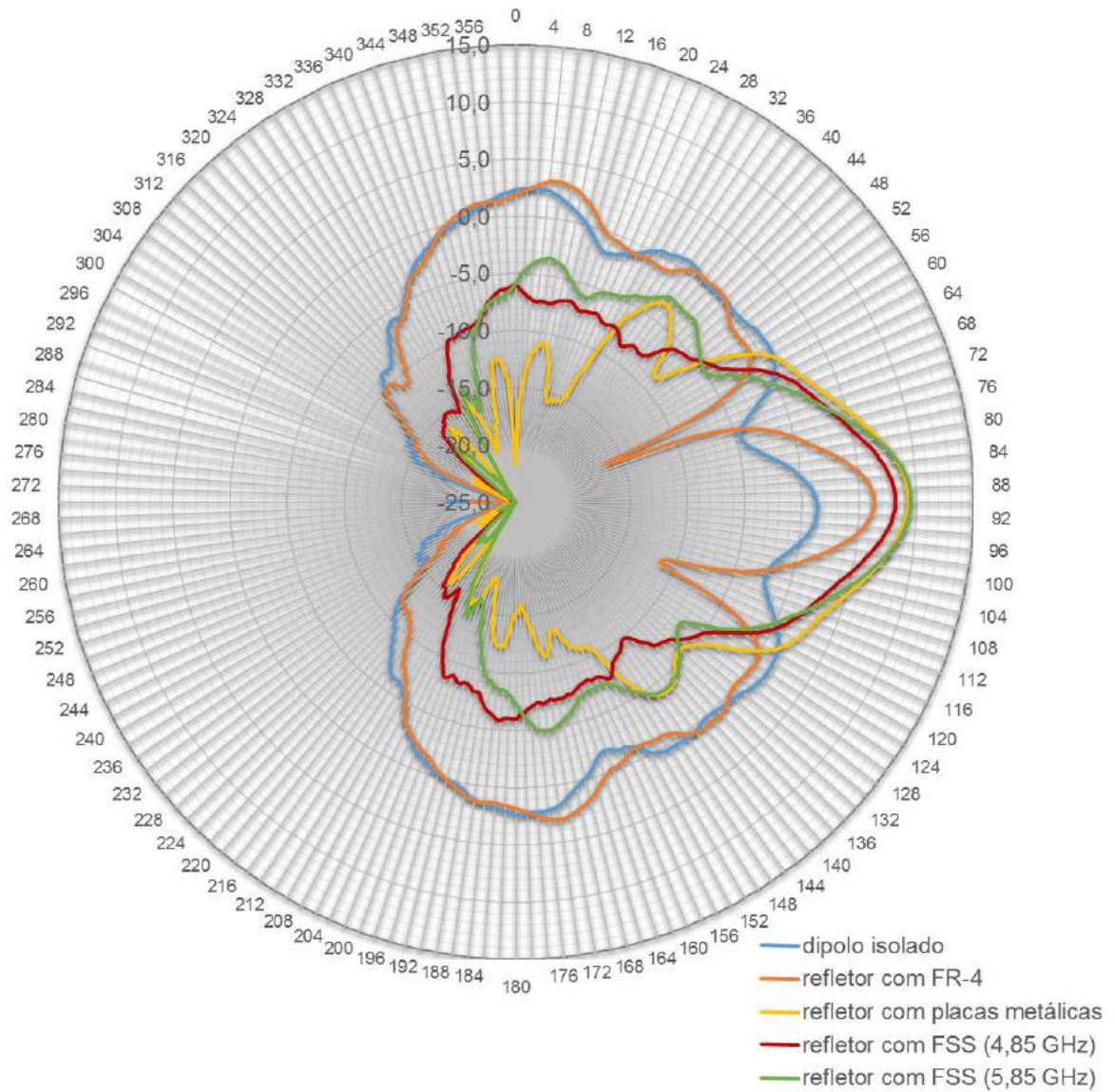


Figura A-7 - Diagramas de irradiação para diferentes estruturas utilizando dipolo de 5,7 GHz.

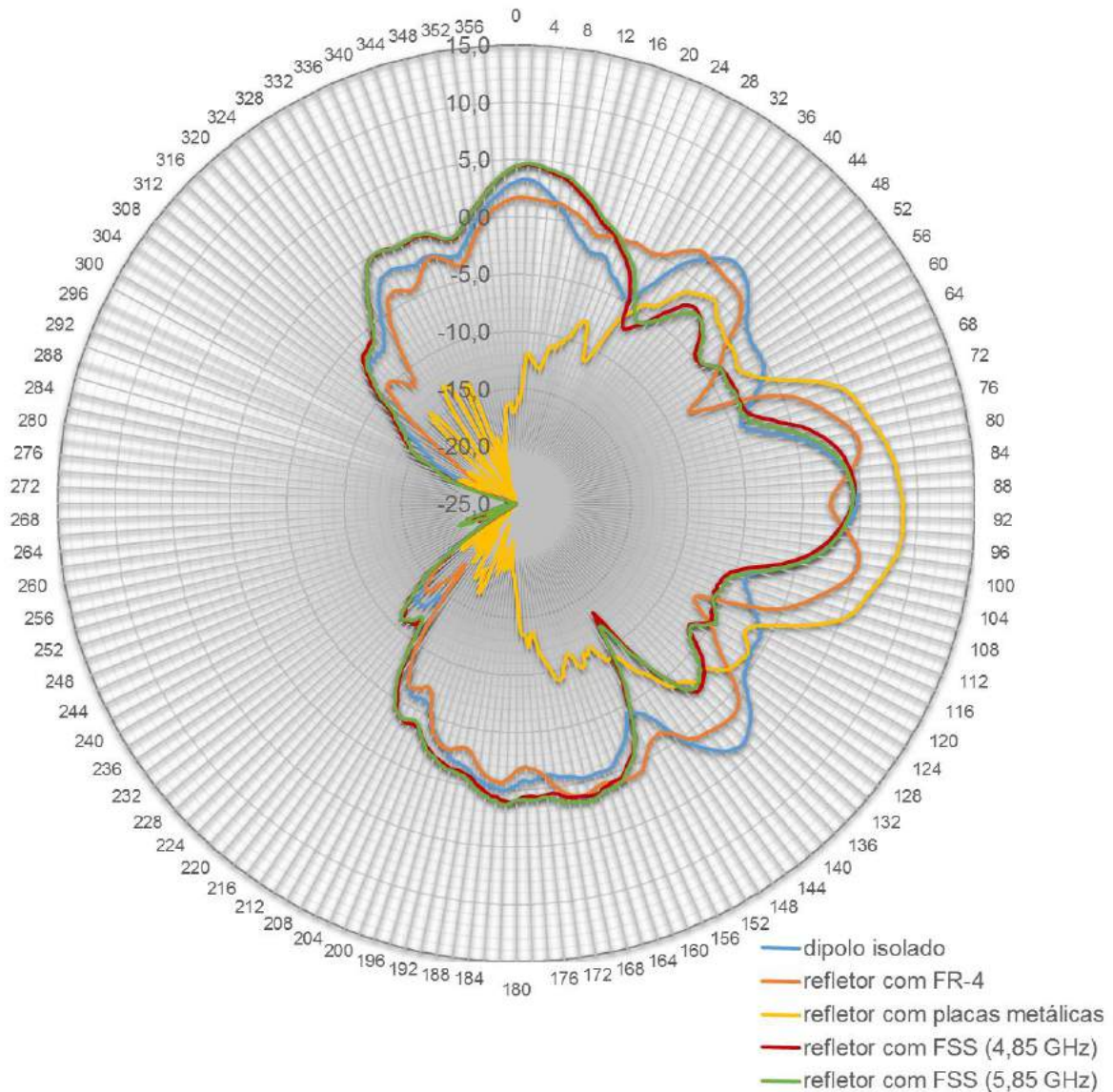


Figura A-8 - Diagramas de irradiação para diferentes estruturas utilizando dipolo de 8,0 GHz.

Após analisar os resultados obtidos no Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa, foi possível verificar que os mesmos estão condizentes com os resultados obtidos no GTEMA – IFPB. Além do que, foi possível observar a contribuição do dielétrico utilizado na reflexão das ondas eletromagnéticas.